

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219>

Итак, начнём с расчёта коэффициента трансформации транзисторного двухтактного каскада. Исходные данные- напряжение питания ( $E_p$ ), выходная мощность ( $P_{вых}$ ), напряжение насыщения транзистора ( $U_n$ ), сопротивление нагрузки ( $R_n$ ).

1. Расчитываем односторонний размах напряжения на коллекторе (стоке).

$U_{пик} = E_p - U_n$

2. Расчитываем действующее переменное напряжение на коллекторе

$U_{пер} = U_{пик} / 1.41$

3. Расчитываем приведённое сопротивление

$R_{прив} = (U_{пер}^2) / P_{вых}$

4. Расчитываем коэффициент трансформации одной полуобмотки, и округляем до ближайшего бОльшего физически реализуемого коэффициента трансформации:

$k = \sqrt{R_n / R_{прив}}$

Пример. Хочу сделать ультралинейный двухтактный каскад на КТ922В (режим А), задав  $U_n = 7В$  (в эмиттерах для стабилизации ражимов и выравнивания характеристик по плечам стоят резисторы по 1 Ом),  $P_{вых} = 12Вт$ ,  $E_p = 27В$ ,  $R_n = 50 Ом$ .) Итак, считаем транс

1.  $U_{пик} = 20В$

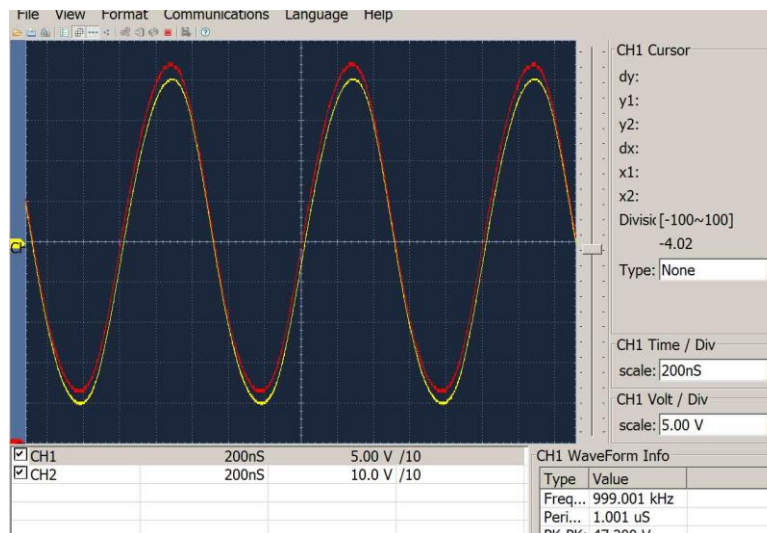
2.  $U_{пер} = 14.18В$

3.  $R_{прив} = 16.77 Ом$

4.  $k = 1.726$ , принимаем  $k = 2$ .

Теперь вопрос- а сколько же витков мотать? Нередко рекомендуют использовать в выходных каскадах трансформаторы типа "бинокль" с первичкой из медной трубки. Т. е., условно (!!!) на каждый транзистор приходится по полвитка, для  $k=2$  для каждого плеча вторичная будет один виток, общий коэффициент трансформации- единица. Но, не следует забывать, что для правильной работы транзисторов оконечного каскада, реактивное сопротивление коллекторной ки трансформатора должно быть заметно больше приведённого сопротивления во всём диапазоне частот, а с медной трубкой и, например, насаженными на неё 5 кольцами К10\*6\*5 2000НН (часто именно такой конструктив используется), это выполнится только при весьма больших мощностях. Учитывая этот нюанс, откажемся от одного медного витка и сделаем трансформатор из 8 перевитых попарно запараллеленных проводов, продетых через ферритовый бинокль два раза. Т. е. каждая коллекторная обмотка будет содержать 2 витка по два провода (общее число витков первичной обмотки- 4 витка с отводом посередине), выходная- 4 витка по два провода. Фото испытываемого линейного двухкаскадного усилителя (неравномерность АЧХ менее +1 дБ в диапазоне 1...33 МГц, усиление примерно 30 дБ) внизу- драйвер на КТ934В (первое, что попало под руку), работающий в классе А, и двухтактный оконечник в том же классе. Возбудитель- Г4-164. На картинке, к слову, хорошо видны подключённые щупы осциллографа SDS8202, осциллограммы с которого и будут ниже...

Осциллограммы напряжения на коллекторе одного из транзисторов (на втором в точности противофазное напряжение) и выходного напряжения для двух частот (1 и 30 МГц) ниже. Красная линия- напряжение на коллекторе, жёлтая- выходное напряжение. Обратите внимание, что масштаб по шкалам разный (отличается вдвое), и ноль красной линии находится на нижнем крае, а жёлтой- посередине. Несложно заметить, что на 1 МГц работа трансформатора абсолютно корректна, на 30 МГц появляется сдвиг фаз и некоторое нарушение коэффициента трансформации за счёт индуктивности рассеяния. Искажения на обоих частотах чрезвычайно низки (анализатор включать лень). Никакой ФНЧ не нужен.

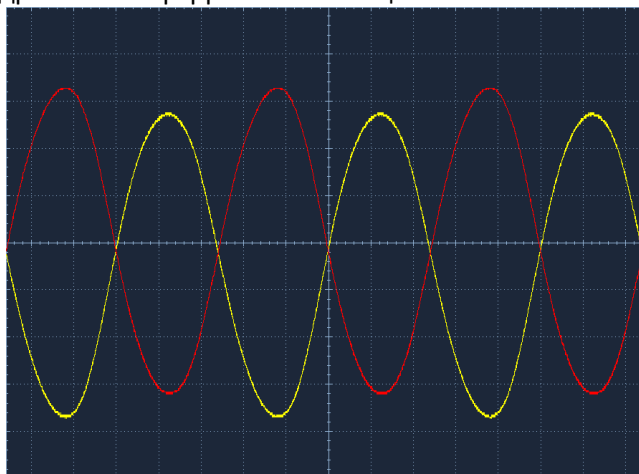


Кстати, многовитковому выходному трансу, как правило, не требуется симметрирующий дроссель на ферритовом кольце, который является весьма желаемым атрибутом каскадов с "полувитковыми" медными трубками...

Я, например, для 15...20 Ваттного выхода для КВ диапазона с питанием от 28 Вольт никогда не поставлю классическую первичку из медной трубки. По крайней мере, с теми советскими кольцами, которыми обладаю...

PS После округления коэффициента трансформации, выходная мощность усилителя при заданном размахе коллекторного напряжения вычисляется по формуле  $P_{\text{вых}} = ((U_{\text{пер}} \cdot k)^2) / R$ . В моём усилителе это 16 Вт. Эту же цифру наблюдаем и на осциллограммах.

А, в сущности, и не знаю, что ещё писать. Изначально ставил себе задачу сделать ультралинейный усилитель на 10 Вт (выходные транзисторы должны быть дешёвы, и работать в режиме А). Для большей термостабильности, слегка увеличил номиналы резисторов в эмиттерах (теперь стоят 3 параллельно включённых 8.2 Ом, зашунтированные 0.1 мкФ). Вот, привожу осциллограммы напряжения на одном из коллекторов выходного транзистора (на втором в точности то же самое) (жёлтый цвет), и выходного напряжения усилителя на нагрузке 50 Ом (красный цвет). Линейности АЧХ серьёзно не добивался (один фиг, ALC работает), поэтому, выходная мощность при стабильном входном напряжении, гуляет примерно от 10 до 15 Вт. Вот осциллограммы для разных частот без симметрирующего дросселя на ферритовом кольце.



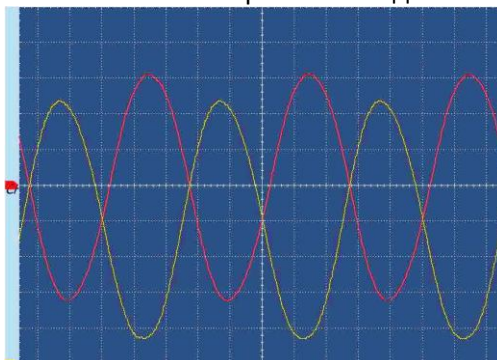
Несложно заметить, что с используемым трансформатором, в осциллограммах нет никакой разницы- симметрирующий дроссель не нужен.

Кроме того, были проведены эксперименты, с включением в коллекторы обоих транзисторов отдельных, не связанных друг с другом, дросселей, и отключенной от источника питания средней точки выходного трансформатора (такой вариант проскакивал на CQHAM). Как и следовало ожи-

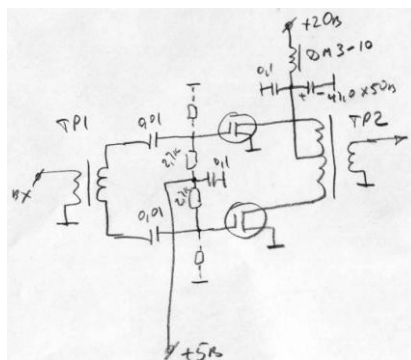
дать, подобная схема нормально работала только при работе транзисторов в режиме А, при уходе же их в отсечку, как, опять же, и следовало ожидать, на коллекторах появлялись малоконтролируемые всплески напряжения, и, соответственно, надёжность работы резко падала.

#### Думаю имелись в виду RD16HNF1

Нормально работают эти транзисторы. Коэффициент усиления по мощности без ООС, и какой-либо серьёзной согласовки по входу более 1000. На затворы каждого транзистора через 2.7 кОм подано смещение порядка 5 вольт. Ток покоя для режима А ( $P_{\text{вых}}=12$  Вт) по 0.7 А, у нижнего транзистора для выравнивания тока с затвора на землю резистор 22 кОм- транзисторы разные. Трансформатор- тот же, что и в используемом раньше усилителе. Осциллограмма (красный- выход, ноль посередине, жёлтый- коллекторное напряжение, критический режим, ноль- внизу) в диапазоне 0.5...45 МГц практически неизменна, коэффициент усиления так же, практически, стабилен. Питание- 20 Вольт, выше давать не стоит из соображений надёжности-  $U_{\text{с макс}}=50$  Вольт.



В ближайшие дни, введу ООС, переведу каскад в режим АВ, приведу параметры по интермодуляции, сменю коэффициент трансформации для получения БОльшей мощности. В режиме АВ без ООС схема работает не очень- заметен перекося выходного сигнала из- за разных транзисторов. Вот такая схема на данный момент. Резисторами с пунктиром выставляются начальные токи полевиков (0.7 А). При этой операции, очень рекомендую использовать блок питания с ограничением по току, установив уровень защиты 1.5 А. Стоки транзисторов можно подключать/отключать поочерёдно- настраиваете один, второй отключён. После выставления указанных токов, усилитель работает в классе А, отдавая линейную мощность примерно до 12 Вт. Дроссель тоже необязательный, но желательный элемент- не все блоки питания корректно работают при попадании в них даже слабых ВЧ напряжений. Преимущества схемы очевидны- огромный коэффициент усиления по мощности (10 Вт при 600 милливольт на входе) и схемная простота, недостаток- невысокий КПД (при 10 Вт на выходе 36%), и, возможно, не превышающий -30 дБ уровень интермодуляции третьего порядка.



Игорь 2 написал(а):

возможно, не превышающий -30 дБ уровень интермодуляции третьего порядка.... Хотя, эту цифру надо проверить- может быть, она будет лучше...

Да, интуиция меня не обманула- каждый из продуктов интермодуляции третьего порядка подавлен на -36 дБ по отношению к любому из двух поданных на вход сигналов при выходной мощно-

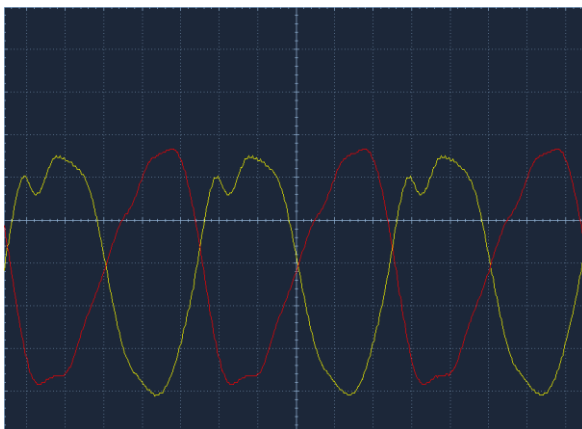
<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=2>

Ввёл ООС, добавил пару каскадов усиления, теперь при входном напряжении 50 мВ имею на выходе абсолютно линейные 10 Вт в диапазоне 0.5...35 МГц с неравномерностью АЧХ менее 1 дБ, завал на 40 МГц- 2 дБ. Уровень интермодуляции третьего порядка при указанной выходной мощности и питании 20 Вольт- -41 дБ, при увеличении питания до 24 Вольт -46 дБ...

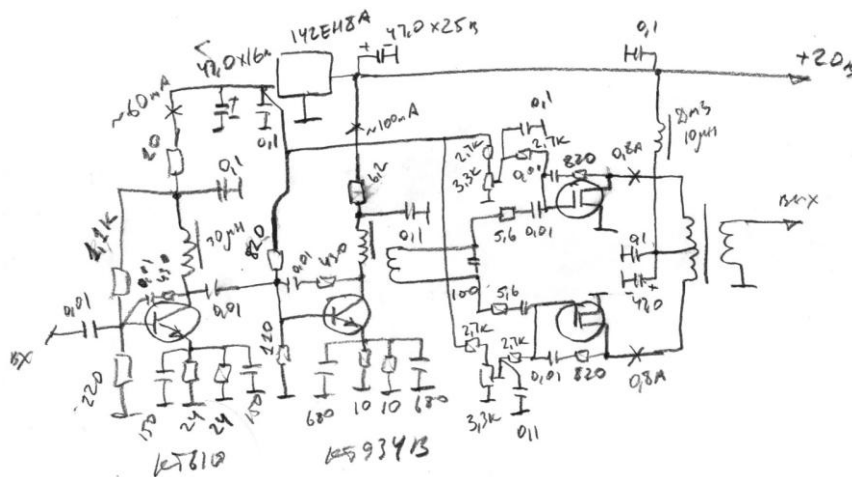
В режиме класса АВ работа схемы не понравилась. Интермодуль, при указанной выше мощности, реально получить порядка -30 дБ, однако, выходное напряжение вряд ли можно назвать синусоидой, да и перекося формы сигнала, несмотря на равный ток покоя, достаточно значительный. Хотя, это уже беда всех транзисторных усилителей. Можно поставить сдвоенный транзистор, форма выходного сигнала будет симметрична, но, опять же, то, что увидим на выходе, будет, увы, совсем не синусоида...

Правильно в старые добрые времена писали- сделал транзисторный УМ, обязательно собирай к нему диапазонные фильтры. Ну, а теперь всё упростилось- в самоделки и итальянские оконечники, в лучшем случае, ставят общий ФНЧ на 30 МГц. Потому, и эфир весь загажен...

Вот такое напряжение на стоках в режиме АВ без ООС в предкритическом режиме. Если их разность синусоида, то я китайская балерина...



Вот такая схема. Мощность на КРЕН'е- около 1 Вт.



Кстати, косичка из 8 проводов ПЭЛ 0.3, продетых через 2\*4 кольца 2000НН К10\*6\*5 даёт те же результаты. Интермодуль, правда, только на 10 МГц проверялся. Он не изменился...

И, как видите, при правильной схемотехнике, проблем, нет- интермодуль в критическом режиме -41 дБ...

Как и писал выше, перевод выходного каскада в режим АВ заметно ухудшает все его параметры- падает усиление, возрастает интермодуляция, выходной сигнал отличается от синуса. Вот осциллограмма двухтонового сигнала при токе покоя каждого выходного транзистора 200 мА. Интермодуль третьего порядка -30 дБ, и, в отличие от режима А, анализатор чётко отображает и интермодули более высоких порядков, в частности, пятого (-50 дБ).

Тогда еще один вопрос: при намотке выходного бинокля число витков вторичной обмотки округляется до целого числа. Как это влияет на выходное сопротивление РА?

Дело в том, что реально в практике линейных усилителей, они работают на рассогласованную нагрузку, т. е.  $R_{вых}$  не равно  $R_n$ . Ведь согласование сопротивлений подразумевает отдачу максимальной мощности в нагрузку, а нам, помимо этого, ещё и достаточная линейность нужна. Вот и приходится идти на компромисс, не выполняя условие полного согласования. Поэтому, совершенно естественно, что, максимальную мощность на нашу нагрузку усилитель не отдаст. А на ту нагрузку, на которую отдаст, не выдержит линейности при номинальной мощности. Разница между выходным и оптимальным нагрузочным сопротивлением в реальных усилителях невелика, и, как правило, не превышает 20%.

А как учитывать коэффициент трансформации я указывал в самом первом посту ветки, и нужно чётко отдавать себе отчёт, что при заданном напряжении питания, и работе выходных транзисторов в критическом, или предкритическом режиме, на заданное сопротивление нагрузки, мы можем получать только определённый ряд мощностей, напрямую связанный с коэффициентом трансформации.

Тогда еще один вопрос: при намотке выходного бинокля число витков вторичной обмотки округляется до целого числа. Как это влияет на выходное сопротивление РА?

Дело в том, что реально в практике линейных усилителей, они работают на рассогласованную нагрузку, т. е.  $R_{вых}$  не равно  $R_n$ . Ведь согласование сопротивлений подразумевает отдачу максимальной мощности в нагрузку, а нам, помимо этого, ещё и достаточная линейность нужна. Вот и приходится идти на компромисс, не выполняя условие полного согласования. Поэтому, совершенно естественно, что, максимальную мощность на нашу нагрузку усилитель не отдаст. А на ту нагрузку, на которую отдаст, не выдержит линейности при номинальной мощности. Разница между выходным и оптимальным нагрузочным сопротивлением в реальных усилителях невелика, и, как правило, не превышает 20%.

А как учитывать коэффициент трансформации я указывал в самом первом посту ветки, и нужно чётко отдавать себе отчёт, что при заданном напряжении питания, и работе выходных транзисторов в критическом, или предкритическом режиме, на заданное сопротивление нагрузки, мы можем получать только определённый ряд мощностей, напрямую связанный с коэффициентом трансформации.

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=3>

К вопросу о выходном сопротивлении усилителей в разных классах работы (у некоторых товарищей есть непонимание физики процесса <http://www.cqham.ru/forum/showthread.php...post744046>).

Итак, сначала испытываем усилитель с ООС и выходными транзисторами в классе А (ток каждого стока 0.8А). Входное напряжение 50 мВ, нагрузка сначала 50 Ом, затем- 25. Красный график- выходное напряжение, жёлтый- стоковое. Красный график- 10 В/дел, жёлтый- 5 В/дел, оба входа открыты по постоянному току, нулевая линия жёлтого графика внизу, красного- посередине. Встроенный вольтметр показывает выходное напряжение при нагрузке 50 Ом 22.05 Вольт, при 25 Ом- 13.73 Вольт.





фильтрах отсутствует.

НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ- 21 ВОЛЬТ, НА СХЕМЕ ОШИБКА.

Игорь, если не сложно можете посчитать выходной трансформатор?

Ну, давайте приблизительно прикинем. Примем минимальное напряжение на стоке 4 Вольта. Реально при таком минимальном напряжении и попытке снять хотя бы 10 Вт при питании 12 Вольт не позволят сделать интермодуль сильно хорошим, но тем не менее... Задаёмся 12 Ваттами. Итак, прямо по пунктам- см. пост 1.

1.  $U_{пик}=12-4=8\text{ В}$
2.  $U_{пер}=5.65\text{ В}$
3.  $R_{прив}=2.67\text{ Ом}$
4.  $k=4.33$

Ну, что сказать, давайте, в меньшую сторону округлять- при питании от 12 Вольт вышеуказанные транзисторы всё равно не дадут приемлемого интермодуля. Итак, берём НА ОДНО ПЛЕЧО  $k=4$ . Следовательно, общий коэффициент трансформации будет двойка. По аналогии с моим трансформатором, пусть к нагрузке 4 витка. Следовательно, на КАЖДЫЙ коллектор пойдёт по одному. Т. е. Вам придётся свить косичку, аналогичную моей (см. пост 36), но состоять она уже будет из проводов с диаметром 0.5 мм. Далее пропускаем один виток через магнитопровод, запараллеливаем два провода, и используем их как первичку для одного транзистора, затем, другие два- для второго. Не забываем про фазировку. Ну, а оставшиеся четыре витка, включаем последовательно- это будет выход. При заданном ранее минимальном падении напряжения на открытом транзисторе (4 Вольта), будем иметь выходную мощность 10 Ватт, правда, получившегося у меня уровня интермодуляции Вы не получите- для этого нужно напряжение питания повышать...

Перевёл сейчас свою последнюю модифицированную схему в режим АВ, и подбором тока покоя, получил интермодуль третьего порядка на частоте 10 МГц при номинальной выходной мощности -43 дБ. Правда, спектр мусора весьма широк- даже 9 порядок хорошо просматривается, и составляет примерно -50 дБ...

Но, как говорится, хвост вытянешь, а нос тонет- при скидывании мощности на -6 дБ, интермодуль третьего порядка возрастает, и устанавливается на уровне -37 дБ. Судя по всему, это и есть та самая "магическая цифра" для данного типа полевиков, ниже которой в классе АВ получить нельзя. Кстати, и глубину ООС уже нельзя наращивать- я стою в 6 дБ от порога устойчивости.

А если слегка поднять ток покоя, выставив при номинальной мощности интермодуль третьего порядка -36 дБ (при этом картинка интермодуляции весьма красива- составляющие верхних порядков монотонно убывают), при скидывании мощности на -6 дБ, получаю интермодуль третьего порядка -30 дБ, пятого -40, седьмого порядка ниже -50...

Синусоида на выходе, естественно, не чистая. Вот такие реалии, в очередной раз убедился в том, что знал и ранее- при желании получить качественный сигнал при малых мощностях (менее 20 Вт) и отсутствии необходимости экономить питание и размеры, использовать какой- либо другой режим, кроме А- извращение...

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=5>

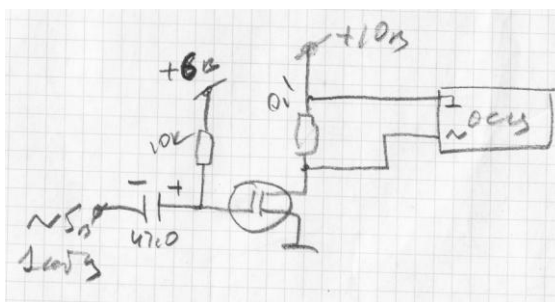
Вот такая на данный момент схема.



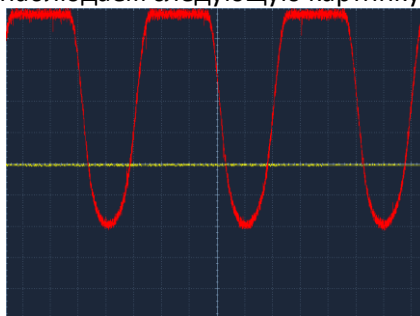


Игорь, если не затруднит - какие хар-ки у транзисторов Вашего усилителя.

Здесь нужно учитывать некоторые нюансы. Например, в стандартной проходной характеристике, указан ток примерно 7.2 А при напряжении на стоке 10 В, и напряжении затвор- исток 10 В. Не-сложно догадаться, что при подобном испытании мощность на транзисторе превышает предельно допустимую. Кроме того, характеристика построена для температуры кристалла 25 градусов Цельсия, удержать такую температуру при мощности на кристалле почти 70 Вт, реально только в течение весьма короткого времени, и в статике эту характеристику не снять- при повышении температуры кристалла, ток стока будет заметно падать. Очевидно, именно эти нюансы Вы не учли, поэтому, и получили характерную "полочку" на характеристике. Чтобы не наступать на те же грабли, я снял динамическую характеристику на частоте 1 кГц. Схема следующая

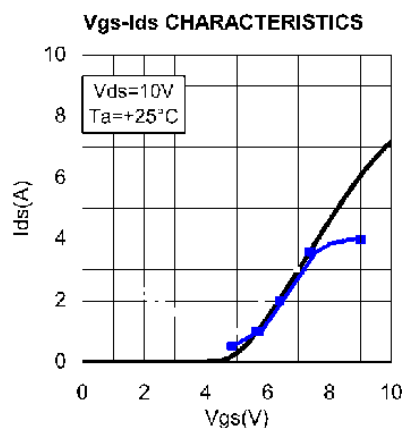


Понятно, что и я поступаю не совсем корректно, и что кристалл и у меня явно не 25 градусов... 😊 Тем не менее, на осциллографе наблюдаем следующую картинку...



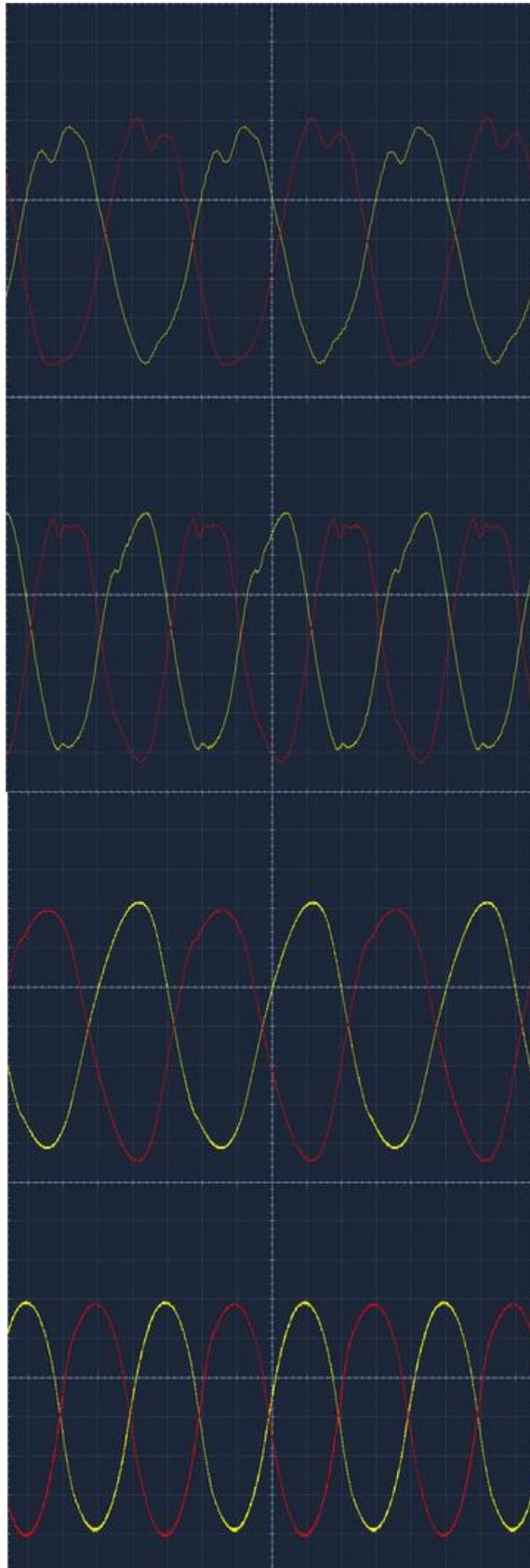
Цена деления- 100 мВ, красный луч имеет нулевое положение на самом верху шкалы. Из осциллограммы можно сделать вывод, что при пиковом напряжении на затворе относительно истока в 13 Вольт, транзистор успешно отдаёт стоковый ток 7 Ампер при напряжении сток- исток 9.3 Вольта, и температуре кристалла явно выше 25 градусов, из чего я делаю вывод о его исправности... Игорь спасибо!

Параметрами в динамике займемся завтра! Вопрос по ВАХ разрешился - человеческий фактор. Все нормально. Подавали то 24В!!! На скрине результат синим.



<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=9>

Во- первых, мне кажется, что что- то у Вас не так- осциллограммы стоковых напряжений какие- то чуждые. Вот такие они у меня при токе покоя каждого транзистора 0.1А (ноль обоих- на нижней грани). Схема из поста 121, истоковые резисторы замкнуты. Итак, критический режим, частоты, соответственно 10, 5, 1, 0.5 МГц.



Несложно заметить то, о чём я писал ранее- класс АВ не может давать приемлемых искажений на ВЧ даже с хорошим трансформатором. Со снижением частоты, и правильным трансом, сигнал на выходе становится похожим на синусоиду.

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=10>

Игорь! Будьте добры, приведите формулы расчета первых двух каскадов Вашего усилителя (для применения других типов транзисторов).

Да там, в сущности, и считать нечего... На вход оконечника, чтобы довести его до ограничения, нужно подать не более 1.5 Ватт. Коэффициент использования коллекторного напряжения, чтобы не форсировать предоконечный каскад, примем равным 0.5, соответственно, КПД при номинальной мощности в классе А 25%. Считаем мощность покоя, рассеиваемую на транзисторе предоконечника-  $1.5/0.25=6$  Вт. Выбираем транзистор, непрерывно выдерживающий такую мощность, и, минимум, удвоенное напряжение питания. Считаем ток коллектора данного транзистора-  $I_{k0}=6/24=0.25$ А. Считаем номинальную нагрузку каскада-  $R_n=24*0.5/0.25=48$  Ом, входное сопротивление оконечника близко к заданному числу, берём трансформатор 1:1. По уму, можно было бы, и 2:3 делать- входное сопротивление оконечника порядка 100 Ом, как раз бы, в 50 Ом к коллектору и привелись бы. Но, т. к. все цифры взяты с большим запасом, можно и не совсем подходящий транс использовать...

Примерно те же рассуждения и по поводу первого каскада. Оба каскада драйвера заточены под усиление примерно 10 дБ...

входное сопротивление оконечника порядка 100 Ом. Как получена эта цифра.

Какое входное сопротивление Вашего усилителя? Мне надо 50 Ом, такое выходное имеет ДПФ.

**При введении глубокой параллельной ООС по напряжению, входное сопротивление каскада примерно равно последовательному сопротивлению, идущему на вход активного элемента. Поэтому, и взял 100 Ом- там же 2 по 43 Ома, если память не изменяет... При снижении глубины ООС, входное сопротивление растёт. Так что, 100 Ом- цифра приблизительная, но близкая хотя бы по порядку к истине. Реально при отдаче номинальной мощности, на коллекторе драйвера синус не искажён, интермодуль менее -55 дБ, односторонняя амплитуда синуса- половина напряжения питания. Значит, серьёзных ошибок в расчёте нет...**

Расчёт по математической модели даёт величину входного сопротивления 56 Ом. Та же математика утверждает, что при сопротивлении в цепи ООС первого каскада 330 Ом, входное сопротивление будет ровно 50 Ом.

Игорь, спасибо за схему усилителя! Заработал сразу. Только подобрал резистор ОС (220 Ом). КСВ по входу =1,15 в диапазоне 1,8 - 30МГц, ровнёхонькая полочка.

Да, согласен- правильная цифра в районе 200 Ом- не учёл то, что входное сопротивление второго каскада 20 Ом...

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=13>

5 ватт я так понимаю на экране не менее 60 вольт пик то пик? Нет, не так.

Действующее напряжение  $U=\sqrt{P \cdot R}=\sqrt{5 \cdot 50}=15.8$  В,

Uр-р (от пика до пика) =  $U \cdot 2 \cdot \sqrt{2}=44.6$  Вольт.

[illegible]

Транс у КТ610 аналогичен тому же транс у из одной из моих схем, приведённых ранее- на ферритовом кольце.

По моему справочнику, максимальный ток коллектора КТ930А 6 А, пиковый 10. Максимальная мощность- 75 Вт. Работаем в режиме А, следовательно, при неизменном токе коллектора, при нулевом возбуждении имеем максимальную мощность на транзисторе  $3 \cdot 12 = 36$  Вт.  
А по Вашему графику- 4А, в любом случае, за них не выскочим- режим- то А.

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=18>

Следовательно, для класса АВ, надо на затвор подать  $(7+5.2)/2=6.1$  V при этом ток должен быть примерно 1.7 А

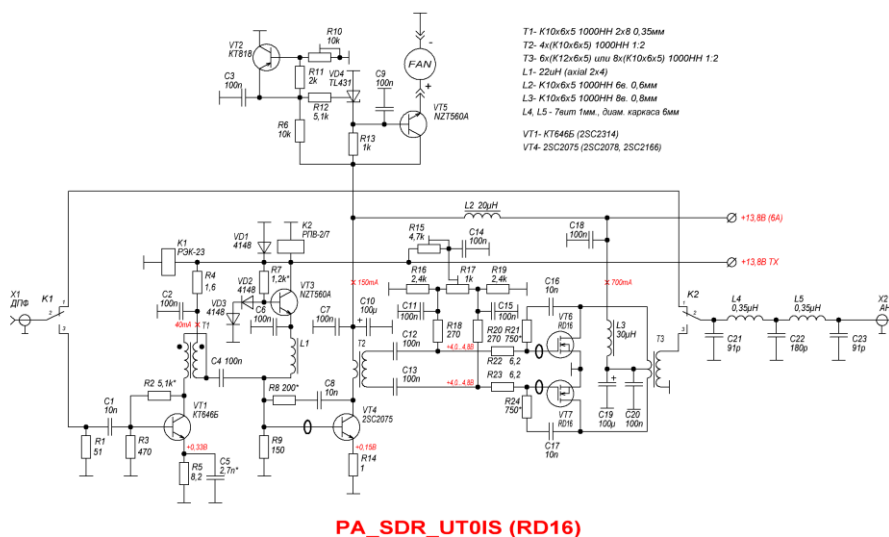
<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=22>

Если Вы намерены использовать оконечники на RD16 в классе А (по 0.7 А на транзистор), и ограничиться интермодулем -30 дБ (для 5 Вт выходной мощности- за глаза), то и незачем вводить в оконечник ООС. Значит, этим транзисторам будет достаточно всего - навсего, 600 мВ по входу (см. пост 24), а подобное напряжение с мизером искажений легко отдаст один- единственный KT610 под током 40 мА.

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=23>

Друзья, дочитал тему, есть масса вопросов.

Использую миниес, пока имею на выходе ДПФ на 500мОм около 150мВ. УМ собирал по схеме ранее выложенной уже здесь, прикрепляю



Хочу обойтись без ФНЧ. Можно ли получить при 20В питания по приведенной схеме 20(15)Вт с IP3под -40дБ?

Считаю так: КПД 30% то есть 20Вtx3=60Вт подводимой, 60ВТ/20В=3А, то есть для класса А будет достаточно 3А/2=1.5А на транзистор, вроде нормальный режим, но чувствую чтото я не учел.

И вопросы по приведенной выше схеме. R15 у меня идет через кренку 9В. Не пойму зачем в схеме такой сложный стабилизатор на VT3?

Вместо 2SC2075 хочу поставить RD16 ток около 300мА. Резистор R14 убрать (так как крепиться к радиатору), на входе R1(500м) тоже убрать, R3 заменить на 2000м.

Выходные транзисторы VT6, VT7 тоже сразу крепить на радиатор буду, то есть резистор 1-30м в исток не поставлю, я тяжело себе представляю как на практике реализовать отдельно радиатор для них, даже через слюду на общий, и главная проблема в том что УМ уже заточен под корпус трансивера.

В общем подскажите где ошибаюсь, какие детали схемы следует изменить? Трансформатор T2 тоже через одно место сделан, первичка 2по полвитка на амидоновском бинокле. T3 тоже амидон бинокль.

Можно ли получить при 20В питания по приведенной схеме 20(15)Вт с IP3под -40дБ?

Без истоковых резисторов в классе А, Вы, возможно, и получите 15 Вт, но вот удержать неизменным ток покоя транзисторов вряд ли удастся. Именно поэтому, у меня эти резисторы и стоят. Но, с ними выше 12 Вт не прыгните. Можно попробовать уходить на бОльшие коэффициенты трансформации выходного транс, но и тогда 15 Вт с интермодулем -40 дБ будут, скорее всего, под вопросом.



*UR3QRW* написал(а):

Считаю так: КПД 30% то есть  $20\text{Вт} \times 3 = 60\text{Вт}$  подводимой,  $60\text{ВТ} / 20\text{В} = 3\text{А}$ , то есть для класса А будет достаточно  $3\text{А} / 2 = 1.5\text{А}$  на транзистор, вроде нормальный режим, но чувствую чтото я не учел)))

Вопрос в том, отдадут ли эти 20 Вт два RD16 в классе А. Ведь у этих транзисторов вполне конечное напряжение насыщения- гляньте на мои осциллограммы. А там всего- навсего 10 Вт (12 Вт ? не помню- гляньте по постам). Нагружите на более низкое сопротивление- напряжение насыщения ещё больше поднимется. И не забудьте, что на каждом транзисторе Вы при 1.5 А в своей схеме будете рассеивать 30 Вт, а при тепловом сопротивлении 2.2 градуса/Ватт, это будет перегрев кристалла относительно корпуса 66 градусов...

*UR3QRW* написал(а):

Вместо 2SC2075 хочу поставить RD16 ток около 300мА. Резистор R14 убрать (так как крепиться к радиатору), на входе R1(500м) тоже убрать, R3 заменить на 2000м.

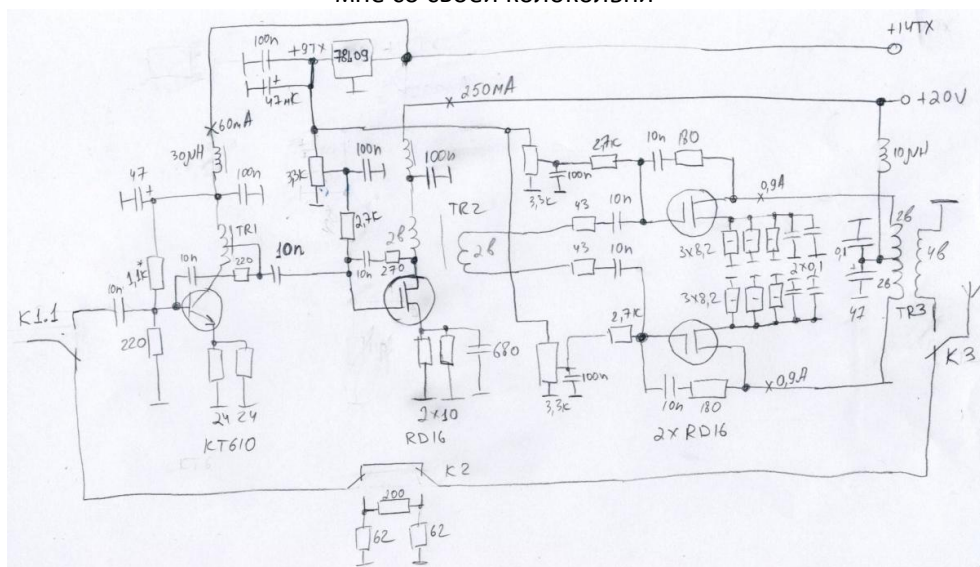
Здесь Вам правильно посоветовали- берите мою схему. Можете во второй каскад, если очень хочется RD16 поставить, а та схема, что Вы за основу хотите взять, мягко говоря, не очень хороша..

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=24>

Игорь, по поводу пластин для теплоотвода RD16, которые будут крепиться через слюду к большому радиатору, какой площади этих маленьких пластин будет достаточно? (Раз в 5 больше корпуса RD16?)

По схеме. КТ610 есть в наличии, а вот с КТ934 проблема, в наличии нет, боюсь и на рынке могу не найти. Перерыл свои запасы, есть такие 2Т904а, 2SC2075, 2SC2166, 2Т951В, возможно ли одним из них заменить КТ934 не ухудшив параметры схемы? или лучше в драйвер RD16 ставить?

Иван за рисунок печатки спасибо, только не нравится мне Ваша мощная земля под выходным трансом, которая соединяется видимо через радиатор с предварительными каскадами, лучше бы ею залить всю плату по контуру и я бы добавил ФНЧ срезом выше 30мгц, но это так, как видится мне со своей колокольни



Особенно интересно по согласованию первого каскада со вторым, скорее всего входные сопротивления разные (я сменил KT934 на RD16, был убран резистор 110 Ом с базы на корпус, смещение сделано по другому). На всякий случай выкладываю разводку, возможно есть грубые ошибки. Да вроде всё нормально. Хотя, конденсатор, шунтирующий истоковый резистор в драйвере, скорее всего, не понадобится.

Особенно интересно по согласованию первого каскада со вторым

Так считать неохота летом... Собирайте, в любом случае, даже если и ошиблись (а, скорее всего, не очень), то схема по любому меняться не будет- истоковые резисторы сменяются и (или) резистор в цепи ООС...

Подскажите подойдет ли слюда толщиной 0,4мм

а зачем такая толстая нужна? для транзистора пойдет 0.2mm

Так пойдет или нет? Просто она уже есть у меня. Если нет, не вопрос куплю 0,2 если найду

Считаем. Коэфф. теплопроводности слюды 0.58 Вт/(м\*К). Площадь-  $6 \text{ см}^2 = 6 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ . Толщина-  $0.4 \text{ мм} = 0.4 \cdot 10^{-3}$ . Вычисляем тепловое сопротивление:  $R = 0.4 \cdot 10^{-3} / (6 \cdot 10^{-4} \cdot 0.58) = 1.15 \text{ К/Вт}$ . Говоря по- русски, при 20 Ваттах на транзисторе, будете иметь перегрев на стыке пластина/радиатор 23 градуса. При толщине 0.2 мм.- 11.5 градуса. С площадью  $10 \text{ см}^2$ , все перегревы снизятся в 1.67 раза. Вот и думайте. Все от радиатора зависит...

Напомню, по даташитам кристалл под 20 Вт нельзя греть выше 100 градусов. Внутреннее тепловое сопротивление кристалл/корпус- 2.2 К/Вт. Значит, при площади пластины  $6 \text{ см}^2$ , слюде 0.4, и мощности на транзисторе 20 Вт, температуре радиатора в точке соприкосновения с пластиной не должна превышать 33 градуса Цельсия.

Напомните, сколько Ватт у Вас на транзисторе рассеивается?

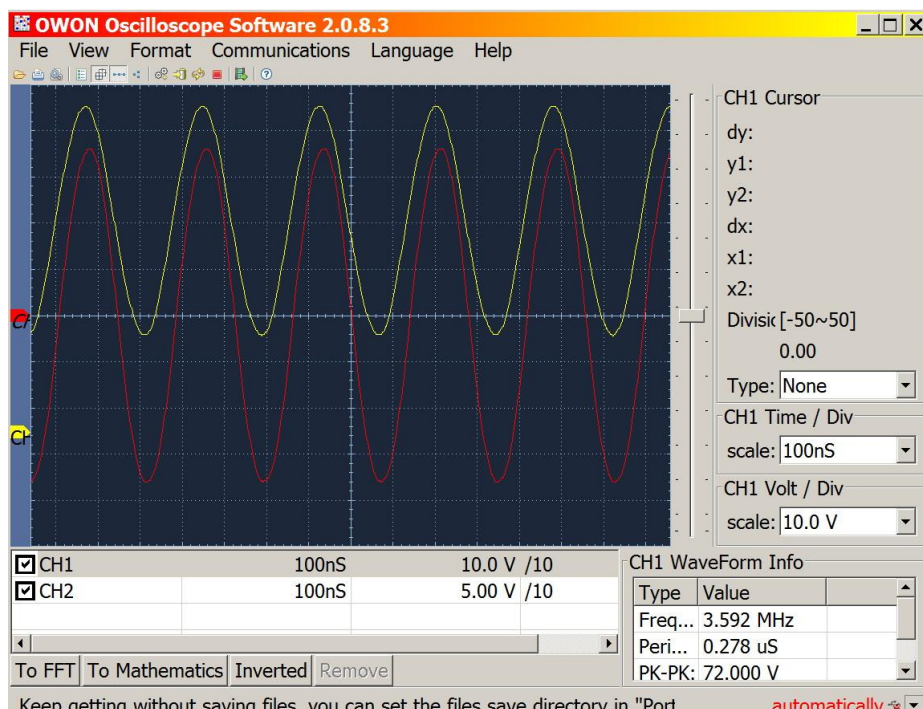
Спасибо за расчет!! Буду делать как у Вас 10Вт на выходе, при КПД 30% это 30Вт подводимой- 10Вт выходной /2 транзистора получается 10Вт на транзистор. Вроде так, плюс запас взять, пусть будет 15Ватт. А если в помещении температура +30+35 градусов, все привет)))

15 Ватт, делаете  $10 \text{ см}^2$ , получаете перегрев на стыке пластина- слюда (0.4 мм)- радиатор 10 градусов. Если плясать от 100 градусов допустимой температуры кристалла (с запасом), то температура радиатора должна быть не выше 57 градусов...

Со слюдой толщиной 0.2 мм. допустимая температура радиатора на 5 градусов выше...

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=26>

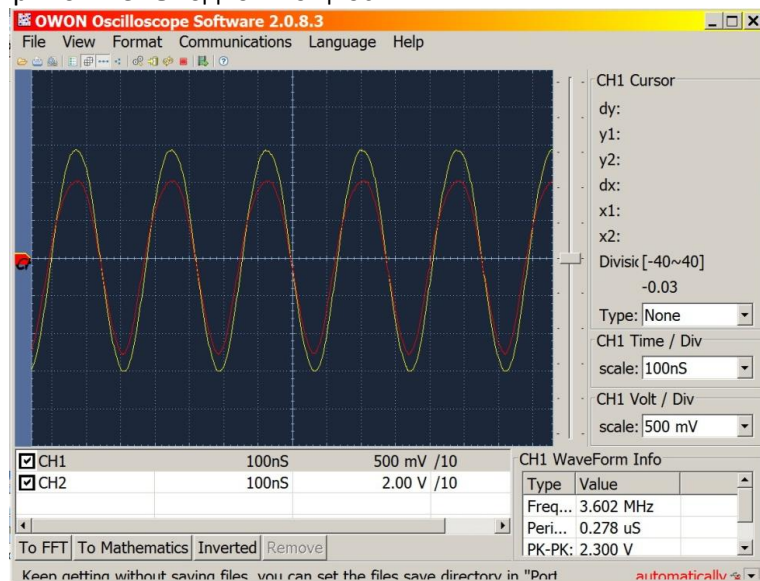
Питание- 24 Вольт. Ток покоя каждого транзистора оконечника- по 0.9 А. Несложно заметить, что жёлтый щуп снимает сигнал с коллектора драйвера, красный- с выхода усилителя, нагруженного на 50 Ом.



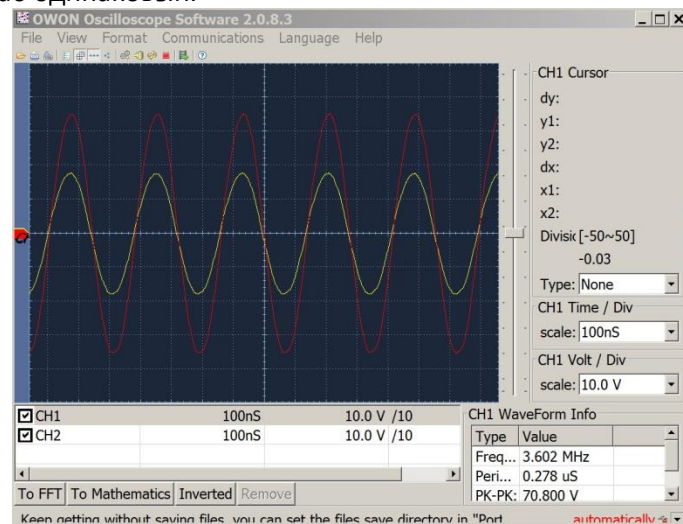
Вывод. При размахе ВЧ напряжения на входной обмотке трансформатора 25 Вольт, выходная мощность оконечника 14.2 Вт, что и требовалось доказать.

Кроме того, могу добавить, что с любого вывода вторичной обмотки транс драйвера, ВЧ напряжения ровно половина от того, что на коллекторе драйвера.

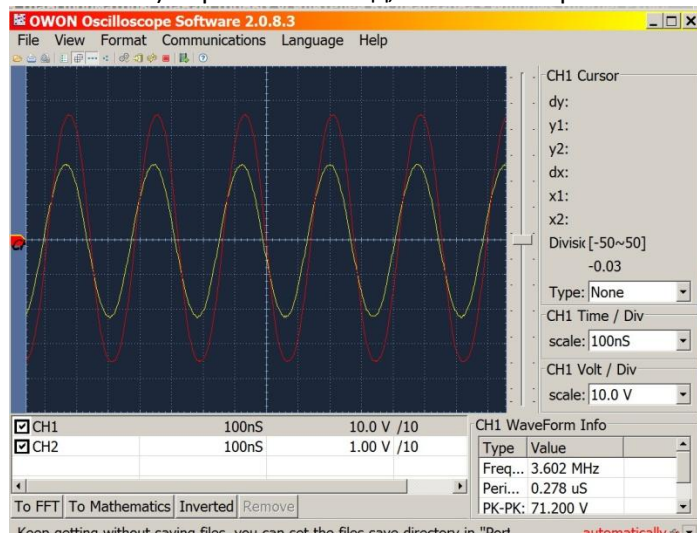
Для полноты картины, привожу осциллограммы ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ с выхода вторички трансформатора драйвера относительно земли (жёлтый), и напряжения на затворе относительно того же (красный) при той же выходной мощности...



ПЕРЕМЕННЫЕ напряжения на стоке оконечного транзистора и на выходе...  
Вертикальный масштаб одинаковый.



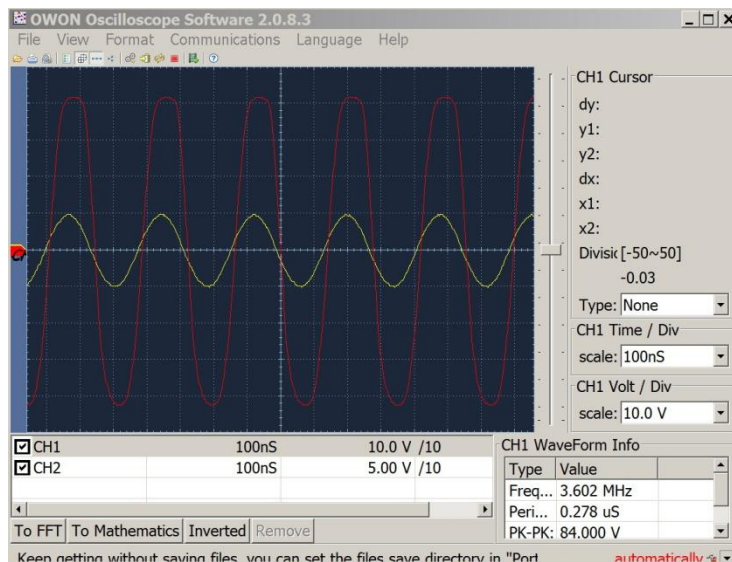
Разомкнул ООС в оконечнике- один вывод резисторов 180 Ом висит в воздухе. Как и следовало ожидать, коэффициент усиления оконечника резко возрос- см. осциллограмму, и масштабы по осям (входы закрытые- только ВЧ) . Красный- выход, жёлтый- напряжение на стоке драйвера.





Ну, а теперь посмотрим, что там за мощность, и какой синус. Итак, ток покоя каждого транзистора по 200 мА, частота 3.6 МГц, истоковый резисторы замкнуты, выходной транс, как и у автора, 1:2 по напряжению.

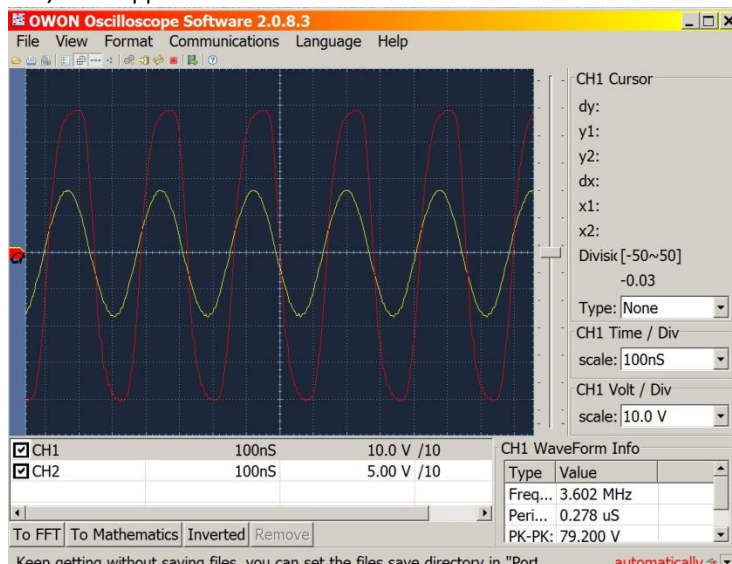
Вот такой там красавец- синус- см. красный график при мощности всего- навсего, 22 Вт. Питание- 24 Вольт.



Напомню- при размахе 2.25 В. на затворе, пара моих транзисторов отдаёт 14 Вт- см. пост 760. А, вот если, на стоке драйвера двухсторонний размах напряжения не может достичь величины 30 Вольт без искажений, то к трансу могут быть претензии...

А самое интересное, обратите внимание, что и соотношение напряжений на выходе трансa и на затворе соответствующего транзистора и у меня, и у **UR3QRW** одно и то же! (примерно 4:1).

А я всё- таки, добился своего- снял 40 Вт с двух RD16 в режиме АВ- сменил коэффицент трансформации по сопротивлению в оконечнике- в качестве нагрузки поставил 25 Ом. Идеальный синус (красный), оказывается, выглядит вот так...



А вот классический выходной трансформатор с одним объёмным первичным витком, и тремя во вторичке. 25 Ватт, синус, ну, почти "идеален" (красная линия)...





Напряжение питания гляньте, какое у меня было...

Игорь 2 написал(a):

По- моему, ток покоя можно и меньше поставить- вполне достаточно и по 100 мА на транзистор- этот ток выставляется по минимуму интермодуля, уверен, что ссылки на его величину в теме присутствуют, я сам уже не помню..

Нашел на 2-й странице ответ:

Игорь 2 написал(a):

Как и писал выше, перевод выходного каскада в режим АВ заметно ухудшает все его параметры- падает усиление, возрастает интермодуляция, выходной сигнал отличается от синуса. Вот осциллограмма двухтонового сигнала при токе покоя каждого выходного транзистора 200 мА. Интермодуль третьего порядка -30 дБ, и, в отличие от режима А, анализатор чётко отображает и интермодули более высоких порядков, в частности, пятого (-50 дБ).

Игорь 2 написал(a):

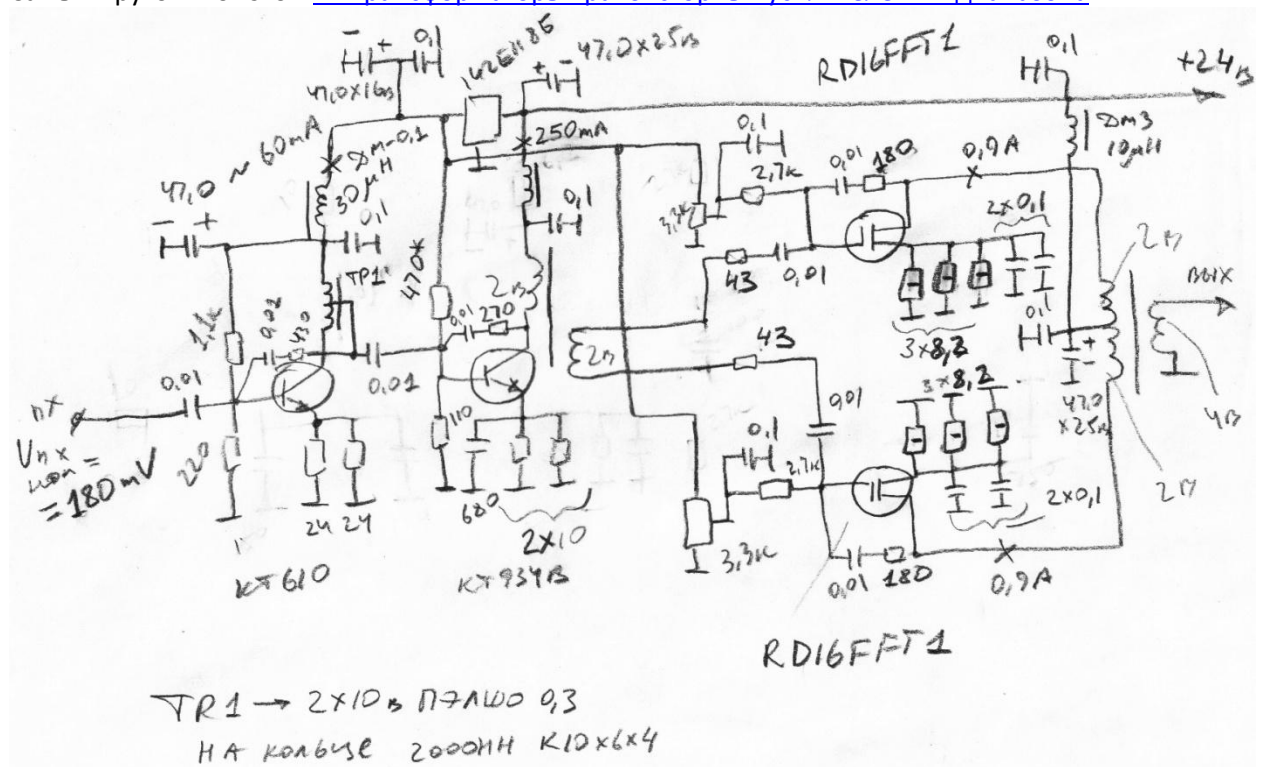
Ради интереса, решил форсировать режим АВ...

Выходной транс изменён- стоковые обмотки по 1 витку, выходная- 4 витка. Ну что, третий сорт- не брак, выходная мощность при интермодуле третьего порядка -24 дБ, пятого -34 дБ, 22 Вт.

Исходя из старых схем (первых схем в этой теме) у Вас 10ватт получалось с IP3 - 40дБ даже при 20В с резисторами ООС драйвера - 430Ом и резисторами оконечника 820Ом. Я тоже поставлю везде по 430Ом, а базовый резистор 43 Ом заменю на 100м. Если ход мыслей не верный подправьте.

С истоковыми резисторами, я не зря поднял напряжение питания. Именно от них, а не от резисторов в ООС зависит максимальная выходная мощность. Резисторы ООС определяют усиление и линейность каскада.

Самый крутой- вот этот [ВЧ трансформаторы транзисторных усилителей КВ диапазона ...](#)



Повторю параметры- номинальная выходная мощность при входном напряжении 180 мВ- 10 Вт, интермодуляционные искажения при номинальной мощности в диапазоне 1...30 МГц- -50 дБ (выше и ниже просто не мерял), АЧХ от 0.5 до 30 МГц линейна (0..-0.5 дБ), от 30 до 50 МГц имеет локальные провалы глубиной менее чем 2 дБ, от 50 до 75 МГц- волнистость +3-2 дБ. Несложно заметить правильность моих исходных посылок по поводу трансформаторов (см. пост 1)- практически никакого завала АЧХ нет ни только на 30 МГц, но и заметно выше. И это, несмотря на то, что в выходном каскаде не стоит ни одной частотокомпенсирующей цепочки...

<http://ve3kf.build2.ru/viewtopic.php?id=219&p=31>

Вот гляньте ещё раз на мою схему- [ВЧ трансформаторы транзисторных усилителей КВ диапазона](#). При резисторах в цепи ООС каждого выходного транзистора 180 Ом и классе А, общий коэффициент трансформации у меня был равен единице, у Вас в цепи ООС резисторы большего номинала, плюс, режим АВ, следовательно, входное сопротивление больше. Поэтому, чтобы не заниматься расчётами там, где проверить можно за пять минут, включите свой транс на реальные транзисторы сначала с заземлённой по ВЧ средней точкой, потом- без неё, и всё будет понятно. Уровень возбуждения поднимайте постепенно, не забудьте усилитель нагрузить. Выходной транс тот, что я предлагал выше. Шансы запалить транзисторы при этом, на мой взгляд, невелики, особенно, если получив на выходе 20 Вт, Вы остановитесь...

А как правильнее выставить токи транзов:

Если нет точной уверенности, что РА не "рявкнет" - вход на землю.

Запаиваем транзисторы, выходной бинокль (говорю о популярной схеме питания через бинокль) пока не паяем. Точнее, паяем его выходную обмотку, ставим резистор, как советовал RZ3DON, я на всякий случай вешаю еще и млт-2 51ом. Не люблю висящий в воздухе выход во время наладки.

Припаиваем одно плечо трансa и выставляем ток покоя одного транзистора.

Отпаиваем выставленное и делаем то же со вторым.

Включаем оба плеча. Не удивляемся тому, что  $2 \times 2 = 5$ , а именно, что 0,5А и 0,5А на каждый в сумме дали немного меньше 1А.

Подключаем питание на драйвер (он ведь уже выставлен и отлажен?).

Еще раз смотрим и видим, что  $2 \times 2 = ..$  далее см. выше. Естественно, с учетом тока драйвера. Чуть меньше суммы выставленных поодиночке токов.

Во время выставления тока покоя убеждаемся, что все регулировки плавные, без бросков и скачков показаний: то есть нет ни срыва в возбужд ни поганого контакта в переменном резисторе.

*Помним о том, что хоть и не в эфире, но транзисторы должны быть смонтированы на радиатор и охлаждаться, как положено.*

Теперь раскорачиваем вход и потихоньку подаем раскачку. Небрежный монтаж входа - прямой путь к ~~успеху~~ ожиданию новых транзисторов. Тут уже не млт на выход, а нагрузку. И не на хвостах! Коротким кабелем.

Окончательно ток покоя вых. каскада и драйвера корректируем в небольших пределах по показаниям выхода - качества выхода: чем смотрим - что есть. Спектроанализатор, осцилл...

Не спешить! Все регулировки делать плавно и не "до упора"! Тонкая настройка - записывать, порой небольшой угол поворота движка много меняет.

*Аккуратней с измерениями на затворах RD! Хвост тестера, щуп осцилла - все это может зло подшутить. Нечасто, но бывает, что это - последний толчок неналаженного усилителя в сторону возбуда.*

*Самое важное - ДО включения движки переменников тока покоя - к земле!*