

## Сайт усилителя класса А

Последнее обновление этой страницы: 20 июля 2001 г.

[\[ Назад \]](#)

### Аудиоусилитель класса АВ мощностью 15–20 Вт

#### Конструкция с производительностью класса А, но с пониженным тепловыделением

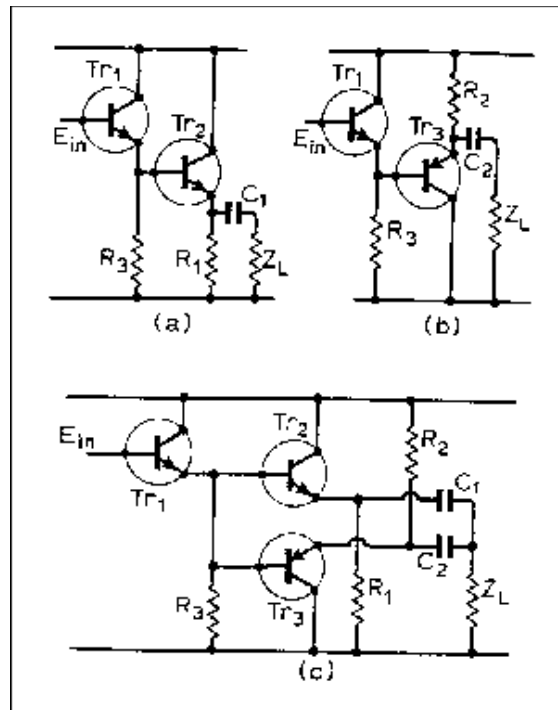
*Дж. Л. Линсли Худ*  
(Wireless World, июль 1970 г.)

Многие конструкции класса В могут работать в классе А на низких уровнях мощности, если ток покоя увеличивается. Однако это часто ухудшает характеристики искажений выходного каскада, особенно на промежуточных (и слышимо важных) уровнях мощности, смещая точку кроссовера в область, где наклон передачи намного круче, и, следовательно, разрыв кроссовера намного заметнее. Этот эффект значительно усиливается тем фактом, что почти все современные системы усилителей мощности без трансформатора используют либо пару Дарлингтона, либо конфигурации выходной пары эмиттерного повторителя с расширенными параметрами (рпр/прп), и они имеют очень высокую взаимную проводимость.

Использование комплементарной пары эмиттерных повторителей, питаемых от источника напряжения с выходным сопротивлением, которое намного ниже обычного входного сопротивления выходных устройств, по-видимому, является наилучшим способом минимизации ряда проблем, упомянутых выше.

На практике необходимые низкоомные пути база-эмиттер можно организовать довольно просто, управляя выходными транзисторами от соответствующим образом подключенного нагрузочного резистора эмиттера в обычной схеме эмиттерного повторителя, при условии, что ток в этой нагрузочной цепи достаточен для обеспечения необходимого выходного напряжения.

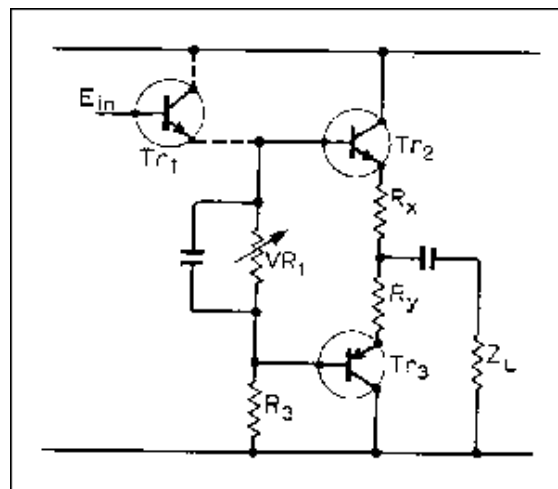
Более того, этот тип схемы также будет работать в классе А как простой каскадный эмиттерный повторитель, как можно увидеть из схемных схем, показанных на рис. 1. На (а) транзисторы Tr1 и Tr2 действуют как обычная пара Дарлингтона с резистивной эмиттерной нагрузкой, к которой выходная нагрузка ZL подключена через C1. На (b) по сути используется та же схема, но с использованием комплементарного типа транзистора в качестве эмиттерного повторителя второго каскада.



**Рис. 1. Конфигурации эмиттерного повторителя для работы класса А**

Затем можно организовать схему, как показано на (с), так, чтобы обе эти конфигурации использовались одновременно. Резисторы с двойным омическим значением могут затем использоваться как R1 и R2, с половиной тока эмиттера в каждом транзисторе, чтобы дать идентичное согласованное сопротивление выходной нагрузке. На практике эту схему можно упростить до формы, показанной на рис. 2, и удалить резисторы R1 и R2, поскольку ток нагрузки для каждого транзистора может протекать через другой. Это также повышает эффективность, поскольку транзисторы имеют очень высокий динамический импеданс и образуют хорошие эмиттерные нагрузки друг для друга. Два резистора с малым значением  $R_x$  и  $R_y$  включены для помощи в стабилизации рабочих точек выходного транзистора.

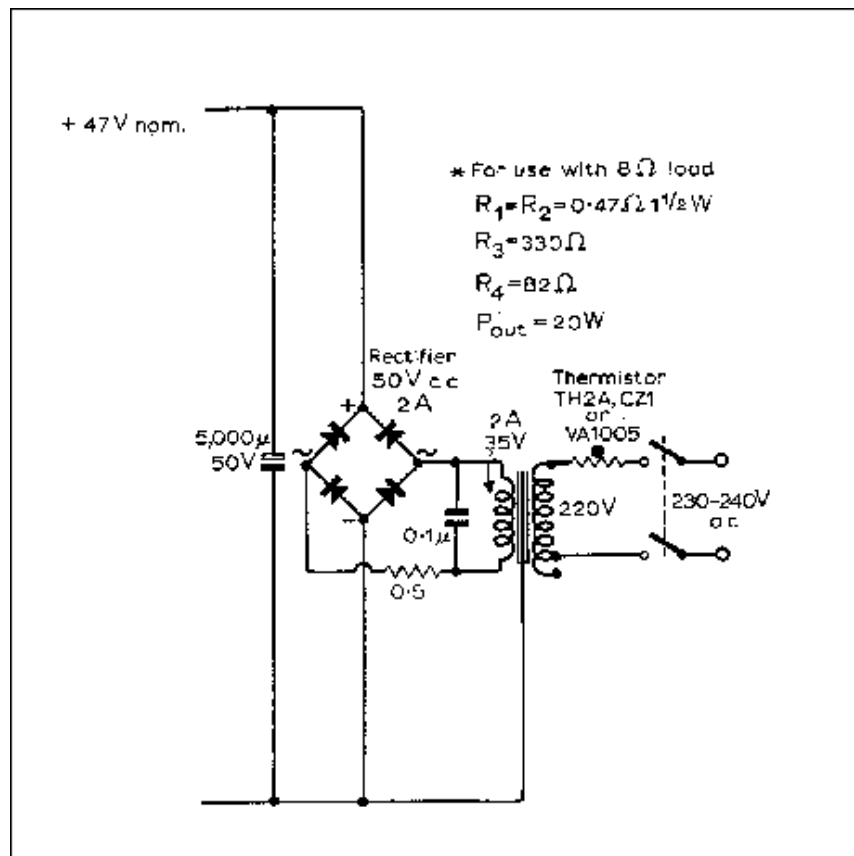
Фактическое значение тока покоя в выходном каскаде можно установить с помощью регулировки VR1. Чтобы избежать асимметрии на низких звуковых частотах, шунтирующий конденсатор должен иметь максимально возможное значение.



**Рис. 2. Упрощение рис. 1(с).**

Такое расположение выходных транзисторов представляло особый интерес для автора, поскольку первые три каскада такого усилителя могли быть по существу такими же, как те, которые использовались в ранее описанной конструкции класса А, производительность которой была известна. Фактически, система могла быть





**Рис. 3. Схема усилителя мощности. Пунктирные компоненты (680пФ, 1,5кОм)**

*можно добавить, если используются электростатические динамики*

Первые два каскада усилителя напряжения транзистора этого следуют обычной практике проектирования, с коллекторным нагрузочным резистором  $Tr_2$ , затянутым для получения большого размаха напряжения на базе  $Tr_3$  с минимальным искажением второй гармоники, насколько это возможно. Коллектор  $Tr_3$  также частично затянута для уменьшения пикового размаха напряжения и улучшения симметрии выходной формы волны до применения отрицательной обратной связи петли. (Без общего nfb искажение при полной выходной мощности составляет немного меньше 4%, почти полностью вторая гармоника. Это похоже на работу хорошего выходного каскада триодной лампы до применения nfb) Нижний конец  $R_3$  также питается выходным сигналом для улучшения размаха выходного напряжения, получаемого от  $Tr_5$ .

Конденсатор 390 пФ между эмиттером  $Tr_1$  и коллектором  $Tr_2$ , а также резистор 8,2 Ом последовательно с конденсатором 0,1 мкФ на выходе обеспечивают необходимую коррекцию фазового угла и определяют усиление высокой частоты петли обратной связи. При показанных значениях наблюдается спад 6 дБ/октава за пределами 100 кГц, и система полностью стабильна при любых условиях нагрузки. Однако при использовании емкостной нагрузки большого значения будет наблюдаться некоторый выброс на быстром переходном процессе. Автор считает, что для чистоты тона желательно устранить такие выбросы, и поэтому рекомендуется, чтобы конденсатор 390 пФ был зашунтирован комбинацией 680 пФ 1,5 кОм, где он предназначен для управления электростатическими акустическими системами. Однако при нормальных нагрузках это просто снижает точку спада ВЧ и выходную мощность, доступную в диапазоне 30–50 кГц, и его вполне можно исключить.

Проволочный потенциометр сопротивлением 100 Ом между базами  $Tr_4$  и  $Tr_5$  используется для установки уровня тока покоя около 200 мА. Выбранный уровень тока определяет уровень мощности, при котором система переходит из класса А в класс В. При предлагаемом уровне 200 мА этот переход будет происходить примерно при 1,2 Вт с динамиком сопротивлением 15 Ом (640 мВт для 8 Ом).

Если постоянный ток через выходной каскад увеличивается, можно получить все большие уровни выходной мощности в области класса А, вплоть до уровня, на котором усилитель действует как чистый

Система класса А. Единственным наблюдаемым штрафом для этого упражнения является то, что потребность в источнике питания и тепловое рассеивание в выходных транзисторах пропорционально увеличиваются. Однако, если выходные транзисторы имеют разное происхождение или иным образом плохо спарены, работа схемы в классе А будет гарантировать, что уровни искажений и другие стандарты производительности будут достигнуты, несмотря на это.

### Эксплуатационные характеристики

Характеристики, приведенные ниже, были получены с использованием системы питания, показанной на рис. 3. Усилитель был специально разработан для работы от плохо сглаженной линии  $h_t$ , значения и положения конденсаторов развязки  $h_t$  и «бутстрепных» конденсаторов были выбраны так, чтобы избежать проникновения пульсаций в сигнальные цепи. Единственная существенная разница, наблюдаемая при использовании высококачественного стабилизированного и сглаженного источника питания, заключается в небольшом улучшении и без того чрезвычайно хороших уровней гула и шума.

**Выходная мощность.** 15 Вт на 15 Ом или 18 Вт на 8 Ом (20 Вт с измененными значениями компонентов выходной цепи).

**Пропускная способность.** 10 Гц–100 кГц +/- 0,5 дБ при выходе 2 В. 20 Гц–50 кГц +/- 0,5 дБ при максимальной выходной мощности.

**Выходное сопротивление.** 0,03 Ом (при 1 кГц).

**Полные гармонические искажения.** 0,02% при 15 Вт/15 Ом или 18 Вт/8 Ом; менее 0,02% на всех уровнях мощности ниже максимальной выходной мощности.

**Интермодуляционные искажения.** Менее 0,1%. 10 Вт (12,3 В среднеквадратичное значение) 15 Ом, 70 Гц. 1 В среднеквадратичное значение 7 кГц (или 10 кГц).

**Искажение передачи прямоугольных импульсов.** Менее 0,2 Вт при 10 кГц. **Время подъема.** Знас.

**Входное сопротивление.** 20 кОм (приблизительно).

**Прирост.** 18х.

**Уровень гула.** (Простой блок питания) -70 дБ относительно 1 Вт.

**Уровень шума.** (Простой блок питания) -80 дБ на 1 Вт. (Эти показатели, соответственно, лучше, чем -80 дБ и -85 дБ при регулируемом источнике питания).

**Фактор обратной связи.** 46 дБ (типично).

**Входное напряжение для макс. выхода.** 850 мВ среднеквадратичное

значение **Стабильность нагрузки.** Безоговорочно.

Для перфекционистов на рис. 10 показана подходящая конструкция регулируемого источника питания постоянного тока с защитой от повторного короткого замыкания и перегрузки. Это дает примерно 10 дБ улучшение фона и (среднеквадратичного) очень низкочастотного шума.

Графики коэффициента усиления/частоты и выходной мощности/частоты показаны на рис. 4 и 5, а соотношение между выходной мощностью и искажением, а также частотой сигнала и искажением показано на рис. 6 и 7. Характеристики прямоугольной волны на резистивной нагрузке 15 Ом с любым значением шунтирующей емкости до 0,1 мкФ на частотах 1 кГц, 10 кГц и 50 кГц показаны на рис. 8. Выходная синусоида на частоте 1 кГц и 15 Вт с резистивной нагрузкой 15 Ом (42,5 Впик-пик) и связанные с ней гармонические искажения (составляющие 0,02%) показаны на рис. 9.

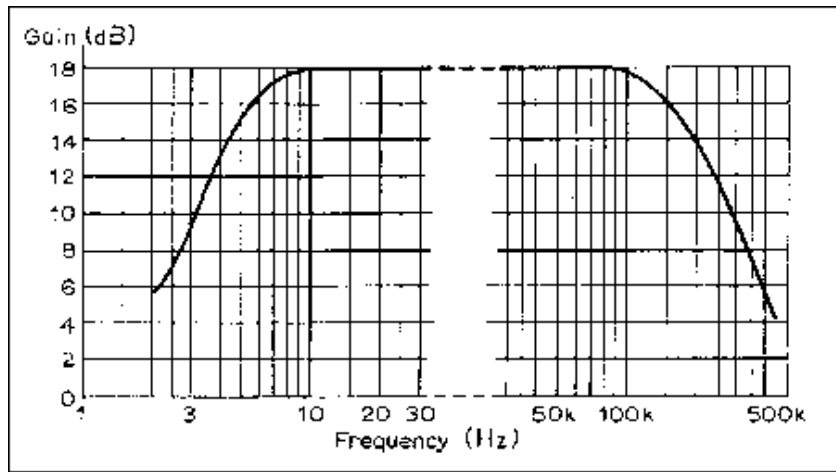


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики.

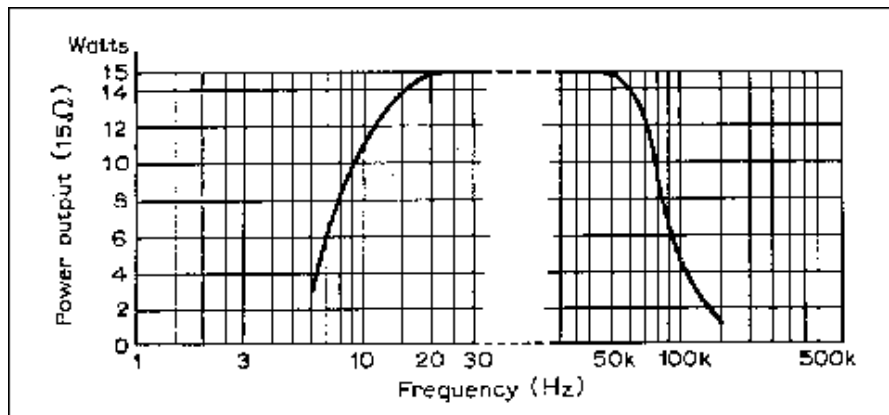


Рис. 5. Характеристики выходной мощности/частоты.

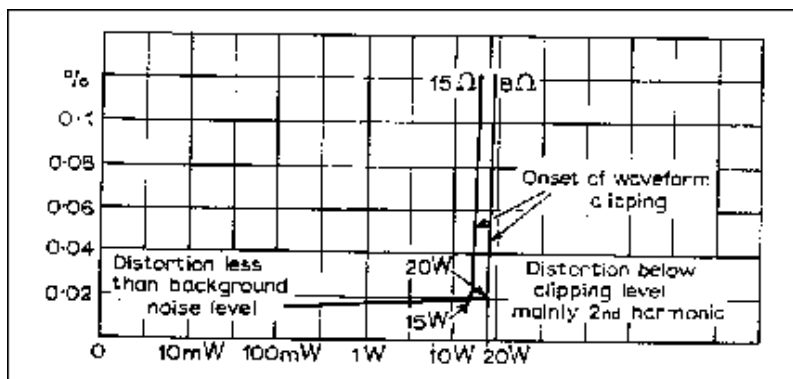


Рис. 6. Характеристики выходной мощности/искажений. Характеристика нагрузки 8 Ом

измерялась с использованием модифицированных компонентов выходного каскада.

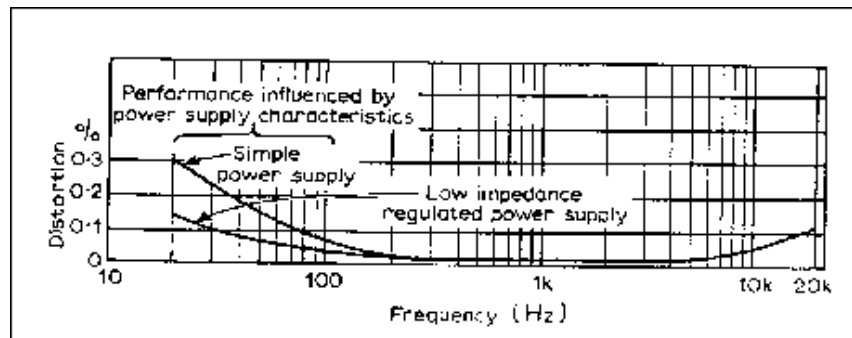
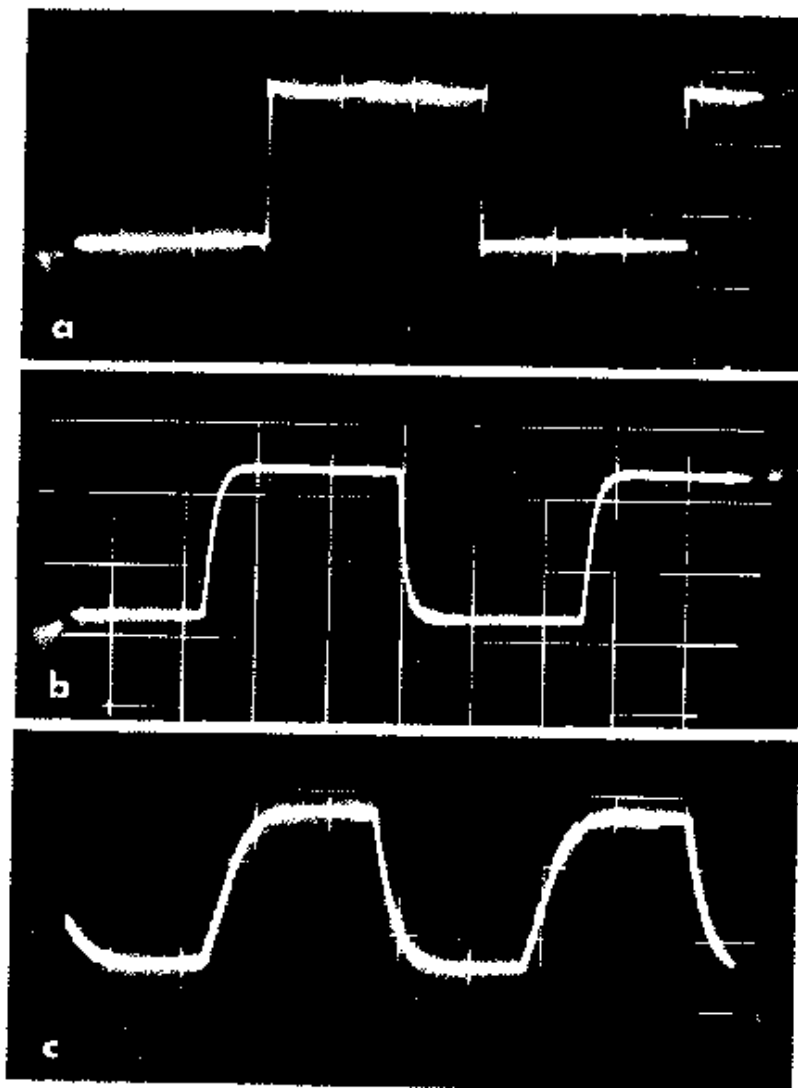
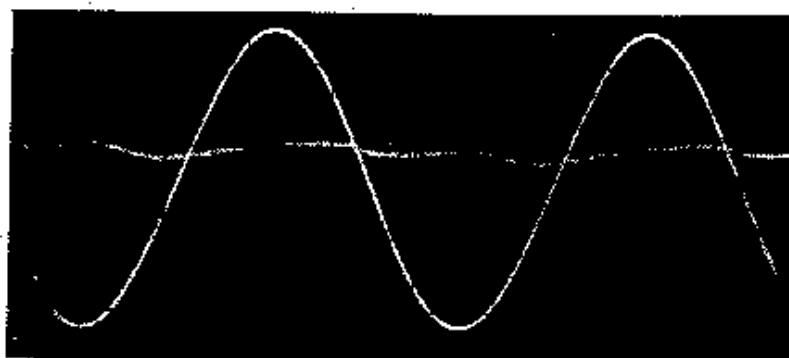


Рис. 7. Влияние частоты сигнала на искажения (1 Вт на 15 Ом).



*Fig. 8. Square-wave performance into  $15\Omega$  in parallel with  $0-0.1\mu\text{F}$ . (Scale  $2\text{V}/\text{cm}$ ) (a)  $1\text{kHz}$ , (b)  $10\text{kHz}$ , (c)  $50\text{kHz}$ .*



*Fig. 9.  $14\text{-W}$   $1\text{-kHz}$  sinewave into  $15\text{-}\Omega$  resistive load. Distortion  $0.018\%$  on scale  $35\text{mV}/\text{cm}$ . Fundamental on scale  $10\text{V}/\text{cm}$ .*

Как было описано в прошлом месяце, в ходе разработки этой схемы был проведен ряд экспериментов, чтобы попытаться связать слышимые эффекты с явлениями, наблюдаемыми и измеряемыми в лабораторных условиях, а также был создан анализатор искажений передачи (заявка на патент Великобритании № 7925/1970) для оценки производительности с несинусоидальными формами волн. (На ранних стадиях разработки был достигнут момент, когда ухо автора уже не могло обнаружить последующие усовершенствования.)

Переходная характеристика 10-ваттной конструкции класса А (как первоначально опубликовано)<sup>(1)</sup>, без изменений<sup>(2)</sup>, предложенный в октябре 1969 года для уменьшения полосы пропускания ВЧ) превосходит существующую схему в диапазоне 50 кГц-2 МГц при нагрузке с довольно низким емкостным реактивным сопротивлением. При более неблагоприятных условиях нагрузки существующая конструкция будет (технически) лучше. Однако самые тщательные сравнительные прослушивания с несколькими многострадальными друзьями автора не смогли обнаружить никакой слышимой разницы между этими двумя конструкциями, обе из которых почти наверняка превзойдут по производительности лучшие доступные ламповые устройства с трансформаторной связью.

### Конструктивные моменты

Компоновка, использованная в одном из прототипов этой конструкции, показана на рис. 11, с использованием платы с медной полосой толщиной 0,15 дюйма. Компоновка не должна быть особенно критичной при условии соблюдения обычных мер предосторожности, таких как поддержание достаточного разделения выходных и входных цепей и обеспечение того, чтобы выводы источника питания и обратный вывод громкоговорителя подключались к плате в точке, близкой к той, к которой припаяны выводы коллектора выходных транзисторов.

Поскольку схема имеет единичное усиление на постоянном токе, возникновение «хлопка» при включении в громкоговорителе можно избежать, используя достаточно большую постоянную времени в схеме развязки, которая обеспечивает смещение базы для Tr1. Напряжение на «Х» (рис. 3) затем будет следовать за потенциалом базы Tr1, поскольку оно медленно повышается после включения. Нежелательно, чтобы в этот период было приложено полное напряжение  $h_t$ , и этого можно избежать, включив термистор (Radiospares TH2A или эквивалент) в первичную цепь сетевого трансформатора. Поскольку это вызовет падение примерно на 10-15 В, это следует учесть в точке ответвления на сетевом трансформаторе. Кроме того, поскольку термистор становится довольно горячим в рабочих условиях (это необходимо), важно установить его таким образом, чтобы это не повредило связанные с ним компоненты или проводку.

Рассеивание выходных транзисторов обычно составляет около 8 Вт, и выходная пара может быть установлена на одном черном анодированном ребристом радиаторе размером 3,5 дюйма x 4 дюйма. Радиатор должен быть заземлен — очень просто, путем исключения слюдяной шайбы на MJ491.

Рассеивание транзистора драйвера составляет порядка 2 Вт в некоторых обстоятельствах, и это несколько превышает мощность, с которой может безопасно справиться обычное устройство в корпусе TO-5, такое как 2N1613, если только не используются очень осторожные меры по отводу тепла. Использование таких устройств, как 2N3054 или Motorola MJE521, установленных на небольшом куске окрашенного в черный цвет алюминиевого листа, скажем, 1 дюйм x 1,5 дюйма, дает очень большой запас прочности на этом этапе. Производительность Motorola MJE521 немного предпочтительнее, и она использовалась во всех прототипах. Этот этап, однако, не является очень критическим, и эти вариации типа транзистора вряд ли окажут существенное влияние на общую производительность системы.

Texas BC212L и 182L являются предпочтительными типами транзисторов для Tr1 и Tr2, хотя 2N1613 также использовался в некоторых моделях разработки в качестве Tr2 с идентичными результатами. Motorola 2N3906 и 3904 также могут использоваться в позициях Tr1, Tr2 с почти эквивалентной производительностью, но это не было опробовано. Рекомендуется использовать резисторы с углеродной пленкой 0,5 Вт 5%, за исключением точек, где требуются более высокие мощности. R1 и R2 должны иметь малый диаметр или низкую индуктивность. Различные электролитические конденсаторы могут иметь более высокое значение или напряжение, работающее без вредных последствий.



может быть использована схема, состоящая исключительно из высококачественного (с малой утечкой) стабилитрона между этими двумя точками, с положительным концом стабилитрона, подключенным к базе Tr3. Подойдет любой стабилитрон 4 - 4,7 В при условии, что ток утечки при 3 В обратном и 0,4 В прямом будет меньше 10 мкА. Серия ITT400mW ZF4.7 вполне подойдет. Опять же, для выходной мощности 20 Вт на 8 Ом резисторы R1 и R2 должны быть уменьшены до 0,47 Ом.

## ССЫЛКИ

1. Дж. Л. Линсли Худ, «Простой усилитель класса А», *Wireless World*, апрель 1969 г.
2. «Письма в редакцию», *Wireless World*, октябрь 1969 г.
3. А. Р. Бейли, «Защита выходного транзистора в усилителях звуковой частоты», *Wireless World*, июнь 1968 г.

[\[ Назад \]](#)

**ИСТОРИЯ:**Страница создана 20/07/2001