

①

Новая концепция высококачественного усилителя мощности.

В этой статье представлена интересная, до сих пор не всем известная концепция по качеству высококачественного усилителя мощности. Функциональные зависимости и возможности расчета подробно излагаются для различных классов мощности.

В литературе уже было представлено множество схем, которые сделали возможным построение НЧ-усилителей мощности высокого качества и различной выходной мощности. Концепция описанная далее, которая возвращается к [1], указывает на следующие задачи:

1. Свободный вход для постоянного напряжения
2. Возможность использования мощных транзисторов не подобранных в паре.
3. схемная концепция по широкому спектру мощности
4. Отсутствие вихрей
5. Применение мощного усилителя постоянного напряжения.

1. Описание схемы.

Принципиальная схема представлена на рис. 1.

Обратная связь идет с входа на инвертирующий вход. Резисторы R_1 и R_2 устанавливаются усиление.

Реализованную схему показывает ~~рис.~~ рис. 2.

Поме операционного усилителя OV_1 усиленный входной сигнал подают через D_0, T_0, R_5 на эмиттер T_1 . То работает как повторитель напряжения для нагрузки операционного усилителя OV_1 . Поэтому повышается нагрузочная способность операционного усилителя при напряжениях близких к насыщению. До запускает базовый эмиттерный переход T_0 от высокого обратного напряжения.

② Транзистор T_1 , служащий для усиления поперечной и дающий совместно с R_5 усиление по напряжению.

База транзистора T_1 находится на корпусе. R_1, R_6, T_2 и R_{10} , а также D_2, R_7, T_3 и R_{11} образуют источник тока.

R_8 и R_9 запускают транзисторы T_2 и T_3 от больших базовых обратных токов и подавляют паразитные колебания.

Двухтактная схема образована транзисторами T_4, T_5 , работающими по схеме Дарлингтона и комплементарной ступеню Дарлингтона T_6, T_7 . Эмиттерные резисторы R_{16} и R_{17} являются резисторами обратной связи по току.

④ С ними и тремя диодами D_3 удается хорошо стабилизировать ток покоя. Чтобы мощность, рассеиваемая на эмиттерных резисторах оставалась малой, они зашунтированы диодами. Диоды берут на себя большой ток, когда падение напряжения на эмиттерных резисторах превышает пороговое напряжение диодов. Потери мощности на них остаются при этом пренебрежительно малыми.

D_8 и D_9 - быстро-переключающиеся диоды для ограничения обратного напряжения. R_{14} и R_{15} ограничивают ток нагрузки. Благодаря совместному соединению источника стабильного тока, D_4 и R_{14} резистор R_{14} и T_5 действуют как источник постоянного тока при достижении максимальной мощности в нагрузке. Выход при этом надежно зашунтует в малых сопротивлениях нагрузки и короткого замыкания.

Включатель S_3 переключает трансформатор через 3 секунды, чтобы избежать опасных переходных процессов при включении.

2. 25-W-усилитель (40-W-музыкальная мощность)

В последующем будет рассмотрен 25 W усилитель (синусоидальная мощность). Типовая работа аналогична для всех представленных классов мощности.

2.1. Мощность, напряжение, ток.

Усилитель должен отдавать на $R_L = 4 \text{ Ом}$ синусоидальную мощность $P_L = 25 \text{ W}$.

3) Тогда эррековивите и симплитудное значение выходного тока и напряжения принимает следующие значения.

$$\tilde{U}_a = 10,0 \text{ V} \quad \tilde{I}_a = 2,5 \text{ A}.$$

$$\hat{U}_a = 14,15 \text{ V} \quad \hat{I}_a = 3,54 \text{ A}.$$

2.2. Напряжение питания.

Нужно два равноб величине напряжения питания U_B с противоположными знаками. Для того, чтобы определить напряжение питания, необходимо определить минимальное падение напряжения на

D_6, T_5, T_4, T_2 и R_{10} . За падение напряжения на D_6, T_5, T_4 принимаем $2,5 \text{ V}$. Напряжение коллектор-эмиттер T_2 не должно превышать 1 V . На R_{10} падает около $1,2 \text{ V}$.

Усилитель должен работать при нестабилизированном источнике питания, средневременное значение напряжения которого при полной синусоидальной нагрузке может уменьшаться на величину около 6 V . Тогда задается напряжение питания холостого хода U_B : $U_B = 14,15 \text{ V} + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ V} + 1,2 \text{ V} + 6 \text{ V}$
 $U_B \approx 25 \text{ V}$. Напряжение питания $\pm 15 \text{ V}$ для OV_1 может быть выбрано в первую очередь. Оно так же может быть получено, как показано на рис. 9 из $U_B = \pm 25 \text{ V}$.

2.3. Мощность транзистора. Рассеиваемая мощность. Выбор типа транзистора.

Расчет рассеиваемой мощности на мощном транзисторе берется, см [1], из следующего уравнения

$$P_{T5} = P_{T7} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_B - U_a) \frac{U_a}{R_L} dt$$

При синусоидальной форме управляющего сигнала

$$U_a = \hat{U}_a \sin \omega t \text{ будет } P_{T5} = P_{T7} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{\hat{U}_a U_B}{\pi} - \frac{\hat{U}_a^2}{4} \right)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторах будет не при равенстве входного сигнала напряжению питания, а при достижении $\hat{U}_a = \frac{2}{\pi} U_B$

Рассеиваемая каждым транзистором мощность при указанной мощности (25 W -синусоидальная-пропагандистическая) и усредненном напряжении питания 21 V (для трансформатора М85)

$$P_{T5} = P_{T7} = 11,2 \text{ W}$$

4) Когда ток покоя $< 50 \text{ mA}$, мощность рассеиваемая в режиме покоя составляет $1,25 \text{ W}$. Мощность, рассеиваемая на базно-эмиттерном переходе пренебрегаем. Радиаторы должны быть рассчитаны на $P_{T5} = P_{T7} \approx 13 \text{ W}$. Мощность транзистора выбран по максимальному току коллектора и максимальному напряжению коллектор-эмиттер

$$I_{c \max} \approx 3,6 \text{ A}, U_{CE \max} = U_B + U_C = 25 + 14,15 \approx 40 \text{ V}$$

2.4. Термостабилизатор транзистора, рассеиваемая мощность, ток покоя.

Мощность, рассеиваемая на педотходных транзисторах составляет $P_{T4} = \frac{P_{T5}}{h_{21E}(T5)}$. $J. T5$ должен иметь коэффициент усиления при $3,54 \text{ A}$ равный 30, тогда на $T4$ будет рассеиваться мощность $P_{T4} = 440 \text{ mW}$ и дополнительно рассеиваемая мощность около 50 mW . Максимальный ток коллектора $T4$ оказывается $I_{cT4} = \frac{I_{cT5}}{h_{21E}(T5)} = 118 \text{ mA}$.

Напряжение коллектор-эмиттер педотходных транзисторов должно иметь ровно такую же величину, как и мощных транзисторов. Транзистор педотходного каскада должен иметь следующие параметры: $I_c \approx 200 \text{ mA}$, $U_{CE} = 40 \text{ V}$, $P_v \approx 500 \text{ mW}$

Для $T4$ подходит SF 128. $T6$ должен быть р-п-р транзистором; KFY 18 например имеет следующие данные

$$U_{CE0} = 45 \text{ V}, I_c = 500 \text{ mA}, P_c = 800 \text{ mW} \text{ при } 25^\circ \text{C}, T_{\text{max}} = 200^\circ \text{C},$$

$$R_{\text{пк}} \leq 60 \text{ K/W}, R_{\text{пс}} \leq 220 \text{ K/W}. T4 \text{ и } T6 \text{ могут быть снабжены теплоотводом.}$$

Ток покоя транзисторов педотходного каскада определяется соотношением R_{12}, R_{13} . Они должны обеспечивать ток покоя от $1 \text{ до } 3 \text{ mA}$ через $T4$ и далее через $T6$.

$$\text{На } R_{12} \text{ и } R_{13} \text{ напряжение около } 0,6 \text{ V, поэтому } R_{12} = R_{13} = \frac{0,6}{2 \text{ mA}} = 300 \text{ Ohm, выбирается } 330 \text{ Ohm.}$$

2.5. Установка стабильного тока.

Т₄ или Т₆ должны обладать коэффициентом усиления тока не менее 100 (группа D). Тогда их максимальный базовый ток получится около 1,2 мА. Установленный ток через Т₂ и Т₃ выбран 5 мА. На базе Т₃ посредством диодов D₂ стабилизировано 1,8 В, так что на R₁₁ падает напряжение 1,8 - U_{БТ3} = 1,2 В. Теперь можно рассчитать сопротивление R₁₁: $R_{11} = \frac{1,2V}{5mA} = 240 \text{ Ом}$.

Через Т₁ должен также протекать ток 5 мА. Так как при этом заведомо стабильного тока течет через Т₂, то ток через R₁₀ должен составить 10 мА. При этом получается $R_{10} = \frac{1,2V}{10mA} = 120 \text{ Ом}$.

R₈ и R₉ должны ограничивать базовый ток при коротком замыкании на выходе. Мы выбираем их $R_8 = R_9 = 1,5 \text{ кОм}$.

Ток через диоды D₁ и D₂ выбран 6 мА. R₆ и R₇ тогда получаются $R_6 = R_7 = \frac{U_B - U_2}{6mA} = \frac{25V - 1,8V}{6mA} \approx 3,9 \text{ кОм}$.

На R₆ и R₇ происходит рассеивание мощности 140 мВт.

2.6. Выбор величины R₅.

Когда Т₂ достаточно сильно зажат, через Т₁ должен течь ток 10 мА. Чтобы при этом токе операционный усилитель не перегревался, нужно $R_5 = \frac{10V}{10mA} = 1 \text{ кОм}$.

Выходной потенциал операционного усилителя (ОУ) устанавливается тогда на уровне -6 В. Максимальный базовый ток Т₄ или Т₆ составляет 1,2 мА.

Около этой величины коллекторный ток Т₂ должен увеличиваться или уменьшаться, то есть у ОУ напряжение смещения $\pm 1,2mA \cdot 1k\Omega = \pm 1,2V$.

2.7. Выбор величин R₁₆, R₁₇.

R₁₆ и R₁₇ должны быть так сбалансированы, чтобы при максимальном токе покоя еще не было проводимости диодов. Температурная зависимость барьерного перехода Т₄ и Т₅ составляет 2 мВ/К.

Когда транзисторы нагретые на 100K как и диоды D_3 , их напряжение база-эмиттер упадет на 200mV. Напряжение на R_{16} повысится ~~до~~ \pm от этого на 400mV.

⑥ При этом диод D_6 еще не сильно закроет. Ток покоя через мощные транзисторы не должен превышать 100mA, поэтому нужно $R_{16} = R_{17} = \frac{400mV}{100mA} = 4 \text{ Ом}$, выбираем 4,7 Ом

При хорошем контакте диодов D_3 с теплоотводящими элементами или мощными транзисторами ток покоя остается ^{знач} хорошо стабилизированным.

2.8. Ограничение тока

С помощью R_{14} или R_{15} можно будет ограничивать выходной ток. Если падение напряжения на R_{14} и R_{15} выше $3 \times 0,6V$ (D_1, D_2), будет действительное ограничение тока. Устанавливают ограничение тока на максимальный ток нагрузки, чтобы выходные каскады не перегревались при длительном коротком замыкании на выходе: $R_{14} = \frac{1,8V}{\hat{I}_{a \max}} = \frac{1,8V}{3,6A} = 0,5 \text{ Ом}$.
 $1,8V \cdot 3,6A = 6,5W$.

Когда мы ограничиваем ток по верхнему плечу, это имеет ^{тог} недостаток, то может не доиспользоваться музыкальная выходная мощность.

Среднее ~~внутреннее~~ значение постоянного напряжения источника питания ($U_{с3}$) падает при очень большом музыкальном сигнале обоих каналов не ниже 23V. Следовательно при кратковременном превышении выходного сигнала нет искажений: $\hat{U}_a = U_B - U_{наг.} = 23V - 5V = 18V$; $\tilde{U}_a = 12,73V$
На $R_L = 4 \text{ Ом}$ будет $\hat{I}_a = 4,5A$ и $\tilde{I}_a = 3,18A$. При этом кратковременная потребляемая мощность от источника питания равна $P_L \approx 40W$.

Для музыкальной мощности 40W ограничение тока задается: $R_{14} = \frac{1,8V}{4,5A} = 0,4 \text{ Ом}$
Мощность, рассеиваемая на R_{14} составляет 8,1W.

⑦

Усилитель останется надежным при коротком замыкании. Если радиатор более рассчитан на 25 W синусоидальной мощности, то включена термическая защита усилителя при продолжительном коротком замыкании на выходе. Чтобы этого предотвратить, предусмотрен термозащитатель (S_2 на рис 3), который отключает себя при превышении установленной температуры.

2.9. Усиление напряжения.

Усиление напряжения всего усилителя рассчитывается как и

$$V = 1 + \frac{R_3}{R_2} = 13,27$$

Необходимое входное напряжение для 25 W входной мощности на 4 Ом тогда составит:

$$\tilde{U}_a = \frac{\tilde{U}_a}{13,27} = \frac{10}{13,27} = 755 \text{ mV}$$

Это напряжение легко обеспечивается предвзятельным усилителем. Оно регулируется так же как и любой другой усилитель.

~~Но~~ Но оно ~~может~~ в интересах системы усилителя еще не быть выбранным.

Обычно входное напряжение около 500 mV ÷ 2 V

2.10. Ограничение частот снизу.

Конденсаторы C_1 и C_2 определяют нижнюю

границную частоту: выбраны $C_1 = 10 \text{ мкФ}$, $C_2 = 50 \text{ мкФ}$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_1}, C_2 = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_2}$$

Чтобы усилитель проводил постоянное напряжение, удаляют C_1 и C_2

2.11. Коррекция

Частотная коррекция всего усилителя происходит в ОУ - ОУ₁. Здесь установлен только элемент коррекции C_4 , R_4 .

Дальнейшее снижение усиления заканчивается конечной входной частотой некорректированного усилителя.

Подробно коррекция обдесчена с [1] по [5]

Входные амплитуды при выбранной коррекции показаны на рис. 4.

Ясно, что малое смещение конечной частоты перепада не имеет существенного влияния.

2.12. Испытание прямоугольных импульсов.

С помощью прямоугольных импульсов можно будет испытать выбранную коррекцию. Подается на вход усилителя прямоугольный импульс с коротким фронтом.

Частота повторения должна быть не менее серийной частоты усилителя. Выходное напряжение наблюдается осциллографом на нагрузочном сопротивлении 4 Ом.

2.13. Дiodы D₆, D₇.

Дiodы D₆, D₇ должны выдерживать ток нагрузки, когда падение напряжения на R₁₆, R₁₇ > 0,6 В. Ошибочные ~~протекать через них какое-то время~~.

по мере необходимости пропускать половину тока нагрузки. При 25 W синусоидальной мощности это составляет 2,5 А (эффективное значение) в течение полупериода. Среднее значение составит $2,5 \text{ А} : 1,11 = 2,25 \text{ А}$. На полном изводе эта величина ~~составит~~ будет 1,125 А. Через диоды при 25 W на 4 Ом течет ~~ток~~ постоянный ток со средним значением 1,125 А. При коротком замыкании на входе через диоды течет ток равный току при установленном при ограничении тока.

Если ток ограничения установлен на максимальный допустимый ток при 25 W синусоидальной входной мощности, то через диоды течет постоянный ток 1,125 А. Можно будет установить диоды типа SY 400, тогда их монтируют через прокладку толщиной 1-1,5 мм.

Если ограничение тока установлено на максимальный выходной ток при 40W мультисекундной мощности, то герм диоды несут в ауге короткого замыкания постоянный ток величиной 1,5А. Поэтому рекомендуется заменить другие диоды.

3. Радиаторы для мощных транзисторов.

Если известна температура перехода $T_{\text{п}}$, допустимая температура окружающей среды $T_{\text{ср}}$ и мощность, рассеиваемая на транзисторе $P_{\text{т}}$, то можно рассчитать тепловое сопротивление $R_{\text{п.ср}}$

$$R_{\text{п.ср}} \leq \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{ср}}}{P_{\text{т}}}$$

$R_{\text{п.ср}}$ — тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой. Оно складывается из теплового сопротивления между переходом и корпусом $R_{\text{п.к}}$, теплового сопротивления между корпусом и радиатором $R_{\text{к.р}}$ и теплового сопротивления радиатора $R_{\text{р.ср}}$.

Для корпусов типов Е, ТGL 11811, или ЗА2 и далее ТО-3 ~~счит~~ величина $R_{\text{к.р}}$ при не изолирующем монтаже на алюминиевом радиаторе $R_{\text{к.р}} \leq 0,3 \text{ К/Вт}$ (при шлифованной поверхности радиатора под транзистор) или $R_{\text{к.р}} \leq 0,2 \text{ К/Вт}$ (шлифованная поверхность с силиконовой смазкой). Слюдяные прокладки толщиной 0,05 мм обладают тепловым сопротивлением от $\leq 1 \text{ К/Вт}$ до $\leq 0,6 \text{ К/Вт}$, если они используются с силиконовой смазкой. В целях экономии места наибольшей популярностью ^{также} использовано для охлаждения мощных транзисторов.

Рекомендуется пластины радиаторов придавать по возможности форму квадрата и элемент конструк. радиатор в середине квадрата. Далее будем рассчитывать радиатор необходимого радиатора для указанного выше 25-Вт усилителя.

Возможно использование стандартного радиатора теплового ТGL 26151. При этом отпадает расчет поверхности теплового. Могу быть заданы $R_{\text{п.ср}}$ и $R_{\text{п.к}}$.

3.1 Теплоотвод при 25 W синусоидальной мощности.

Допустим температуру окружающей среды $T_{\text{ср}} = 45^\circ\text{C}$.
 Максимальная температура перехода для KU 607 составляет $T_{\text{п}} = 155^\circ\text{C}$. Рассеиваемая мощность была рассчитана в п. 2.3, $P_{\text{рас}} = 13 \text{ W}$. Тепловое сопротивление между переходом и корпусом $R_{\text{пк}} \leq 1,5 \text{ K/W}$.
 Мощность транзистора умерована от радиаторов сферическими прокладками толщиной 0,05 мм.
 При применении силиконовой смазки $R_{\text{кр}} \leq 0,8 \text{ K/W}$.
 Согласно характеристикам для KU 607 температура корпуса при $U_{\text{CE}} = 50 \text{ V}$ и $P_{\text{рас}} = 13 \text{ W}$ не должна превышать 120°C .

$$\text{Тогда: } R_{\text{рс}} = \frac{T_{\text{корп}} - T_{\text{окр. ср}}}{P_{\text{рас}}} = R_{\text{к.р.}} = \frac{120^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{13 \text{ W}} - 0,8 \text{ K/W}$$

$$R_{\text{рс}} \leq 4,9 \text{ K/W}$$

Теплоотвод должен иметь тепловое сопротивление $< 4,9 \text{ K/W}$.

В [7] установлены следующие приближенные формулы для расчета площади теплоотвода в лите пластин при делении на части показаны на рис. 5.

$$R_{\text{рс}} = \frac{1490}{A} + K \text{ для горизонтального монтажа}$$

$$R_{\text{рс}} = \frac{1260}{A} + K \text{ для вертикального монтажа}$$

$R_{\text{рс}} A =$ — площадь поверхности транзисторов в см^2 .
 в K/W — коэффициент теплоотдачи для данного транзистора

K — константа, зависящая от типа

K — константа, зависящая от толщины алюминия пластин.

d мм 1,0 1,5 2,0 3,0

K в K/W 2,2 1,6 1,3 0,9

Так как поверхность массы ~~горизонтально~~ ^{горизонтально} для охлаждения, то можно использовать ~~горизонтальный~~ ^{горизонтальный} монтаж.
 Также радиатор пластин толщиной 1,5 мм:

$$A \geq \frac{1490}{R_{\text{рс}} - K} = \frac{1490}{4,9 - 1,6} \approx 460 \text{ см}^2$$

Для стереоумметел $2 \times 25W$ нужно использовать
также такие плазменные лампы $230 \times 400mm$.

4. Сетевые лампы

Для стереоумметел 2×25 подходит такая схема питания
показанная на рис. 3.

S_1 - выключатель сети, S_2 - термовыключатель для отключения
при высокой температуре корпуса трансформатора. Tr_1 - транс-
форматор М85, дающий два напряжения $175V$ со средней
точкой. Количество витков трансформатора можно выбрать
следующее: $W_1 = 942$ витков $\varnothing 0,40mm$
 $W_2 = 2 \times 75$ витков $\varnothing 1,04mm$.

$D_1 - D_4$ - выпрямительные диоды $8V170$ или $8V171$. Сопротив-
ление R_1 установлено для разряда конденсаторов C_1 при
выключении устройства. Конденсаторы C_2 ограничивают
высокочастотные колебания. Площадь теплоотвода для
 $D_1 - D_4$ не критична.

5. 40-W умметел.

Для построения 40-W умметела можно использовать
используемая такая же схема конденсаторов. Расчет
проводится аналогично $25W$ умметелю. На рис. 6
представлена схема, практически не изменившаяся.

Максимальные и действующие значения выходного
напряжения и тока на $40W$ будут:

$$\hat{U}_a = 12,65V \quad \hat{U}_a = 17,90V$$

$$\hat{I}_a = 3,16A \quad \hat{I}_a = 4,46A$$

Напряжение питания: $U_B = 18V + 5V + \underline{4V} = 27V$, если
напряжение падает на $4V$.

Максимальные транзисторы должны при $4,5A$
токе коллектора иметь усиление по току около 20,
тогда $I_{ст4} = 225mA$.

Для предочечного сакаже подойдут транзисторы
 $BD137, BD138$. Они должны при токе коллектора
 $225mA$ иметь коэффициент усиления по току около 90.
Для полного использования транзисторов выходной
тока должен отдавать ток $225:90 = 2,5mA$.

Конечно можно заменить T_2 транзистором с большим пороговым напряжением, например BC638 с $U_{CE0} = 60V$. Если не уменьшать усиление по сравнению с 25-W усилителем, $(R_2; R_3)$, то для достижения полной выходной мощности необходимо увеличить входное напряжение до 955V. Это напряжение легко устанавливается предварительным усилителем. На мощных транзисторах при 40-W выходной мощности рассеивается

$$P_{T5} = P_{T7} \approx 18W$$

При этом в режиме покоя, если ток покоя $< 70mA$, рассеивается мощность 2W. Теплоотвод имеет размер для 20W рассеиваемой мощности на каждый транзистор. (допускается $t_{крт} = 105^\circ$ для KU607) На промежуточном каскаде рассеивается

$$P_{T4} = P_{T6} = 20W : 20 = 1W$$

Это требует применения небольшого дополнительного теплоотвода. Для дополнительного теплоотвода для BD137/138 ^{допускается} рассеиваемая мощность не превышает: $P_{T4max} = \frac{T_{крт} - T_{ср}}{R_{т.ср.}} = 800mBt$

6. 60-... 80 W-Усилитель.

При той же основной конфигурации могут быть построены HI-FI усилители повышенной мощности. На рис. 7 показана разработанная, опытные и типовая схема. В выходном каскаде установлена двойная схема Дарлингтона. Ограничение тока реализовано не с помощью диодов, а на транзисторах T_{10} и T_{11} и сопротивлении R_{12}, R_{19} .

~~Входной ток~~ Как только входной ток достигнет установленного, на R_{12}, R_{19} падает 0,6V, T_{10} и T_{11} уменьшают базовый ток выходных транзисторов. В этом случае можно иметь несколько токов повышенного напряжения (U_6'), а выходные каскады (U_6). Это имеет преимущество, т.к. T_6 и T_9 могут управляться напряжением с помощью делителя с напряжением делителя питания.

Максимальное выходное напряжение может быть

$\hat{U}_a = U_B - U_{CE_{T_6}} - U_{D_3} - 0,6V$, т.е. $\hat{U}_a = \hat{U}_a - 2,5V$. $U_{B'}$ должно быть такой величины, чтобы $U_{B'} = U_B + U_{BE_{T_5, T_4}} + U_{CE_{T_2}} + 1,2V$, т.е. $U_{B'} \approx U_B + 5V$

Путем каравування напряжения питания выходных токов можно при постоянной выходной мощности уменьшить мощность рассеиваемую на оконечных транзисторах. В разделе 2 приведены все интересующие данные для области мощности 60-80W.

При больших мощностях делит ток нагрузки образ на две мощностных транзистора

Равное деление тока при различных U_{BE} получают, если соответствующим образом, согласно рис. 8, установить на нагрузке зрелого мощностного транзистора.

7. Заключительное замечание.

Представленная концепция для Hi-Fi НЧ усилителей мощности, достигнута будет достигнута при использовании операционного усилителя с высоким качественным показателем. Усилители 25W и 40W были испытаны. Представленные требования по спектру мощности 25W до 80W выходной мощности вполне достижимы. Для усилителя с мощностью ниже 25W оценки затрат. Транзисторы мощности этой концепции зависят от заготовки р-п-р Si-транзистора с высоким порогом напряжения. 25-W усилитель был построен и работает уже 2 года.

Конструкция не критична.

Чтобы достичь полного качественного показателя этой концепции, конечно необходимо соответствующий высококачественный радиодеталь.