

## Простой усилитель класса А

**Конструкция мощностью 10 Вт дает субъективно лучшие результаты, чем транзисторные усилители класса В.**

Дж. Л. Линсли Худ, MIEE

За последние несколько лет был опубликован ряд отличных разработок домашних усилителей звука. Однако некоторые из этих конструкций в настоящее время устаревают из-за изменений в доступности компонентов, а другие предназначены для обеспечения уровней выходной мощности, превышающих требования обычной гостиной. Кроме того, большинство дизайнов имели тенденцию быть довольно сложными.

В данных обстоятельствах казалось целесообразным подумать о том, насколько простой может быть дизайн, который даст адекватную выходную мощность вместе со стандартом безупречных характеристик, и это исследование привело к созданию настоящего дизайна.

### Выходная мощность и искажения

Ввиду огромной популярности ламповых усилителей Mullard "5-10" казалось, что 10-ваттный выход будет достаточным для нормального использования; действительно, когда два таких усилителя используются в качестве стереопары, общий вывод звука на полной мощности может быть весьма удивительным при использовании достаточно чувствительных динамиков.

Первоначальные стандарты гармонических искажений для звуковых усилителей были установлены DTN Williamson в серии статей, опубликованных в Wireless World в 1947 и 1949 годах; и предложенный им стандарт для общего гармонического искажения менее 0,1% при полной номинальной выходной мощности был общепринятым в качестве целевого показателя для высококачественных усилителей мощности звука. Поскольку основная проблема в конструкции ламповых усилителей звука заключается в трудности получения адекватных характеристик выходного трансформатора, и поскольку современные технологии транзисторных схем позволяют проектировать усилители мощности без выходных трансформаторов, казалось возможным стремиться к несколько более высокому стандарту. Общий коэффициент гармонических искажений 0,05% при полной выходной мощности в диапазоне 30 Гц - 20 кГц. Это также означает, что выходная мощность будет постоянной в этом диапазоне частот.

### Схемотехника

Первой известной автору схемой усилителя, в которой использовалась конструкция бестрансформаторного транзистора, чтобы обеспечить производительность, приближающуюся к таковой у усилителя «Вильямсон», была схема, опубликованная Тоби и Динсдейлом в журнале Wireless World в 1961 году. В нем использовался выходной каскад класса В с последовательно соединенными транзисторами с квазикомплементарной симметрией. Последующие высококачественные транзисторные усилители мощности в основном следовали принципам конструкции, изложенным в этой статье.

Основным преимуществом усилителей этого типа является то, что нормальное статическое рассеивание мощности очень мало, а общая эффективность преобразования мощности высока. К сожалению, есть также некоторые неотъемлемые недостатки из-за внутреннего несходства в отклике двух половин двухтактной пары (если комплементарные транзисторы используются в несимметричной схеме) вместе с некоторым перекрестным искажением из-за характеристик  $I_c / V_b$ . Много было сделано, в частности Бейли<sup>1</sup>, чтобы минимизировать последнее.

Дополнительной характеристикой выходного каскада класса В является то, что потребность в токе выходных транзисторов увеличивается вместе с выходным сигналом, и это может снизить выходное напряжение и ухудшить сглаживание источника питания, если это не спроектировано должным образом. Кроме того, из-за увеличения тока с увеличением выходной мощности возможна переходная перегрузка, которая приводит выходные транзисторы в состояние теплового разгона, особенно при реактивных нагрузках, если не используется подходящая схема защиты. Эти требования объединились, чтобы увеличить сложность схемы, и хорошо спроектированный усилитель мощности класса В с низким уровнем искажений больше не является простой или недорогой конструкцией.

Альтернативный подход к конструкции транзисторного усилителя мощности, сочетающий хорошие характеристики с простой конструкцией, заключается в использовании выходных транзисторов в конфигурации класса А. Это позволяет избежать проблем асимметрии в квазикомплементарных схемах, теплового разгона при переходной перегрузке, перекрестных искажений и зависимых от сигнала изменений в потребляемом токе источника питания. Однако он менее эффективен, чем схема класса В, и выходные транзисторы должны быть установлены на больших радиаторах.

Базовая конструкция класса А состоит из одного транзистора с подходящей коллекторной нагрузкой. Использование резистора, показанного на рис. 1 (а), было бы практическим решением, но наилучшая эффективность преобразования мощности будет около 12%. Низкочастотный дроссель, как показано на рис. 1 (b), даст гораздо больший КПД, но правильно спроектированный компонент будет громоздким и дорогим и лишит многих преимуществ бестрансформаторной конструкции. Использование второго аналогичного транзистора в качестве нагрузки коллектора, как показано на рис. 1 (с), было бы более удобным с точки зрения размера и стоимости, и позволило бы эффективно управлять нагрузкой в двухтактном режиме, если бы входы двух транзисторов были подходящей величины и противоположны по фазе. Это требование может быть выполнено, если транзистор драйвера подключен, как показано на рис. 2.

Этот метод подключения также отвечает одному из наиболее важных требований к усилителю с низким уровнем искажений - что основная линейность усилителя должна быть хорошей даже при отсутствии обратной связи. Этому способствует несколько факторов. Нелинейность  $I_c / V_b$  характеристик выходных транзисторов имеет тенденцию к устранению, потому что в течение той части цикла, в которой один транзистор приближается к отсечке, другой полностью включен. Существует мера внутренней обратной связи вокруг контура  $Tr1$ ,  $Tr2$ ,  $Tr3$  из-за влияния, которое характеристики базового импеданса  $Tr1$  оказывают на выходной ток  $Tr3$ . Кроме того, задающий транзистор  $Tr3$ , который должен обеспечивать большой размах напряжения, работает в условиях, благоприятствующих низким гармоническим искажениям - низкое выходное сопротивление нагрузки, высокое входное сопротивление.

Коэффициент усиления разомкнутой цепи схемы составляет приблизительно 600 с типичными транзисторами. Коэффициент усиления замкнутого контура определяется на частотах, достаточно высоких для того, чтобы импеданс  $C3$  был небольшим по сравнению с  $R4$ , соотношением  $(R3 + R4) / R4$ . Для значений, указанных на рис. 3, это 13. Это дает коэффициент обратной связи около 34 дБ и выходное сопротивление около 160 миллиом.

Поскольку схема имеет единичное усиление на постоянном токе, из-за включения  $C3$  в контур обратной связи выходное напряжение  $V_e$  поддерживается на том же уровне, что и база  $Tr4$ , плюс потенциал базы-эмиттера  $Tr4$  и небольшое падение потенциала вдоль  $R3$  из-за эмиттерного тока этого транзистора. Поскольку выходной транзистор  $Tr1$  будет включать столько тока, сколько необходимо для снижения  $V_e$  до этого значения, резистор  $R2$ , который вместе с  $R1$  регулирует ток коллектора  $Tr2$ , можно использовать для установки статического тока выходных каскадов усилителя. Также будет очевидно, что  $V_e$  можно установить на любое желаемое значение небольшими корректировками  $R5$  или  $R6$ . Оптимальная производительность будет достигнута, когда оно будет равно половине напряжения питания. (Половина вольта или около того в любом случае будет лишь незначительно отличаться от максимальной достижимой выходной мощности,

Повсюду используются кремниевые планарные транзисторы, что обеспечивает хорошую термическую стабильность и низкий уровень шума. Кроме того, поскольку нет необходимости в дополнительной симметрии, все силовые каскады могут использовать ррп-транзисторы, которые в кремнии обеспечивают лучшую производительность и низкую стоимость. Общая производительность при выходной мощности 10 Вт или на любом более низком уровне больше, чем соответствует стандартам, установленным Williamson. Графики выходной мощности и коэффициента усиления / частоты показаны на рис. 4-6, а соотношение между выходной мощностью и полным гармоническим искажением показано на рис. 7. Поскольку усилитель представляет собой прямую схему класса А, искажение линейно уменьшается с выходным напряжением. (Это не обязательно будет иметь место в системе класса В, если присутствует какое-либо значительное количество перекрестных искажений.

#### Стабильность, выходная мощность и сопротивление нагрузки

Кремниевые планарные п-р-п-транзисторы в целом обладают отличными высокочастотными характеристиками, что способствует очень хорошей стабильности усилителя при реактивных нагрузках. Автор еще не нашел комбинацию  $L$  и  $C$ , которая делает систему нестабильной, хотя система легко станет колебательной с индуктивной нагрузкой, если  $R3$  шунтируется небольшим конденсатором, чтобы вызвать спад на высоких частотах.

Схема, показанная на рис. 3, может использоваться, с очень небольшими изменениями в значениях компонентов, для управления импедансом нагрузки в диапазоне 3–15 Ом. Однако выбранная выходная мощность представлена различным соотношением тока / напряжения в каждом случае, и поэтому ток через выходные транзисторы и размах выходного напряжения также будут разными. Размах пикового напряжения и средний выходной ток можно довольно просто вычислить из хорошо известных соотношений  $W = I_2 R$  и  $V = IR$ , где символы имеют свое обычное значение. (Однако следует помнить, что расчет выходной мощности основан на среднеквадратичных значениях тока и напряжения, и что они должны быть умножены на 1,414, чтобы получить пиковые значения, и что измеренный размах напряжения представляет собой размах напряжения от пика до минимума. пиковое напряжение, которое в два раза превышает пиковое значение.)

Когда эти расчеты были произведены, размах напряжения от пика до пика для мощности 10 Вт на нагрузке 15 Ом оказался равным 34,8 вольт. Поскольку два выходных транзистора имеют нижнее напряжение около 0,6 вольт каждый, источник питания должен обеспечивать минимум 36 вольт, чтобы обеспечить такой выход. Для нагрузок 8 и 3 Ом минимальное линейное напряжение  $V_{in}$  должно составлять 27 В и 17 В соответственно. Необходимые минимальные токи - 0,9, 1,2 и 2,0 ампер. Предлагаемые значения компонентов для работы с этим сопротивлением нагрузки показаны в таблице 1. C3 и C1 вместе влияют на падение напряжения и мощности на низких звуковых частотах. Их стоимость может быть увеличена, если желательны лучшие низкочастотные характеристики, чем показанные на фиг. 4 - 6.

Поскольку соответствующие напряжения питания и выходные токи приводят к рассеиванию энергии порядка 17 Вт на каждом выходном транзисторе, и поскольку нежелательно (для долговечности компонентов) допускать высокие рабочие температуры, для каждого транзистора должна быть предусмотрена соответствующая площадь радиатора. Предлагается пара отдельно установленных радиаторов с оребрением размером 5 на 4 дюйма. К сожалению, это штраф, который должен быть уплачен за операцию класса А. Для источников питания выше 30 В Tr1 и Tr2 должны быть MJ481, а Tr3 - 2N1613.

Если выходное сопротивление предусилителя превышает несколько тысяч Ом, входной каскад усилителя следует модифицировать, включив в него простую схему повторителя источника извлечения, как показано на рис. 8. Это увеличивает гармонические искажения примерно до 0,12 %, и поэтому (теоретически) является менее привлекательным решением, чем лучший предварительный усилитель. Затем при необходимости можно получить спад высоких частот, подключив небольшой конденсатор между затвором гетеродина и отрицательной (заземленной) линией.

$Z_L$	V	я	R1	R2	C1	C2	$V_{IN}$ (среднеквадратичное значение)
3 $\Omega$	17B	2,0 A	47 $\Omega$	180 $\Omega$	500 $\mu F$ 25V	5000 $\mu F$ 25V	0,41 B
8 $\Omega$	27B	1,2 A	100 $\Omega$	560 Ом	250 $\mu F$ 40V	2500 $\mu F$ 50V	0,66 B
15 $\Omega$	36 B	0,9 A	150 $\Omega$	1,2 км $\Omega$	250 $\mu F$ 40V	2500 $\mu F$ 50V	0,90 B

**Таблица 1. Сводка комбинаций компонентов для различных сопротивлений нагрузки. Подходящие транзисторы**

Были проведены некоторые эксперименты, чтобы определить, в какой степени на характеристики схемы влияют тип и коэффициент усиления по току используемых транзисторов. Как и ожидалось, лучшая производительность была получена при использовании транзисторов с высоким коэффициентом усиления и когда в выходном каскаде использовалась согласованная пара. Не известно адекватной замены типу 2N697 / 2N1613, используемому в каскаде драйвера, но были использованы примеры транзисторов этого типа от трех разных производителей с явно идентичными результатами. Аналогичным образом, использование альтернативных типов входных транзисторов не привело к заметным изменениям производительности, и Texas Instruments 2N4058 полностью взаимозаменяема с Motorola 2N3906, использованной в прототипе.

Наиболее заметные изменения производительности были обнаружены в характеристиках усиления по току пары выходных транзисторов, и для минимально возможных искажений с любой парой напряжение в точке, от которой подается питание на громкоговоритель, должно быть отрегулировано так, чтобы оно находилось в пределах 0,25 вольт от половины потенциала линии питания. Остальные результаты представлены в таблице 2.

В этих экспериментах использовались транзисторы Motorola MJ480 / 481, за исключением (6), в котором были опробованы устройства Texas 2S034. Основной вывод, который можно сделать из этого, заключается в том, что тип используемого транзистора может не иметь большого значения, но что если есть различия в текущих коэффициентах усиления выходных транзисторов, необходимо использовать устройство с более высоким коэффициентом усиления. в позиции Tr1.

Когда компоненты искажения были обнаружены до начала ограничения формы сигнала, они почти полностью были связаны с наличием вторых гармоник.

№ теста	Текущий прирост Tr1	Текущий прирост Tr2	Искажения (при 9 Вт)
1	135	135	0,06%
2	40	120	0,4%
3	120	40	0,12% (пара 2 обратная)
4	120	100	0,09%
5	100	120	0,18% (пара 5 перевернутая)
6	50	40	0,1%

Таблица 2. Связь искажений с согласованием усиления в выходном каскаде.

#### Конструкционные примечания

**Усилитель мощности.** Компоненты, необходимые для пары стереоусилителей мощностью 10 + 10 Вт, могут быть удобно собраны на стандартной контактной плате Lektrokit 4 x 4,75 дюйма srbr, как показано на фотографиях, с четырьмя силовыми транзисторами, установленными на внешних радиаторах. Если не указано иное, значения компонентов не кажутся особенно критическими, и резисторы с допуском 10%, безусловно, могут использоваться без вреда для здоровья. Однако самые низкие уровни шума будут достигнуты при использовании компонентов хорошего качества и резисторов на основе углеродной пленки или оксида металла.

**Источник питания.** Предлагаемая форма блока питания показана на рис. 9 (а). Поскольку потребность в токе усилителя по существу постоянна, может использоваться схема последовательного транзистора сглаживания, в которой выходное напряжение источника питания может регулироваться путем выбора входного тока базы, обеспечиваемого эмиттерным повторителем Tr2 и потенциометром VR1. При значениях емкости накопительного конденсатора, показанных в таблице 3, уровень пульсаций будет менее 10 мВ при номинальном выходном токе, при условии, что коэффициент усиления по току последовательных транзисторов больше 40. Для выходных токов до 2,5 А последовательно указанные транзисторы будут подходящими при условии, что они установлены на радиаторах, соответствующих их нагрузке.

Однако при текущих уровнях, необходимых для работы 3-омной версии усилителя в качестве стереопары, одного MJ480 больше не будет достаточно, и необходимо использовать более подходящий последовательный транзистор, такой как Mullard BDY20, с например, 2N1711 как Tr2 или с параллельным подключением, как показано на рис. 9 (b).

Усилитель Z L	я из	V из	C1	Tr1 / 2	MR1	T1
15 Ω	1A	37 В	1000 μ F 50V	MJ480 / 2N697	5BO5	40B 1A
2 x 15 Ω	2A	37 В	5000 μ F 50V	MJ480 / 2N697	5BO5	40B 2A
8 Ω	1,25 A	27B	2000 г. μ F 40V	MJ480 / 2N697	5BO5	30 В 1,25 А
2 x 8 Ω	2,5 А	27B	5000 μ F 40V	MJ480 / 2N697	5BO5	30 В 2,5 А
3 Ω	1.9A	18B	5000 μ F 30V	MJ480 / 2N697	5BO5	20B 2A
2 x 3 Ω	3,8 А	18B	10 000 μ F 30V	MJ480 / 2x2N697	7BO5T	20B 4A

Таблица 3. Компоненты блока питания

Суммарное сопротивление в «первичной» цепи выпрямителя, включая вторичную обмотку трансформатора, должно быть не менее 0,25. Ω. Когда источник питания, с усилителем или без него, должен использоваться с блоком радиочастотного усилителя-тюнера, может потребоваться добавить конденсатор 0,25 мкФ (160 ВВт) во вторичную обмотку T1 для предотвращения переходного излучения. Указанные выпрямительные диоды представляют собой герметизированные мосты International Rectifier.

## Схема защиты транзистора

Ток, протекающий в цепи выходных транзисторов (Тг1, Тг2), определяется потенциалом на Тг2, значениями R1 и R2, а также коэффициентом усиления по току и током утечки коллектор-база Тг2. Поскольку обе характеристики транзистора зависят от температуры, выходной последовательный ток будет несколько увеличиваться с увеличением температуры Тг2. Если усилитель должен работать в условиях высокой температуры окружающей среды или если по какой-либо причине невозможно обеспечить достаточную площадь радиатора для выходных транзисторов, было бы желательно предоставить некоторые альтернативные средства для управления ток цепи выходного транзистора. Это можно сделать с помощью схемы, показанной на рис. 10. При этом некоторая часть постоянного тока смещения на Тг1 шунтируется на отрицательную линию через Тг7, когда полный протекающий ток приводит к тому, что потенциал, приложенный к базе Тг6, превышает значение включения (около 0,5 вольт). Это позволяет очень точно управлять последовательным током, не влияя на выходную мощность или характеристики искажений. Более простая схема, при которой потенциал управления током для Тг7 получается от последовательного резистора в цепи эмиттера Тг1, к сожалению, приводит к ухудшению характеристик искажения примерно до 0,15% при 8 Вт, с повышением примерно до 0,3% в начале перегрузки.

## Производительность в условиях прослушивания

Было бы удобно, если бы характеристики аудиоусилителя (или громкоговорителя, или любого другого подобного аудиооборудования) могли полностью определяться частотной характеристикой и характеристиками гармонических искажений. К сожалению, невозможно смоделировать в лабораторных условиях сложные нагрузки или сложные волновые структуры, представленные усилителю, когда акустическая система используется для воспроизведения повседневных звуков речи и музыки; так что, хотя прямоугольные и синусоидальные генераторы с низким уровнем искажений, осциллограф и анализатор гармонических искажений являются ценными инструментами при проектировании аудиосхем, окончательная проверка окончательного проекта должна быть критическим суждением слушателя в самых сложных условиях. тщательно подобранные условия позволяют его помещению и окружение.

Наличие хорошего эталона является большим подспорьем в сравнительных испытаниях такого рода, и автору повезло в течение многих лет владеть тщательно и дорогостоящим усилителем «Williamson», работоспособность которого доказала свою эффективность. в испытаниях на прослушивание, чтобы равняться или превосходить, с большей или меньшей границей, таковой любого другого аудиоусилителя, с которым автор смог провести сравнения.

Однако в прошлом, когда эти тесты проводились из личного любопытства и на переключение входных и выходных проводов от одного усилителя к другому могло пройти несколько минут, сравнительные характеристики некоторых конструкций были настолько близки, что можно было сделать вывод. было то, что между ними действительно было очень мало выбора. Некоторые из последних схем транзисторных усилителей мощности показали производительность, которая казалась полностью такой же, как у «Вильямсона», по крайней мере, насколько можно было вспомнить во время перерыва между одним испытанием и другим. Однако было принято во внимание, что на самом деле это не предлагало наилучших условий для надлежащей оценки более тонких различий в характеристиках и без того хороших проектов, поэтому был устроен переключающий переключатель для переключения входов и выходов между любой выбранной парой усилителей. и было собрано в общей сложности шесть блоков усилителей, включая «Williamson» и еще один популярный вентильный блок, три конструкции транзистора класса В, включая один коммерческого происхождения, и схему класса А, описанную выше. Частотная характеристика и характеристики общих гармонических искажений четырех транзисторных усилителей были протестированы в лаборатории перед этим испытанием, и было обнаружено, что все они имеют плоскую частотную характеристику в используемом звуковом спектре в сочетании с низким содержанием гармонических искажений (худшее показание составил 0,15%).

Принимая во внимание эти предыдущие испытания, не ожидалось, что будет какое-либо существенное различие в слышимых характеристиках любой из конструкций транзисторов или между ними и ламповыми усилителями. Поэтому было удивительно обнаружить заметные различия между вентилем и тремя транзисторными блоками класса В. Фактически, две конструкции клапана и транзисторная схема класса А, и три конструкции класса В сформировали две тонально различные группы с очень похожими характеристиками внутри каждой группы.

«Williamson» и нынешняя конструкция класса А были лучше, чем другие ламповые усилители, и были настолько близки по своим характеристикам, что было почти невозможно сказать, какой из двух был использован, не глядя на положение переключателя. В верхнем диапазоне высоких частот транзисторный усилитель, возможно, имеет небольшое преимущество.

Однако различия в производительности между группами класса А и класса В были гораздо более заметными. Мало того, что системы класса А имели полную свободу от небольшой «резкости», присущей некоторым высоким струнным нотам со всеми нотами класса В, они также, казалось, давали более полное, «округлое» качество, привлекательность которого для автор значительно перевешивает случайные неудобства, связанные с необходимостью более мощного оборудования для электропитания и более массивных радиаторов.

В ходе дискуссий с заинтересованными друзьями были высказаны некоторые соображения о последствиях этого неожиданного открытия, и была разработана экспериментальная теория, которая предлагается по достоинству. Предполагается, что эти тональные различия возникают из-за того, что обычный громкоговоритель с подвижной катушкой в соответствующем корпусе может представлять очень сложную реактивную нагрузку на частотах, связанных со структурными резонансами, и что это может вызвать переходные выбросы при использовании с усилителем класса В, когда точка перегиба в применяемой форме волны случайно совпала с точкой перехода транзистора, в этой точке из-за резкого изменения входных параметров выходных транзисторов запасы устойчивости контура и выходное демпфирование будут менее хорошими. В этих обстоятельствах

Следует подчеркнуть, что различия, наблюдаемые в этих экспериментах, невелики и вряд ли будут замечены, кроме как при прямом параллельном сравнении. Однако перфекционист может предпочесть класс А классу В транзисторной схемы, если таким образом он сможет получить достаточную мощность для своих нужд.

#### **Утомляемость слушателя**

По опыту автора, характеристики большинства хорошо спроектированных усилителей мощности звука действительно очень хорошие, и различия между одним дизайном и другим, вероятно, будут небольшими по сравнению с различиями между альтернативными системами громкоговорителей, например, и конструкции транзисторов, с которыми до сих пор встречались, ни одна из них не могла считаться неприятной для слуха. Однако с ростом использования полупроводниковых усилителей мощности среди людей слышны загадочные истории об «усталости слушателя». **Знатоки**

как то, что вызывают у слушателя все, кроме самых дорогих транзисторных усилителей, в отличие от хороших ламповых усилителей. Казалось, что это стоило исследовать, чтобы выяснить, есть ли какие-либо основания для этого утверждения.

На практике было обнаружено, что усилитель с безупречными характеристиками на бумаге может вызывать серьезные затруднения при прослушивании в определенных условиях. Это, по-видимому, возникает и особенно связано с транзисторными усилителями мощности, потому что большинство из них могут легко выдавать большие количества мощности на сверхзвуковых частотах, которые громкоговорители в высококачественной системе будут пытаться представить слушателю. В этом контексте следует помнить, что в усилителе, который имеет плоскую характеристику мощности от 30 Гц до 180 кГц, 90% этого спектра мощности будут сверхзвуковыми.

Этот нежелательный результат может возникнуть двумя способами. Это может быть из-за широкого спектра «белого шума» предусилителя со значительным количеством шипения - это может произойти, если ламповый предусилитель не соответствует входному сопротивлению в несколько тысяч Ом транзисторного усилителя мощности, а также ухудшит производительность системы. чтобы неестественно не хватало баса. Проблемы этого типа также могут возникнуть при переходной неустойчивости или высокочастотном «звоне», например, когда реактивная нагрузка используется с усилителем класса В, имеющим плохую стабильность точки перехода.

#### **Ссылка**

1. Бейли, А.Р., «Высокопроизводительный транзисторный усилитель», Wireless World, ноябрь 1966 г. ; «Усилитель высокой точности на 30 Вт», май 1968 г. и «Защита выходных транзисторов в усилителях НЧ», июнь 1968 г.

## Цифры

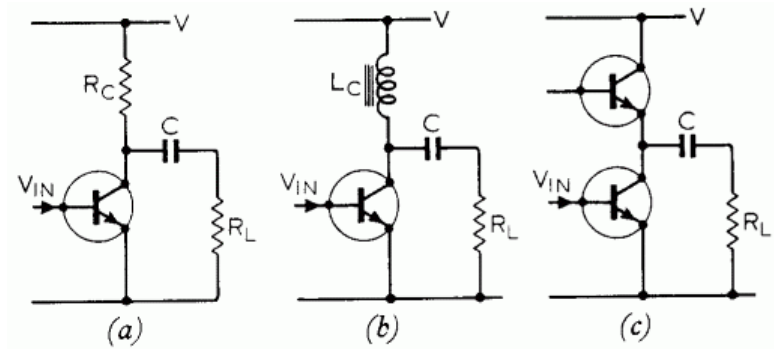


Рис. 1. Базовые схемы класса А, использующие (а) нагрузочный резистор  $R_C$ , обеспечивающий преобразование мощности. КПД около 12%, (б) если дроссель дает лучший КПД, но громоздкий и дорогой, и (с) второй транзистор в качестве нагрузки коллектора.

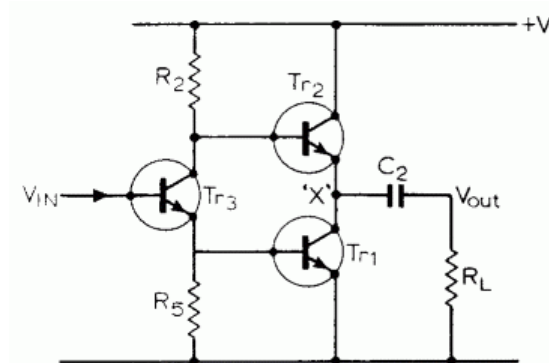


Рис. 2. Устройство двухтактного привода ступени класса А.

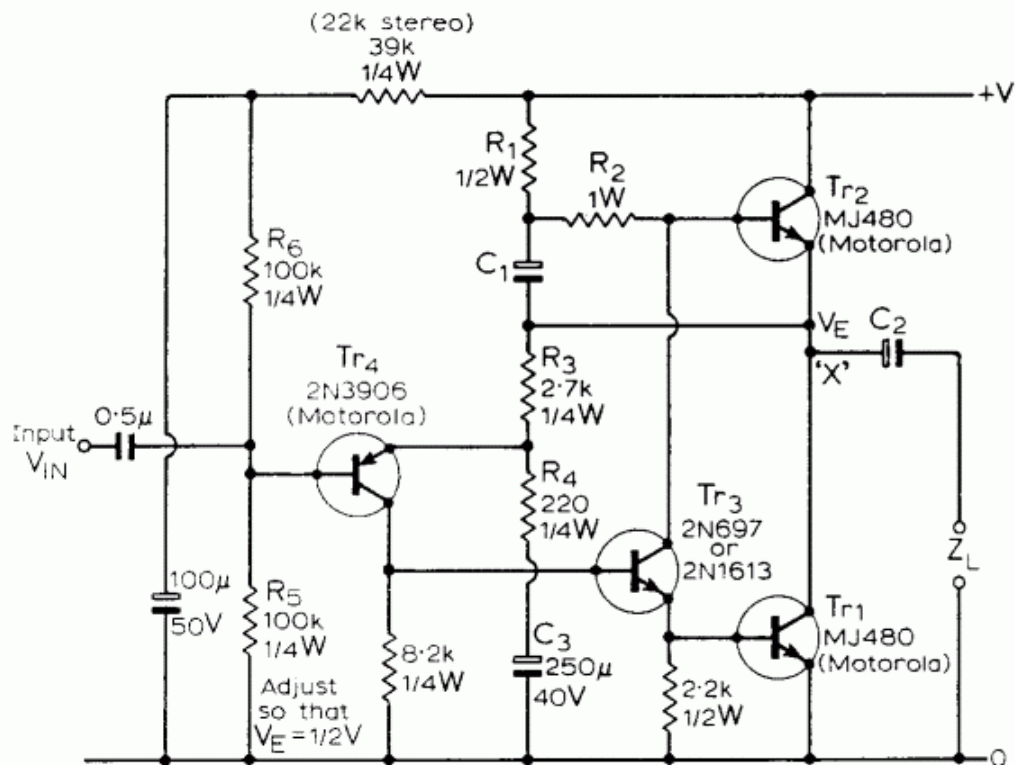


Рис. 3. Практическая схема усилителя мощности.

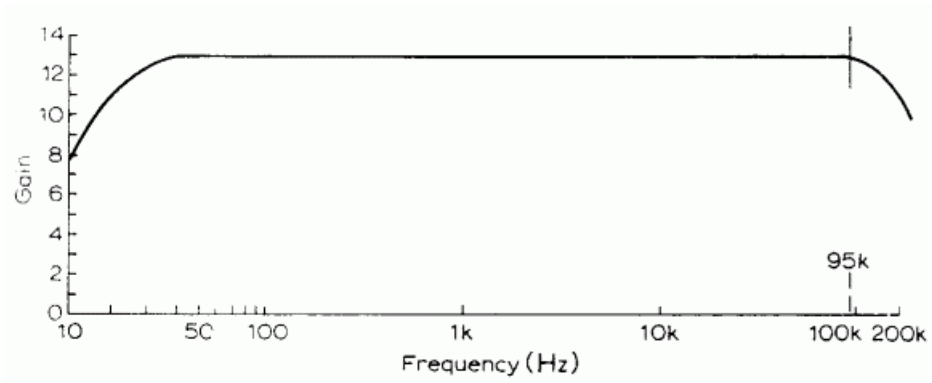


Рис. 4. График усиления / АЧХ усилителя.

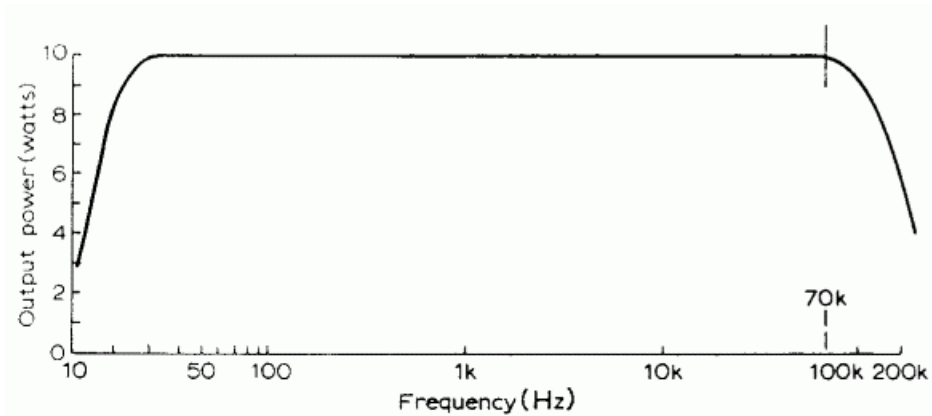


Рис. 5. График выходной мощности / АЧХ усилителя.

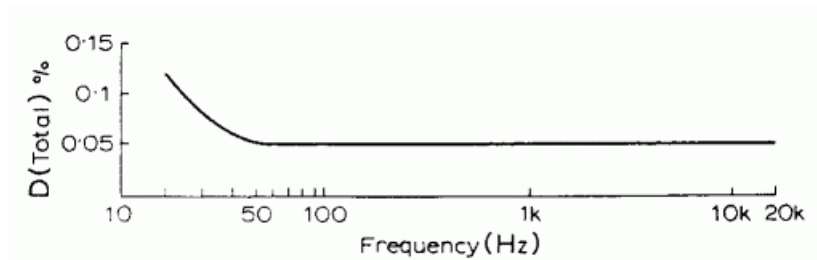


Рис. 6. Кривая искажение / частота при 9 Вт.

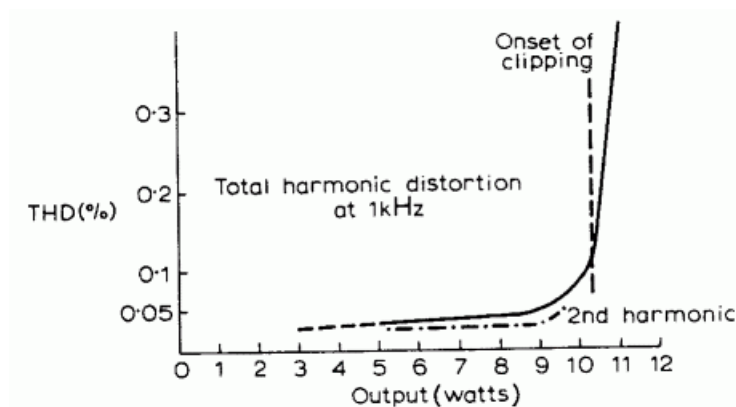


Рис. 7. Кривая искажения / выходной мощности.



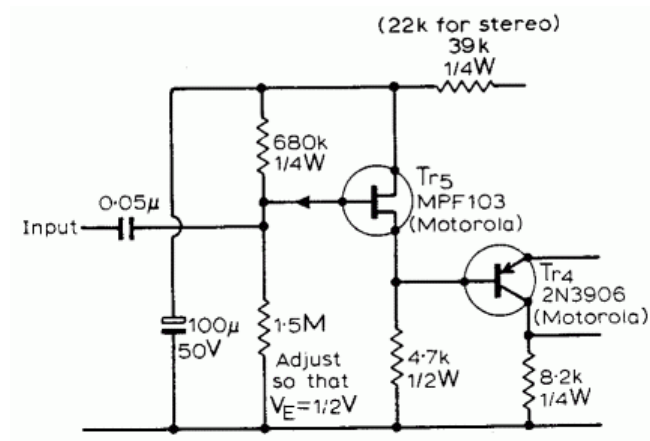


Рис. 8. Модифицированная входная цепь для высокого входного сопротивления.

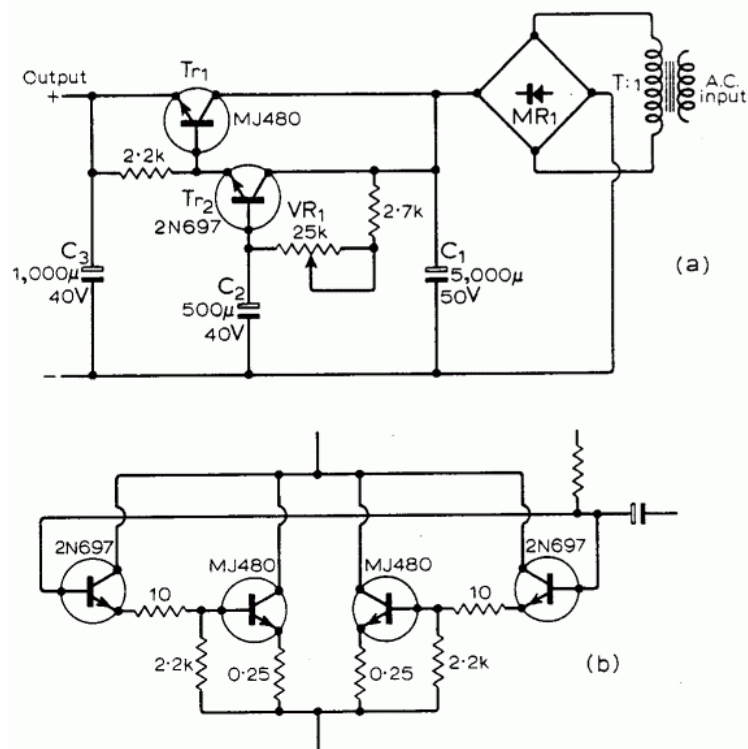


Рис. 9. (а) Блок питания и (б) параллельно включенные транзисторы для высоких токов.

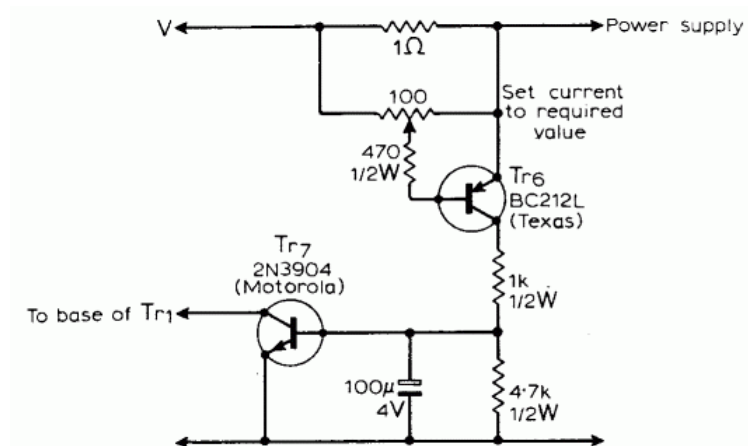


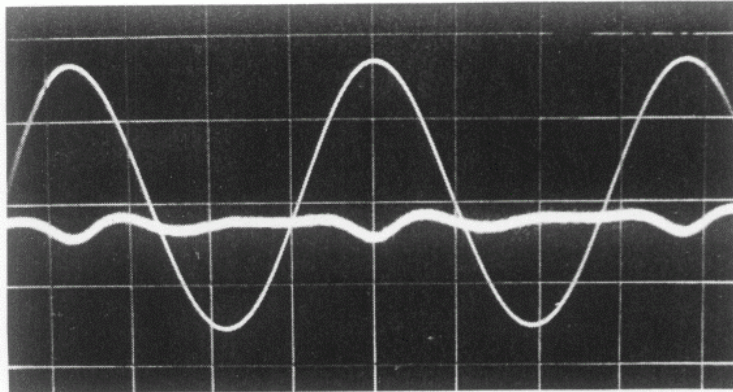
Рис. 10. Схема регулирования тока усилителя.

## Простой усилитель класса А

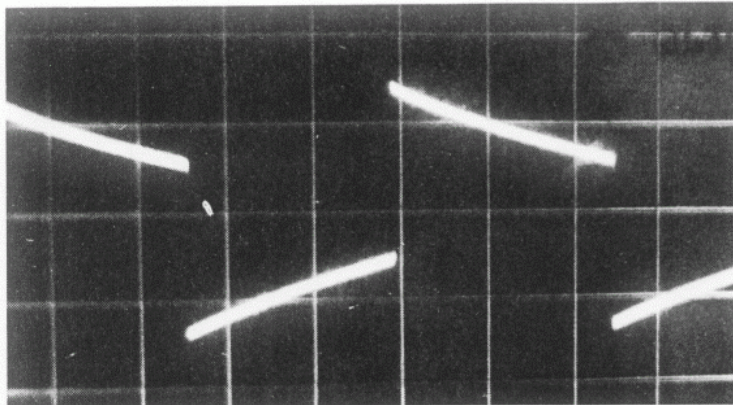
Конструкция мощностью 10 Вт дает субъективно лучшие результаты, чем транзисторные усилители класса В.

Дж. Л. Линсли Худ, MIEE

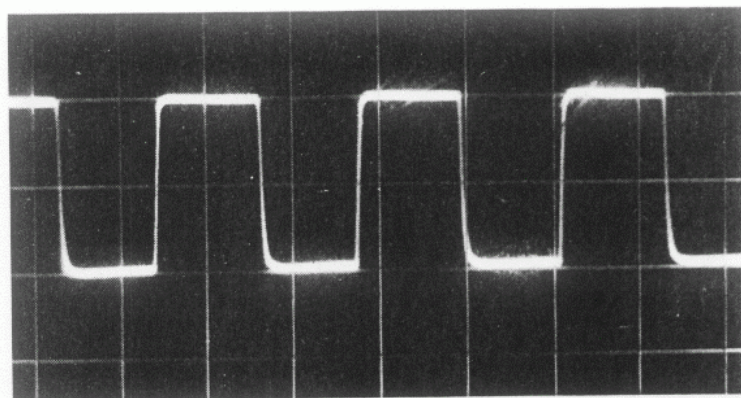
### Осциллограммы



*Sine wave performance at 1kHz. 9 watts; 15 ohm resistive load. Fundamental on scale of 10V/cm. Distortion components on scale of 50mV/cm with r.m.s. value of 0.05%.*

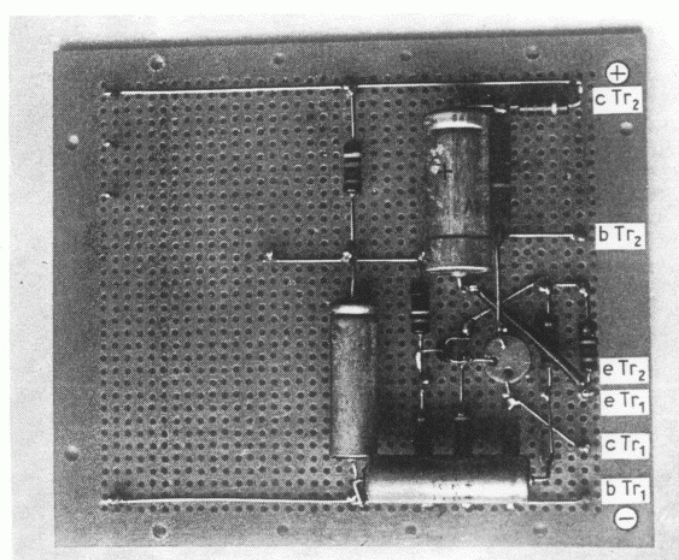


*Square wave response at 50Hz.*

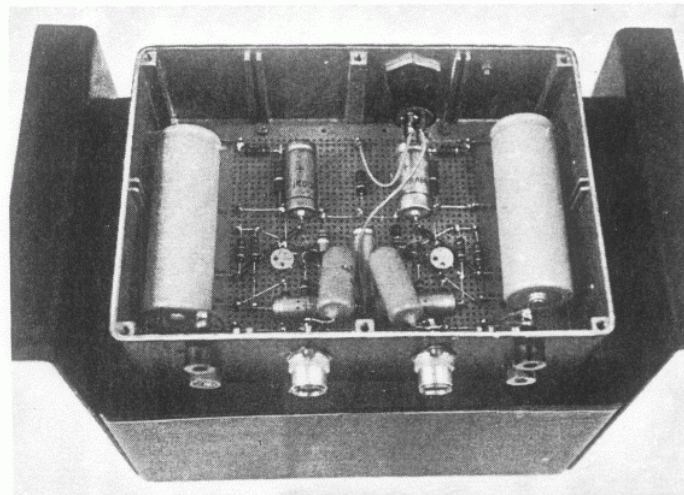


*Square wave response. Scale 10V/cm. Frequency 50kHz. 15 ohm resistive load.*

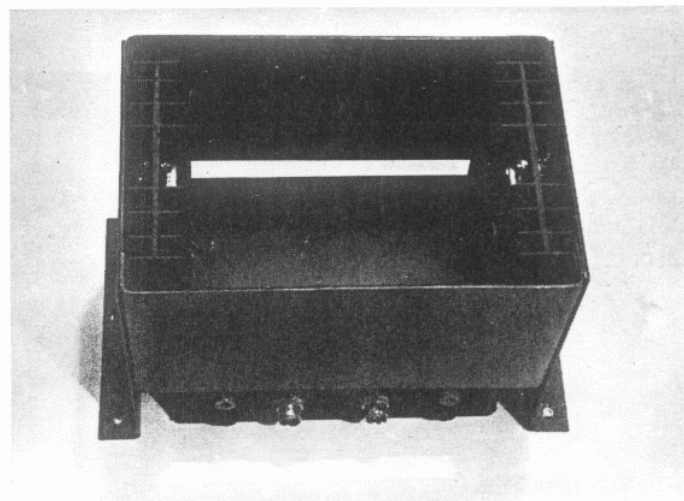
## Фотографии



*Layout of single channel of 10 + 10 watt amplifier on standard 4in  $\times$  4 $\frac{3}{4}$ in 'Lektrokit' s.r.b.p. pin board.*



*Underside of completed amplifier, with base cover removed, showing external box-form heat sink.*



*Looking down on the completed amplifier.*

## Письма в редакцию

### Усилитель Linsley Hood класса A

Недавние измерения этого усилителя показали, что ширина полосы усиления и мощности этой конструкции с использованием схемы компонентов, показанной на странице 152 вашего апрельского выпуска 1969 года, шире, чем указано на рис. 4 и 5 статьи. Кажущееся падение усиления за пределы примерно 100 кГц было, по сути, из-за недостатков в измерительном устройстве, и измерения, выполненные с помощью более совершенного оборудования, показывают, что точки -3 дБ для усиления напряжения выше 1,5 МГц, хотя выходная мощность падает за пределы 200 кГц.

Поскольку выход находится в фазе с входом, необходимо следить за тем, чтобы выходные провода и выходной конденсатор не находились близко ко входу. (2-дюймового расстояния будет достаточно для проводов нормальной длины.) Однако следует отметить еще один момент. Если емкостная нагрузка подключена короткими проводами между выходом и линией заземления рядом с входным соединением, потенциал, развивающийся вдоль линии заземления из-за ее индуктивности, может вызвать синфазный сигнал и, таким образом, вызвать нестабильность в МГц. область, край. Чтобы избежать этой возможности, рекомендуется, чтобы заземляющий вывод к клемме громкоговорителя был возвращен к линии заземления в той же точке, что и эмиттер Tr1. Включение малой дроссельной заслонки (25 витков 26-28 swg

На практике, с предлагаемыми компонентами и компоновкой, индуктивность обычного соединительного провода громкоговорителя от 12 до 18 дюймов (или более) предотвращает нестабильность при емкостных нагрузках, так что это должно представлять только академический интерес.

В качестве альтернативы можно уменьшить ВЧ-характеристику усилителя, чтобы обеспечить плавный спад на 6 дБ за пределами 50 кГц, что устраняет большую часть необходимости осторожности при компоновке компонентов без ущерба для гармонических искажений в слышимом диапазоне. , и без какого-либо слышимого изменения производительности - путем подключения конденсатора емкостью 1000 пФ между коллектором Tr3 и эмиттером Tr4; а

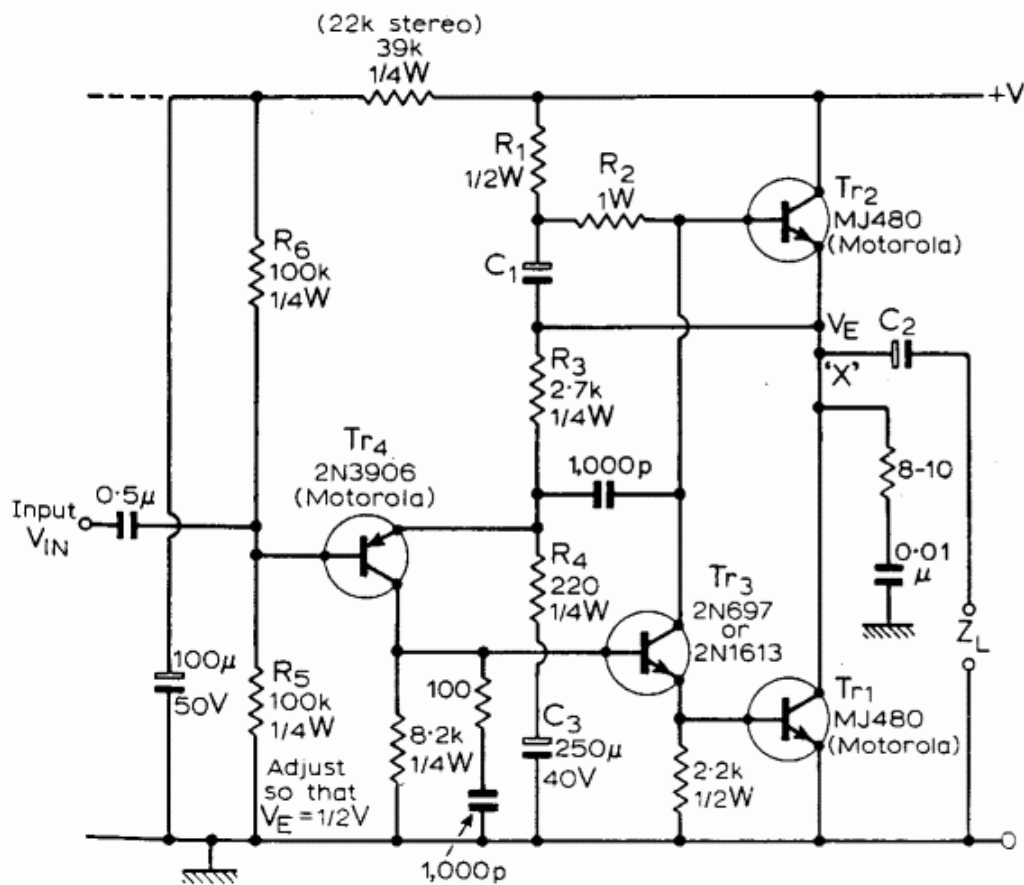
1000 пФ последовательно при 100 Ом между коллектором Tr4 и землей; и 0,01  $\mu$  F последовательно с 8-10 Ом между выходом ('X') и землей. (Следует отметить, что либо все эти компоненты должны быть добавлены, либо не должны быть добавлены вообще, они не являются альтернативой.) Если РЧ-характеристика снижается таким образом, использование последовательного РЧ-дросселя будет ненужным.

Также была проведена серия измерений с использованием конструкции усилителя, точно такой, как описано в статье (без ВЧ дросселей или других модификаций), для определения формы волны напряжения, создаваемого фактически через громкоговоритель, с прямоугольной формой волны на входе в усилитель. На практике было обнаружено, что при использовании нескольких различных систем громкоговорителей форма выходного сигнала практически идентична форме волны, полученной с эквивалентной резистивной нагрузкой, фотографии которой были воспроизведены в апрельском номере. Фактически, открытие того, что хорошая прямоугольная волна воспроизводится до предела 1 МГц используемого генератора, вызвало переоценку ВЧ-характеристики усилителя. Отсутствие каких-либо перерегулирований или значительного звона также является подтверждением стабильности усилителя в практических условиях.

Корреспондент сообщил, что эта конструкция была успешно повышена до 15 Вт при нагрузке 15 Ом, чтобы обеспечить прямую мощность, эквивалентную усилителю Williamson, с использованием выходных транзисторов 2N3055 с питанием 43 В (1,1 А на канал). , и радиаторы большего размера. Казалось бы, нет веской причины, по которой это нельзя было бы сделать с использованием MJ481.

JL LINSLEY HOOD





Исправленная схема г-на Линсли Гуда его усилителя класса А  
первоначально описан в апрельском номере 1969 года.

## Простой усилитель класса А

### Постскриптум к дизайну, опубликованный в прошлом году

автор: JL Linsley Hood

У автора была обширная и часто полезная переписка с читателями после публикации схемы. Внимание было обращено на некоторые неясности в исходной статье и на некоторые возможные улучшения в дизайне. Подробности приведены ниже.

#### Источник питания

Хотя большой интерес конструкторов вызвали хорошие технические (и слышимые) характеристики усилителя, очевидно, что главной особенностью в глазах многих пользователей была относительная простота схемы. В связи с этим, должно быть, было жаль, что блок питания был довольно сложным. Однако цель этой конструкции источника питания заключалась в том, чтобы избежать возможного ухудшения характеристик усилителя из-за высоких пульсаций. Напряжение пилообразной пульсации на накопительном конденсаторе в усилителе класса А, потребляющем около 2–3 А, будет во много раз больше, чем в системе класса В, особенно на важных для слышимости уровнях низкого сигнала.

Однако с момента публикации оригинальной статьи об усилителе этого типа, работающем от простого блока питания типа, показанного на рис. 1, был проведен ряд измерений. Существует небольшая разница в характеристиках выше 100 Гц и в целом. гармонических искажений или интермодуляционных искажений, хотя форма кривой выходной мощности / искажения в начале перегрузки изменяется, как и следовало ожидать, из-за пульсации на линии  $ht$ . Ниже 100 Гц кривая искажений поднимается круче примерно до 0,2% при 20 Гц.

В этом случае необходим термистор, чтобы замедлить нарастание высокого напряжения. Это нагревается при использовании.

Теперь выясняется, что сетевые трансформаторы, использованные при разработке прототипа этого усилителя, не были такими эффективными в отношении кажущегося сопротивления вторичной цепи или реактивного сопротивления вторичной утечки, как некоторые из трансформаторов, которые поставлялись для этой цели с момента публикации статьи. Напряжение в резервуаре, найденное с 15  $\Omega$  система может быть выше указанной автором. При включении это может вызвать переходную перегрузку транзисторов, указанных для схемы последовательного регулятора в исходной статье. В связи с этим предлагается использовать MJ481 или 2N3055 вместе с 2N1613 или, что еще лучше, 2N699. Эти поправки показаны на рис.2.

#### Регулировка выходного тока усилителя и потенциала средней линии

Автор предположил, несколько наивно, что большинство конструкторов схемы будет иметь где-нибудь в своих мастерских набор резисторов нечетного номинала, необходимых для подстройки параметров схемы, и в исходной статье упоминалось, что желаемые уровни покоя могут быть установлены с помощью регулировка R2 и R5 или R6. Подобные комментарии бесполезны, если кто-то пишет о комплекте запчастей. В связи с этим предлагается заменить R2 резистором, включенным последовательно с потенциометром, как показано на рисунке 1. Можно спрогнозировать необходимое значение резисторов R5 и R6, чтобы обеспечить полностью адекватную точность настройки среднего напряжения, и показаны предлагаемые измененные значения.

Некоторая неясность возникла, непреднамеренно, в исходной диаграмме относительно причины разных значений входного развязывающего резистора, указанных для моно и стерео использования. Это произошло потому, что предполагалось, что одна схема развязки должна обслуживать оба канала. При использовании несглаженного источника питания высокого напряжения рекомендуется увеличить значение разделительного конденсатора до 250  $\mu$  Ф.

### Стабильность настройки выходного тока

Некоторая критика была высказана из-за того, что в простейшей форме этой схемы нет специального контроля над значением выходного тока, кроме как из-за стабильности текущего усиления  $T_{r2}$ , производительность которого определяет этот параметр. Чтобы соответствовать этому пункту (в ожидании), в исходной статье была описана схема, которая позволяла точно контролировать рабочий ток «покоя» без ущерба для характеристик усилителя.

Однако измерения, выполненные на усилителе без этого дополнения, не показали значительного изменения рабочего тока за более чем два года использования, а также есть небольшая измеримая разница в токе от минуты или около того после включения до окончания шести-часовой период непрерывного использования. Поэтому на практике, по крайней мере, в умеренном климате, в этом отношении подходит простейшая форма схемы. Если какой-либо пользователь захочет поэкспериментировать с альтернативной и несколько более элегантной формой управления током покоя, на рис. 3 показана другая схема регулирования. Транзистор, используемый как  $T_{r5}$ , должен быть несколько более массивным, чем тот, который используется для  $T_{r3}$ , поскольку средний ток коллектора вдвое больше, чем у  $T_{r3}$ , и максимальное напряжение и ток возникают одновременно. 2N2905A вполне достаточно с хорошим радиатором,

### Альтернативные типы транзисторов

Усилитель был успешно построен с широким спектром транзисторов, в том числе полностью комплементарными версиями для работы от существующей отрицательной линии  $h_t$ , и в одном случае были изготовлены два идентичных усилителя для использования с парафазными входами, чтобы удвоить доступный размах выходного напряжения. Один из конструкторов действительно создал стереосистему мощностью 30 Вт, используя две такие пары усилителей плюс входной фазоразделитель, как показано на рисунке 4.

Однако рекомендуется одно изменение транзистора - использование 2N1711 в качестве  $T_{r3}$ . Он имеет высокое напряжение, равное 2N1613, и коэффициент усиления по току, который вдвое больше, чем у 2N1613 или 2N697. Использование 2N1711 вместо прежних типов, предложенных для  $T_{r3}$ , увеличивает коэффициент обратной связи и примерно вдвое снижает типичный коэффициент искажения системы (0,025% при 9 Вт или 0,05% на полной мощности) без ущерба для других параметров.

Кроме того, 2N1711 в качестве  $T_{r3}$  позволяет использовать устройства 2N3055 в качестве  $T_{r1}$  и  $T_{r2}$  с конечной производительностью, равной исходной спецификации ниже 100 кГц. (Типичное усиление по току 2N3055 составляет лишь половину от того, что обычно наблюдается с выходными транзисторами MJ480 / 1, и их использование изначально не рекомендовалось по этой причине.)

### Характеристики усиления / частоты и мощности / частоты

Фактически, это лучше, чем кривые, опубликованные в апреле 1969 года. Как упоминалось в письме редактору, опубликованном в октябре 1969 года, показанный спад на высоких частотах был вызван, главным образом, ошибкой измерительного прибора. Хотя характеристики на ВЧ в некоторой степени зависят от используемой схемы, усиление напряжения малого сигнала при показанной компоновке компонентов является равномерным (в пределах 1 дБ) и выше 2 МГц. В некоторых случаях это может быть загвоздкой, потому что даже небольшая емкость обратной связи между выходом и входом (как это может случиться, например, если выходные радиаторы не заземлены) может вызвать колебания усилителя. Подходящее изменение схемы для уменьшения ВЧ-характеристики усилителя до более нормального уровня было описано в письме выше. Это несущественная модификация - собственные агрегаты автора остались в точности такими, как описано в апреле 1969 года.

Отклик выходной мощности немодифицированного усилителя плоский в пределах от 1 дБ до 200 кГц.

НЧ-характеристика, показанная на исходных графиках «усиление / частота» и «мощность / частота», была определена для более раннего прототипа усилителя. Во время разработки схемы номиналы некоторых конденсаторов были увеличены для улучшения низкочастотных характеристик, и по недосмотру графики, сопровождающие статью, не были изменены. Фактически, графики усиления и мощности могут отображаться как «плоские» в диапазоне от 10 Гц до 200 кГц. В этом отношении, а также в отношении переходных характеристик, конструкция класса А, вероятно, лучше любой схемы, опубликованной до сих пор. Искажение  $im$  при выходной мощности 10 Вт (70 Гц и 7 кГц, 4: 1) меньше

0,1%.

## Разное

Удивление - и даже тревогу - вызвало у некоторых конструкторов то обстоятельство, что выходные транзисторы сильно нагреваются. Однако с соответствующими радиаторами, которые должны быть окрашены в черный цвет, рассеивание в транзисторах составляет лишь небольшую часть разрешенного производителем уровня, и при условии, что при компоновке уделено особое внимание, чтобы убедиться, что чувствительные компоненты, такие как электролитические конденсаторы, оставаться холодным, не следует ожидать сокращения срока службы такой системы по сравнению, например, с эквивалентным блоком класса В.

Некоторые строители, по-видимому, столкнулись с некоторой трудностью, поскольку система регулирования источника питания не работает, когда источник питания работает без нагрузки. Если для стендовых испытаний подключена эквивалентная резистивная фиктивная нагрузка, все должно быть в порядке.

Наконец, разумно подключить небольшой резистор около 2 кОм.  $\Omega$  через клеммы громкоговорителя, чтобы выходной конденсатор заряжался даже при отключенном громкоговорителе. Зарядка конденсатора из-за случайного короткого замыкания может вызвать повреждение. Это добавление показано на рис. 1. Работа усилителя на выходе с замкнутым контуром не вызывает никаких повреждений.

## Цифры

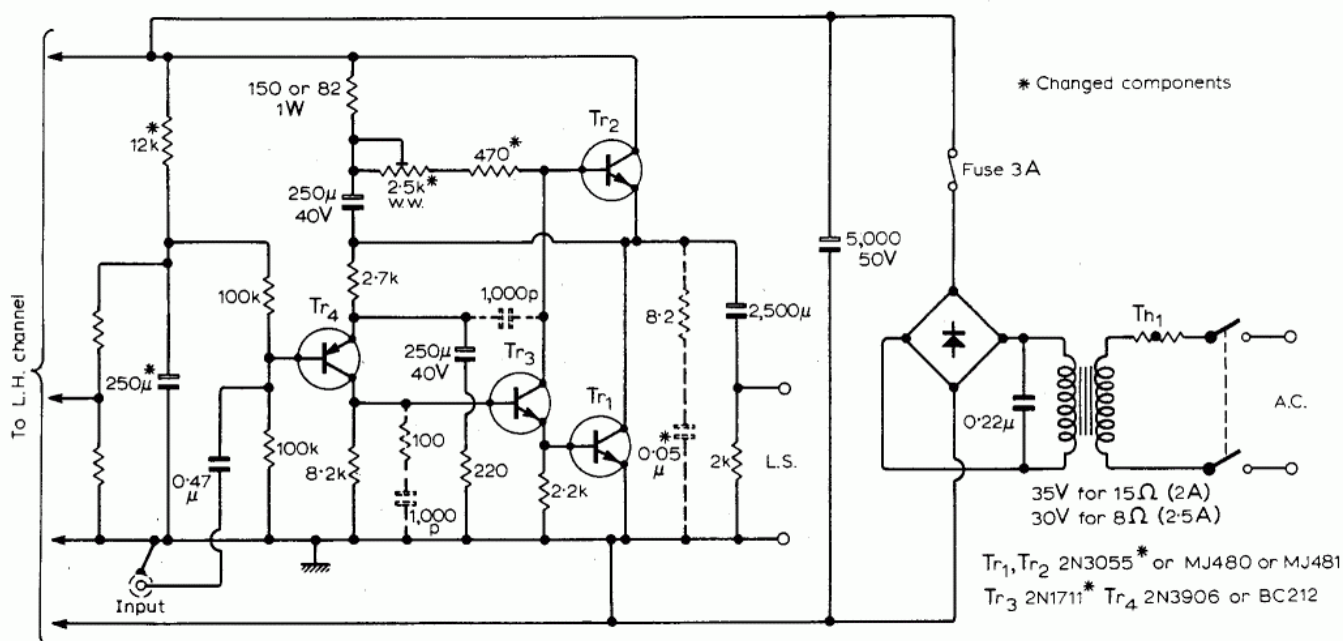


Рис. 1. Предлагаемая измененная схема для 8 или 15 использования с использованием упрощенного источника питания. Пунктирные компоненты уменьшают высокочастотную характеристику и должны использоваться с емкостными нагрузками.

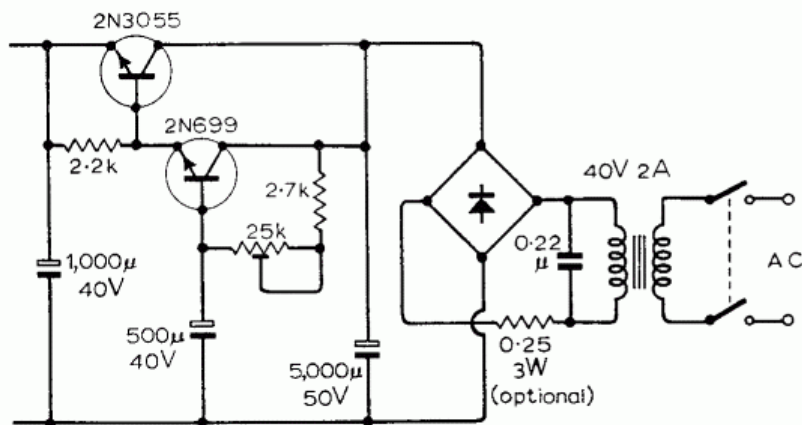




Рис. 2. Измененная схема питания 15 систем.

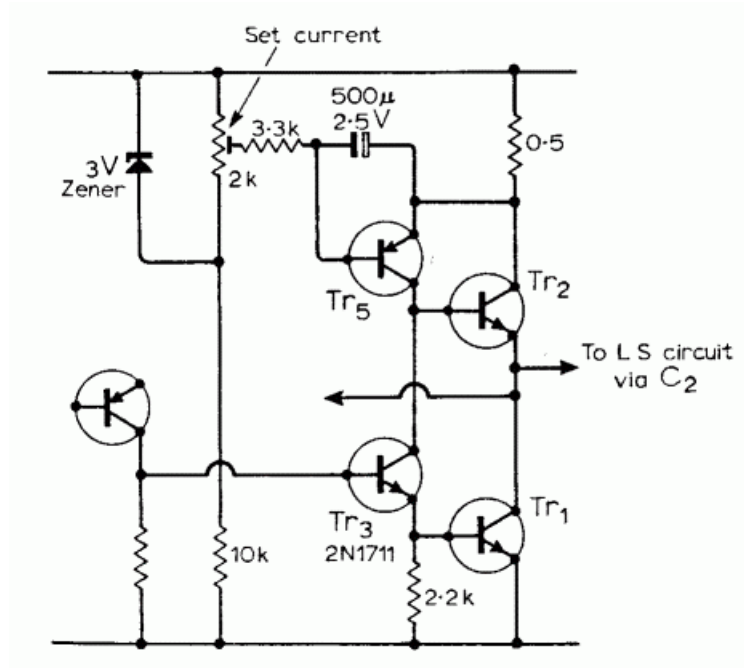


Рис. 3. Альтернативный метод управления током покоя. R1, R2 и C1 в оригинале были удалены. Tr5 - это 2N4919 на радиаторе или альтернативный тип.

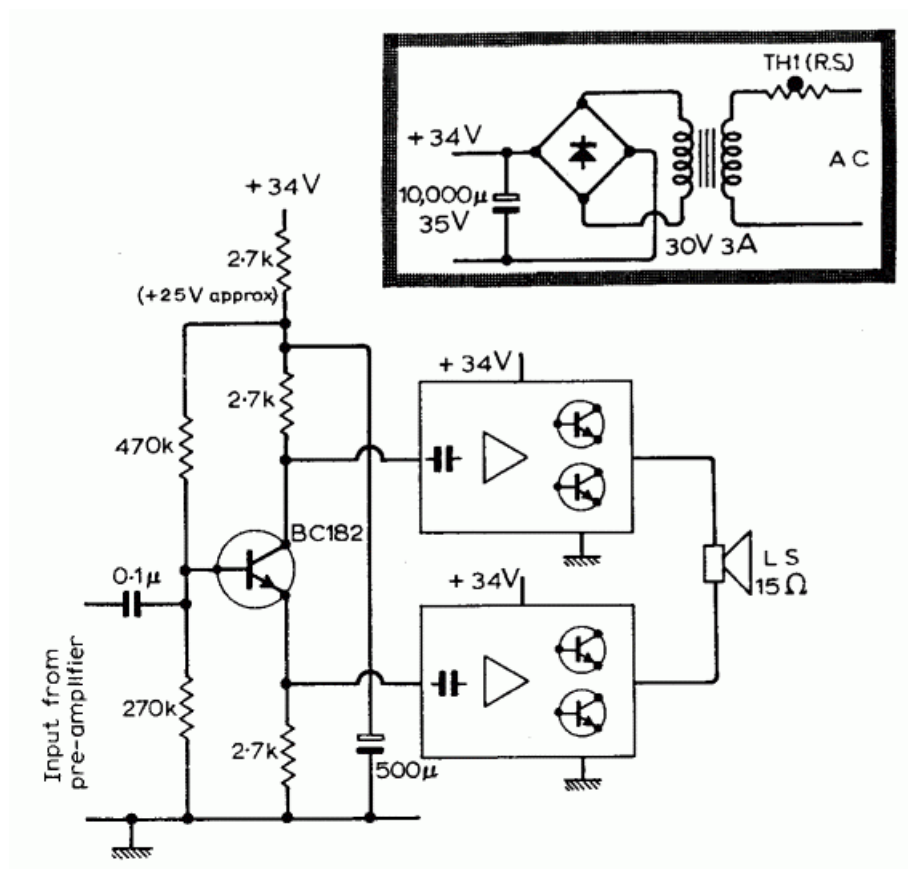


Рис. 4. Схема для системы 30Вт класса А. Два идентичных усилителя класса А, каждый из которых рассчитан на передачу 15 Вт на 8 (34 В при 1,5 А), управляются фазоделителем. Выходные конденсаторы были удаленный.

## Мощность класса А

**Спустя два с половиной десятилетия усилитель мощности класса А Джона Л. Инсли-Гуда по-прежнему считается одним из лучших. Здесь Джон объясняет, как обновить дизайн, добавив такие усовершенствования, как вывод постоянного тока.**

Текущие дебаты среди наиболее реакционных приверженцев Hi-Fi об относительных достоинствах аудиоусилителей с термоэмиссионным клапаном вызывают интерес, хотя бы потому, что, в некотором смысле, это то, «где я пришел». Я объясню.

Я очень давно интересовался воспроизведением музыки, в основном с граммофонных пластинок. Свой первый двухклапанный усилитель звука с батарейным питанием я сделал двенадцатилетним школьником, незадолго до начала войны 1939-1945 годов.

Это уступило место - в интересах экономии - ряду усилителей с питанием от сети, которые обычно объединялись с радиоприемником. Электричество от сети было бесплатным, по крайней мере для меня, тогда как высоковольтные батареи приходилось покупать на мои карманные деньги.

Моя ранняя работа завершилась в 1951 году сборкой роскошного комплекта для высоко оцененного высококачественного усилителя Williamson 15 Вт. Хотя к тому времени у меня была моя первая надлежащая работа - в лабораториях электроники исследовательского центра Селлафилд в Камберленде - и денег было немного больше, я все равно не смог бы построить эту конкретную, довольно дорогую версию оборудования. Если бы я не услышал через лабораторную виноградную лозу, что один из химиков-исследователей купил себе набор Вильямсона, но, получив посылку, ему не хватило смелости собрать его содержимое. Ходили слухи, что он был открыт для предложений, и я был счастлив, когда он принял мое.

Это был превосходный усилитель, который, по моему мнению, в большей или меньшей степени лучше, чем любой из своих предшественников моей собственной разработки или, действительно, любой другой ламповый усилитель, принадлежащий моим друзьям, с которыми я работал. Имел возможность сравнить это. Это доставляло мне огромное удовольствие до начала 1968 года, когда я заменил его твердотельным эквивалентом.

То, чем я его заменил, и обстоятельства этой замены были описаны в статье в Wireless World в апреле 1969 года, озаглавленной «Простой усилитель класса А». Это было очень давно. В свете текущих дебатов кажется возможным, что как мои испытания прослушивания в то время, так и обновленная версия моего оригинального дизайна класса А могут быть вам интересны. Под обновлением я подразумеваю использование более современных компонентов и повышение выходной мощности.

### Вилли Амсон Ампли-Файер

В межвоенные годы, с улучшением качества звука как граммофонных пластинок, так и радиопередач, значительное внимание уделялось повышению качества аудиоусилителей с питанием от сети переменного тока. Был предложен ряд интересных дизайнов. В основном они основывались на использовании двухтактных схем выходных каскадов. По сравнению с прямыми несимметричными цепями, двухтактные каскады будут давать большую выходную мощность при заданном уровне искажений.

В то время были аудиофилы, осуждавшие использование двухтактных схем выходного каскада. Они утверждали, что наилучшее качество звука можно получить только при использовании гораздо менее эффективных несимметричных устройств.

то есть те, в которых выходной клапан имел простой резистор, дроссель или нагрузку выходного трансформатора. Интересно, что это иск, который был рассмотрен и отклонен Уильямсоном в то время, но недавно был возрожден.

### Использование отрицательной обратной связи

Почти для всех ламповых усилителей мощности звука требуется выходной трансформатор для согласования относительно высокого выходного сопротивления выходного каскада клапана с нагрузкой с низким сопротивлением, создаваемой громкоговорителем.

В общем, трансформатор - самая сложная и дорогая часть системы для проектирования и изготовления. Это связано со следующими противоречивыми требованиями:

- Для низкого реактивного сопротивления рассеяния - сочетания индуктивности рассеяния и межобмоточной емкости - от первичной до вторичной обмоток, чтобы избежать потери или ухудшения высокочастотных компонентов сигнала.
- Для низкого уровня индуктивности рассеяния от одной половины первичной обмотки к другой, чтобы уменьшить неоднородности из-за двухтактного режима и возникающие в результате гармонические искажения нечетного порядка.
- Для высокой первичной индуктивности, чтобы обеспечить хороший низкочастотный отклик.
- Для низкого сопротивления обмотки, чтобы избежать потерь мощности.
- Для хорошего качества пластин сердечника, чтобы гарантировать низкий уровень искажений сердечника из-за магнитного гистерезиса и подобных эффектов.

Собственное искажение сигнала каскада лампового усилителя может составлять от 0,5 до 10%, в зависимости от его схемы и рабочих характеристик. Некоторое время считалось, что такие внутренние искажения можно значительно уменьшить, применяя локальную отрицательную обратную связь. Были предложены различные конструкции усилителей с локальной отрицательной обратной связью. Однако при этом выходной трансформатор - пусть даже хорошо сделанный - остается основным источником нелинейностей передачи и частотной характеристики.

В этот момент DTN Williamson, который в то время работал инженером-разработчиком в секции клапанов в исследовательских лабораториях GEC, описал конструкцию высококачественного аудиоусилителя с использованием недавно разработанного GEC выходного клапана «без изгиба тетрода», а именно: KT66. В этой конструкции один общий контур отрицательной обратной связи охватывал как весь усилитель, так и выходной трансформатор громкоговорителя.

За исключением выходных клапанов, которые были подключены к триодам KT66, в конструкции Уильямсона использовались исключительно триодные усилители, поскольку они имели более низкий коэффициент собственных искажений. Он также использовал обширную локальную отрицательную обратную связь, обеспечиваемую не обходными резисторами катодного смещения. Это имело дополнительное преимущество, заключающееся в устранении электролитических байпасных конденсаторов - философия, которая соответствует большей части современного мышления.

Уильямсон также использовал неполярный, а не электролитический резервуар высокого напряжения и сглаживающие конденсаторы в интересах более согласованного поведения на переменном токе. Электролитические конденсаторы тогда были намного хуже.

Если общая отрицательная обратная связь должна была применяться, не вызывая нестабильности высоких или низких частот, требовалось тщательное проектирование - как в каскадах усилителя, так и в выходном трансформаторе. Эти проблемы сорвали предыдущие попытки сделать это, но Уильямсон продемонстрировал, что это можно сделать.

Характеристики, которые дает его конструкция, если его подробные спецификации были выполнены в точности, были превосходными. Критерии производительности лучше 0,1% thd, при выходной мощности 15 Вт, от 20 Гц до 20 кГц и полосе усиления от 10 Гц до 100 кГц +/- 1 дБ, по крайней мере, столь же хороши, как те, которые предлагаются многими из лучших современных коммерческих проектов.

В серии статей, написанных Уильямсоном в Wireless World за период 1947-1949 годов, описывался усилитель мощности и его вспомогательные устройства. Эта серия оказала огромное влияние на мышление звукового дизайнера, и если я могу процитировать тогдашнего редактора WW, в его предисловии к перепечатке всех этих статей.

«Представленный в 1947 году как просто одна из серии конструкций усилителей, Williamson в течение нескольких лет широко использовался в качестве стандарта дизайна и производительности везде, где обсуждаются усилители и воспроизведение звука. Его описания опубликованы во всех основных странах мира, поэтому есть разумные основания предполагать, что его широкая репутация основана исключительно на его качествах».

В общем, за Уильямсоном было непросто следовать.

## Альтернативное оборудование

Мир не стоял на месте с 1951 года. Мое оборудование оставалось монофоническим, в то время как остальной мир звука переходил на стерео.

Меня больше интересовала музыка, а не схемы, поэтому я подумал, что было бы разумно спросить свои уши, что они думают об альтернативах, прежде чем я начну заменять свое оборудование.

С этой целью я построил или позаимствовал шесть хорошо продуманных звуковых усилителей, свой собственный Williamson, Quad 2, два разных, но недавно опубликованных транзисторных усилителя класса АВ, коммерческий твердотельный блок 30 Вт и простой блок класса А мой собственный дизайн.

Я включил дизайн класса А из любопытства. Если бы он оказался хорошим, его было бы дешево и легко построить. Не ожидалось, что он будет предлагать какие-либо особые качества в исполнении.

В этом случае, как я сообщал в то время (WW, апрель 1969, стр.152), шесть усилителей довольно четко разделились на две отдельные тональные группы. Три транзисторных усилителя класса АВ образуют одну группу, а два ламповых усилителя и простой усилитель класса А - другую.

Честно говоря, различия между ними были не очень большими, но они были слышны. Как только их замечали, они становились более заметными при длительном прослушивании. Конечно для меня - и я проводил эти тесты для себя - в этих сравнительных испытаниях двумя лучшими были Williamson и класс А. Они были практически неотличимы. Из этих двух Williamson был гораздо более массивным и дорогостоящим в постройке.

Единственный оставшийся вопрос: если я заменю 15-ваттный Williamson на 10-ваттный класс-А, будет ли выходная мощность адекватной? Подключение осциллографа к клеммам громкоговорителей показало, что мне редко требовалось больше 2–3 Вт от усилителя мощности - даже в шумных условиях.

Я полагаю, что окончательным доказательством моего удовлетворения транзисторным усилителем класса А было то, что год или около того я отдал свой старый Williamson другу.

## Клапаны против транзисторов

Не все соображения, касающиеся вентилях по сравнению с транзисторами, относятся исключительно к производительности. Следует иметь в виду, что продукты, основанные на устаревших технологиях, будут непропорционально дорогими, труднодоступными и, возможно, более низкого качества.

Клапаны также могут различаться по рабочим характеристикам от образца к образцу, особенно если два клапана одного типа получены из разных источников. Характеристики, которые могут варьироваться, включают взаимную проводимость, усиление, смещение рабочей сети, полное сопротивление анодного тока и даже полезное анодное напряжение.

Для сравнения, рабочие характеристики, скажем, ряда выходных транзисторов с эпитаксиальной базой 2N3055 практически идентичны, независимо от того, произведены они на Филиппинах или в Тулузе.

Опять же, все клапаны приходят в негодность при использовании, демонстрируя постепенную потерю катодной эмиссии в течение типичного срока службы 3000 часов. Если клапан постоянно перебрасывается, нагрев анода может привести к выделению газа из металла. Это ухудшает вакуум, необходимый для правильной работы, и сокращает срок службы клапана.

Еще одно соображение заключается в том, что клапаны являются устройствами высокого напряжения, которые могут быть опасными. А необходимость в высоких рабочих напряжениях может привести к более быстрому выходу из строя других компонентов в цепи, особенно конденсаторов.

## Дизайн класса А

Моя первоначальная конструкция показана на рис. 1. Это все еще действующая конструкция, за исключением того, что выходные транзисторы MJ480 / 481 теперь устарели. Однако их можно заменить на более надежные 2N3055. В этом случае следует выбирать вариант этого устройства на эпитаксиальной основе, а не на домашнемаксимальном, поскольку  $f_t$  выходных транзисторов должно быть 4 МГц или выше.

Как я уже сказал, в то время дизайн давал несколько меньшие искажения, если бы  $h_{FE}$  Tr1 больше, чем Tr2. Это заставило выходную схему действовать как усилитель с активной нагрузкой коллектора, а не как выходной эмиттерный повторитель с активной эмиттерной нагрузкой.

Простая модификация, которая использует этот эффект, - это использование транзистора Дарлингтона, такого как MJ3001 для Tr1. На частоте 1 кГц это снижает уровень искажений чуть ниже начала отсечения с примерно 0,1% до примерно 0,01%. Как и прежде, остаточные искажения - это почти исключительно вторая гармоника. Кроме того, как и прежде, он исчезает в общем шумовом фоне измерительной системы при уменьшении выходной мощности.

Хотя такая замена транзистора кажется хорошей вещью, это не была модификация, эффект которой я смог проверить при прослушивании на тестах Williamson. В результате, ради исторической достоверности, я все же рекомендовал бы использовать 3055 с эпитаксиальной базой в качестве Tr1 и Tr2.

Я проверил все другие предложенные мной изменения, за исключением увеличения мощности.

### Повышение производительности

Что касается оригинальной конструкции мощностью 10 Вт, как было опубликовано, я считаю, что следующие улучшения будут полезны:

- Обеспечение более элегантных средств управления рабочим током выходного транзистора путем включения переменного резистора в базу Tr2.
- Установите схему так, чтобы она работала между симметричными линиями электропитания, позволяя напрямую подключать усилитель к громкоговорителю.
- Увеличьте выходную мощность с 10 до 15 Вт на канал.
- Доработать сглаженный, но не регулируемый блок питания.

В моем постскрипуме к этой конструкции, который WW опубликовал в декабре 1970 года, я предложил как альтернативные типы транзисторов, так и улучшенный метод регулировки и управления током выходного транзистора, рис.2.

Хотя теоретически такая компоновка должна обеспечивать превосходные характеристики, когда я сменил свой прототип усилителя на эту компоновку, я обнаружил небольшие изменения в измеренных значениях thd и не смог услышать никакой разницы в качестве звука.

Хотя прямое подключение усилителя к громкоговорителю не окажет большого влияния на thd, это все же полезно, поскольку устраняет выходной конденсатор связи. Наиболее очевидный способ сделать это - изменить расположение входных данных вокруг Tr4 так, чтобы оно стало входной половиной «длиннохвостой» пары.

Я не хочу этого делать, потому что это изменит общие характеристики усиления / фазы усилителя. Это также потребует дополнительных схем высокочастотной стабилизации со всеми возникающими проблемами, связанными с переходной интермодуляцией или ограничением скорости нарастания.

К счастью, необходимость в устранении смещения постоянного тока на выходе может быть достигнута без изменения хороших запасов по фазе конструкции, просто путем подачи соответствующего количества тока в базовую цепь Tr4.

### Выходная мощность и рассеиваемая мощность

По сути, все, что требуется для увеличения выходной мощности усилителя, - это увеличивать напряжения на шине и постоянный ток через выходные устройства. Ограничения состоят в том, что потребляемая мощность не должна выходить за пределы возможностей сетевого трансформатора и выпрямителя. Кроме того, радиаторы должны рассеивать дополнительное тепло, а выходные транзисторы должны иметь соответствующие характеристики.

Для выхода 15 Вт (синусоидальный) на выход 8  $\Omega$  нагрузка, 11В rms требуется напряжение привода. Это, в свою очередь, означает 31V пп напряжение, развиваемое на нагрузке, и выходной ток в нагрузке 2А п. Поскольку схема представляет собой несимметричную конфигурацию, в которой ток коллектора не будет увеличиваться по запросу, это означает, что для этого рабочий ток выходного транзистора должен быть не менее 2 А.

В показанной схеме с использованием улучшенной схемы управления током - которая гораздо менее эффективна, чем нагрузка с защитным ремнем для Tr3, которую я первоначально предложил, - необходимое напряжение на шине составляет +/- 22 В.

Это приведет к рассеиванию на каждом выходном транзисторе 44 Вт. Пруденс предполагает, что радиатор с рейтингом не более 0,6 ° C / W, следует использовать для каждой выходной пары.

Большинство 2N3055 имеют Vce 60 В, максимальный ток коллектора 15 А и максимальное рассеивание на подходящем радиаторе 115 Вт. Однако RCA 3055 и дополнительный MJ2955 рассчитаны на 150 Вт.

Условия работы выходных транзисторов полностью находятся в пределах безопасной рабочей зоны устройства, поэтому никаких специальных схем защиты от перегрузки не требуется. Даже в этом случае включение предохранителя на 3 А в выходную линию громкоговорителя было бы разумным.

### Отмена смещения постоянного тока

На рисунке 3 показана полная схема для одного канала аудиоусилителя класса А мощностью 15 Вт. Я вставил микросхему трехконтактного стабилизатора на 15 В в положительную шину, чтобы предотвратить попадание нежелательного сигнала или шума на эмиттер Tr4.

Смещение постоянного тока легко установить в пределах +/- 50 мВ. Смещение не сильно меняется со временем, хотя это предполагает, что Tr5 не позволяет слишком сильно нагреться. Это связано с тем, что потенциал база-эмиттер этого транзистора управляет рабочим током, который, в свою очередь, влияет на смещение выходного постоянного тока.

### Ширина полосы слабого сигнала

В исходной схеме полоса пропускания слабого сигнала составляла 10 Гц – 250 кГц, +/- 3 дБ, что было излишне широким. Из-за этого я добавил входную высокочастотную сеть спада R3 / C2 во входную цепь, чтобы ограничить отклик верхнего уровня примерно 50 кГц. Это предполагает импеданс источника входного сигнала 10 кОм.  $\Omega$  или менее.

В нынешнем виде точка низких частот –3 дБ составляет около 7 Гц. При необходимости его можно уменьшить еще больше, увеличив C1 - скажем, до 1.  $\mu$  Ф.

### Подача мощности

Как было показано в приписке 1970 г., этим усилителем можно управлять от простой схемы выпрямитель / накопительный конденсатор. Рис. 4 представляет собой пример. Единственным недостатком является небольшой фоновый шум 100 Гц, вероятно, с амплитудой около 3 мВ. Тем не менее, я считаю, что если вы ищете лучшее, лучше использовать надлежащий регулируемый источник питания, рис.5.

Схема, показанная для транзисторов усилителя тока Tr1 / Tr2, предложена National Semiconductor. Он использует внутреннюю схему ограничения тока устройств 7815/7915 для ограничения тока короткого замыкания этих микросхем до 1,2 А. При выборе правильного соотношения R5: R7 и R8: R10 ток короткого замыкания, потребляемый от Tr1 и Tr2, также будет ограничен.

Для удовлетворительного питания постоянного тока без пульсаций +/- 22 В напряжение под нагрузкой, подаваемое на цепь регулятора, должно составлять +/- 27 В.

## Спектакль

Я предпочитаю измерения, сделанные с помощью соответствующих инструментов, а не суждения, основанные на тестах на слух.

Измеренное искажение составляет менее 0,1% в начале отсечения. Он уходит в уровень фоновых шумов измерительной системы по мере уменьшения уровня выходной мощности.

На мой взгляд, тот факт, что искажение, создаваемое этой схемой, представляет собой почти чистую вторую гармонику, более убедительно для ее характеристик, чем любое «золотое ухо» суждение о тональной чистоте.

Если вы затем добавите наблюдение, что схема остается стабильной при прямоугольном импульсе при типичных реактивных нагрузках, я не удивлюсь, что ее производительность была способна сравняться с Williamson в тестах прослушивания. На прямоугольной волне не наблюдается значительного перерегулирования, и стабильность достигается без необходимости использования внутренних устройств высокочастотной компенсации.

Итак, в качестве заключительной мысли, если кто-то из вас хочет узнать, как звучит высококачественный ламповый усилитель, такой как Williamson, вы можете узнать об этом за десятую часть стоимости его создания, создав эту конструкцию класса А. Он имеет дополнительное преимущество, заключающееся в том, что он включает в себя легкодоступные и современные компоненты.

## Цифры

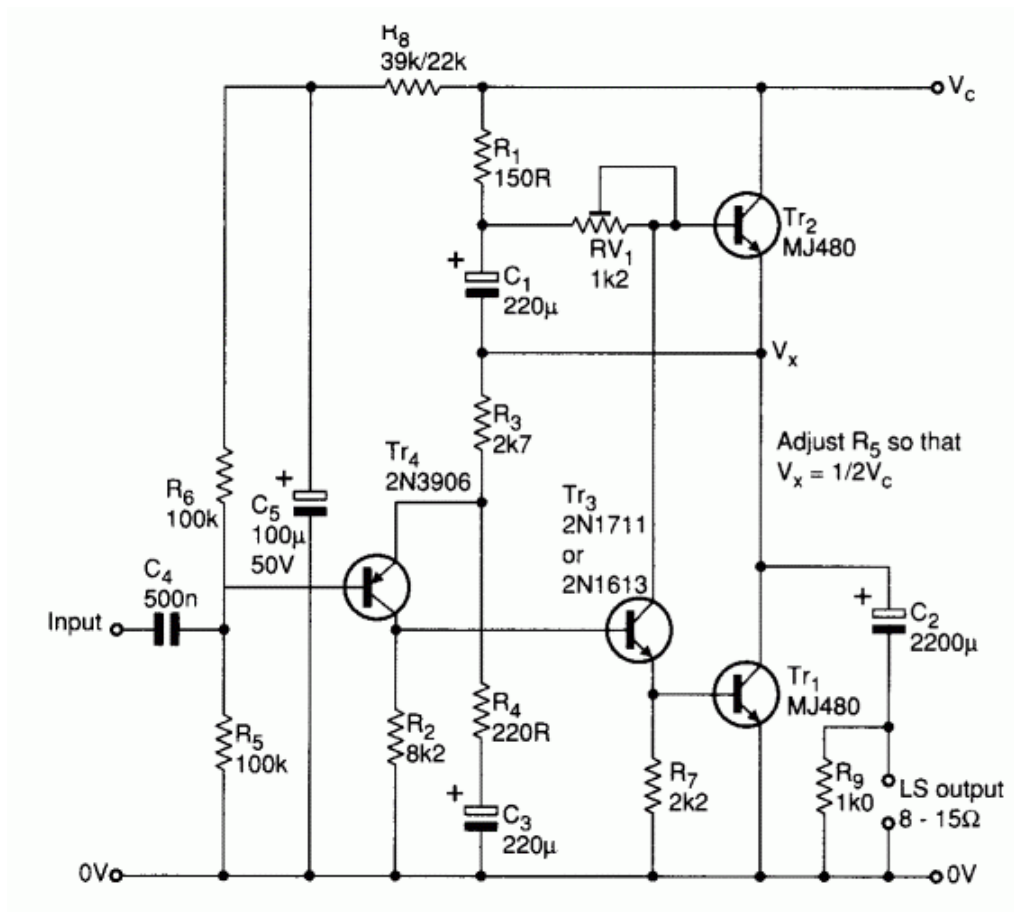


Рис. 1. Оригинальная конструкция мощностью 10 Вт, класс А все еще действует, но силовые устройства сейчас устарели.

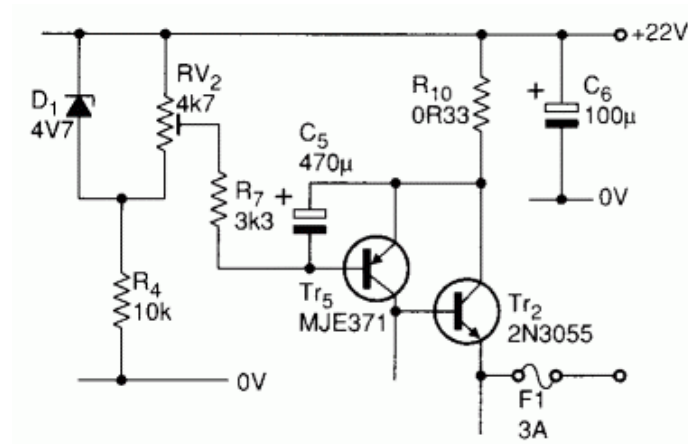


Рис. 2. Усовершенствованный метод регулировки тока покоя, предложен в качестве приписки к оригинальному дизайну.

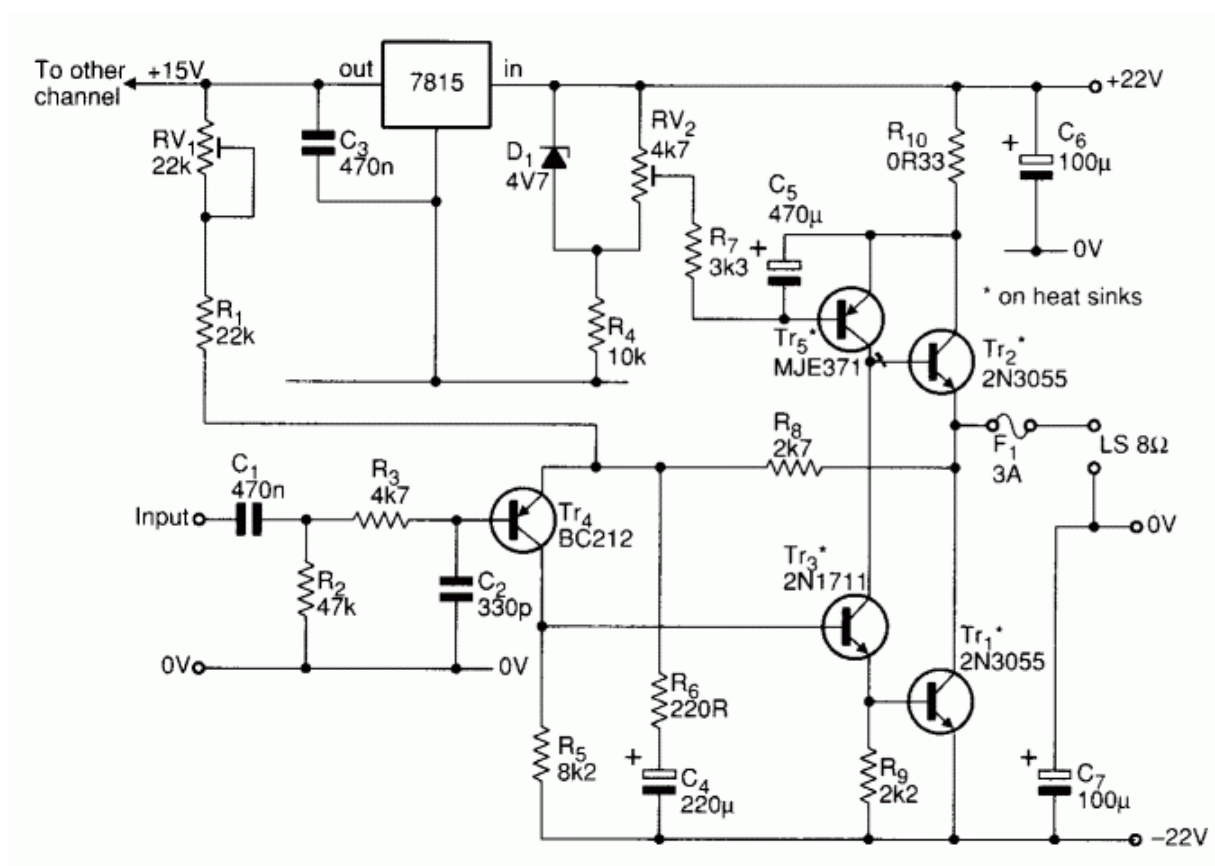


Рис. 3. Один канал усовершенствованной конструкции мощностью 15 Вт Класс-А, включающий - среди ст. прочее - прямая перестановка громкоговорителей.

Примечание: на этой диаграмме есть ошибка. Отрицательный конец C4 должен быть подключен к точке 0 В (земля), а не к шине питания -22 В, как показано. Несоблюдение этого правила приведет к чрезмерному гудению из-за пульсаций шины питания, вводимых в цепь отрицательной обратной связи (эмиттер Tr4).



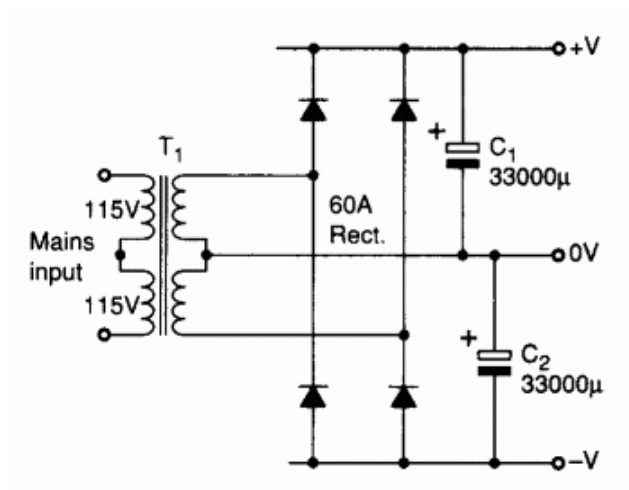


Рис. 4. Простая, но адекватная двухрельсовая поставка с использованием одного моста.

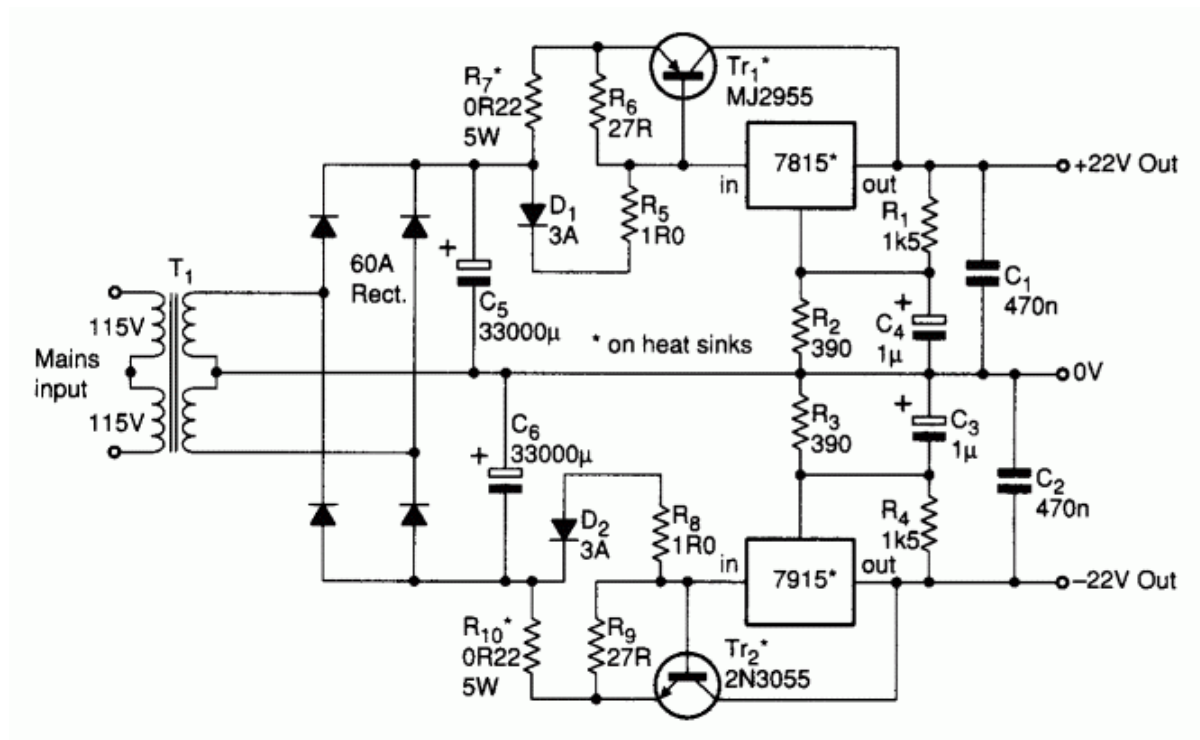


Рис. 5. Регулируемый источник питания для усилителя класса А использует бустеры вокруг трехполюсника. регуляторы. В них используется функция ограничения тока регулятора.

**Извлечь из:**

## **JLN - жизнь в электронике**

..... Однако это были ранние дни, и я был вполне доволен своим моно-сетапом Williamson - загвоздка заключалась в «моно» бите.

### **Травма поворотного стола**

Когда мой старый друг, плотник Seascale, делал шкафы для наших двух радиогранных, он оснастил каждый проигрыватель пластинок Десса и датчик XMS с сапфировым наконечником. Это казалось неплохим выбором в 1952 году, до появления стереофонических пластинок, даже несмотря на то, что вес пружинного уравновешенного пэда составлял 40 г или около того.

К сожалению, система Десса не могла воспроизводить «стерео» диск, не подпрыгивая во время громких битов.

Замена поворотного стола и звукоизлучателя не представляла бы особых трудностей, хотя любая новая система, вероятно, не подошла бы так плотно, как первоначальная установка столярных изделий.

Настоящая проблема заключалась в том, что делать с единственным усилителем мощности Williamson. Помимо стоимости и сложности покупки и установки другого Williamson с отдельным источником питания 450 В, в шкафу просто не было места для его размещения.

Итак, мои мысли обратились к созданию двух эквивалентных транзисторных усилителей мощности. Это решение, безусловно, сэкономило бы место, но оно должно было звучать так же хорошо.

Я отнесся к этому требованию, как к типичной промышленной системе управления. Акцент будет сделан на простоте - на предпосылке, что «то, что вы не вложите, не пойдет не так». Я спроектировал и собрал экспериментальную схему четырехтранзисторного усилителя мощности, показанную на рис.8.

### **Почему везде был прп?**

В то время, 1965 год, кремниевые рпр-транзисторы были не очень хороши, поэтому в конструкции использовались только силовые устройства прп. Противоположное было в случае с германиевыми устройствами, где именно прп-устройства были относительно низкими по производительности.

Эта конструкция работает в классе А, что устраняет любые проблемы, которые могли возникнуть с настройками уровня смещения выходного сигнала класса АВ.

При тестировании с линией питания 35 В этот усилитель работал очень хорошо. Он имел выходную мощность чуть более 10 Вт, коэффициент нелинейных искажений лучше 0,1% и полосу пропускания от 10 Гц до 100 кГц, +/- 0,5 дБ. Это было очень обнадеживающе, особенно когда я сравнил его качество звука с Williamson и пришел к выводу, что оно не хуже.

Увидев эти результаты, я построил нарядную стереоверсию в качестве рождественского подарка себе в 1967 году. Некоторое время спустя я заменил выходные транзисторы на «эпитаксиальную базу» Motorola 2N3055.

При увеличении напряжения питания до 45 В новые транзисторы позволили получить выходную мощность более 15 Вт. Это был эквивалент Williamson, хотя я не уверен, что мне когда-либо требовалось или использовалось более двух ватт.

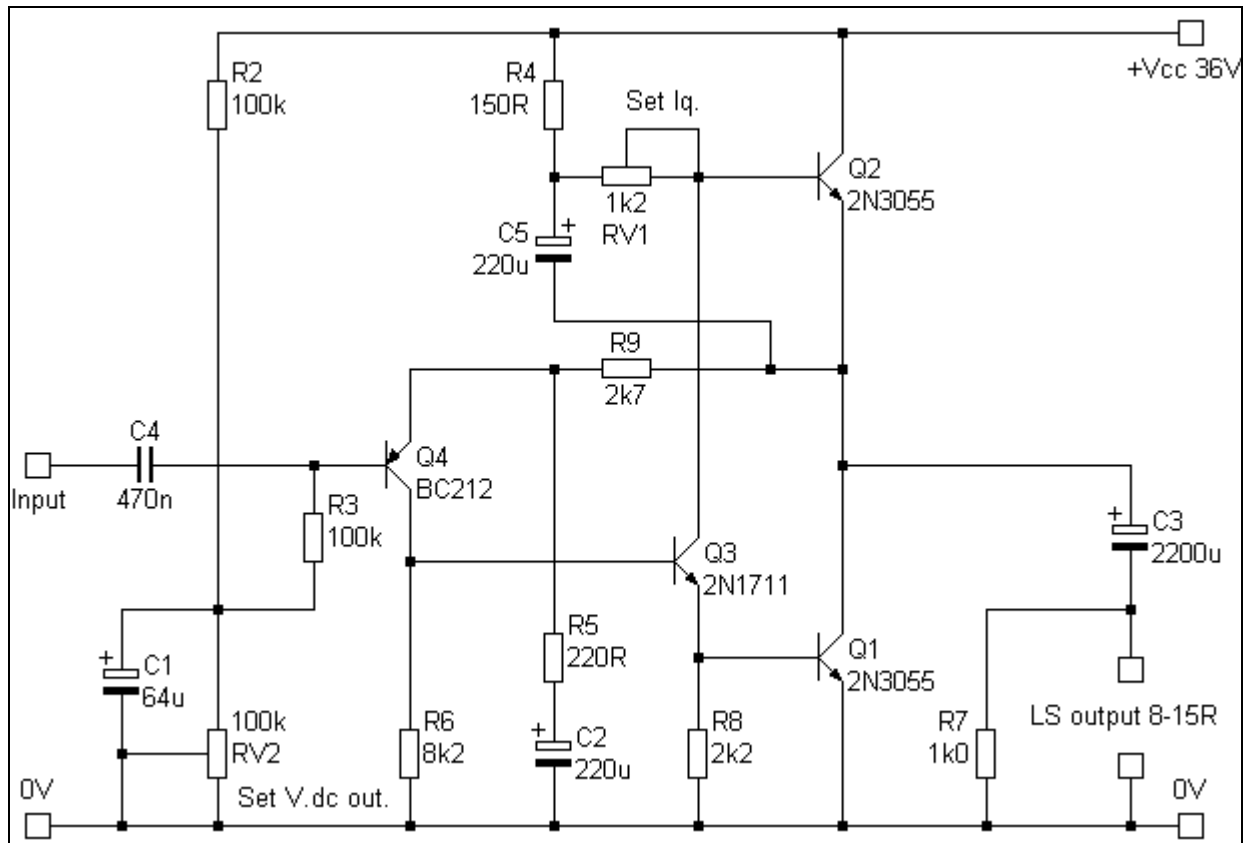
В отличие от конструкции Lin, в моей схеме класса А мощностью 10 Вт не использовалась двухтактная пара выходных устройств для обеспечения необходимого низкого выходного сопротивления. Вместо этого он использовал каскад усилителя, подключенный к «паре Дарлингтона», включающий Q1 и Q3, управляя Q2 в качестве активной нагрузки. Транзистор Q4 обеспечивает повышенное усиление контура обратной связи по переменному и постоянному току.

**Моя первая аудио-статья**

Мне и в голову не пришло опубликовать свой дизайн. Но двое моих друзей убедили меня сделать это.

Джон Гринбэнк, в то время помощник редактора Wireless World, с энтузиазмом приветствовал мой вклад. Мне неизвестно, тема Class-A против Class-AB была одной из текущих хай-фай дебатов. В результате этой публикации я внезапно обнаружил, что стал гуру hi-fi .....

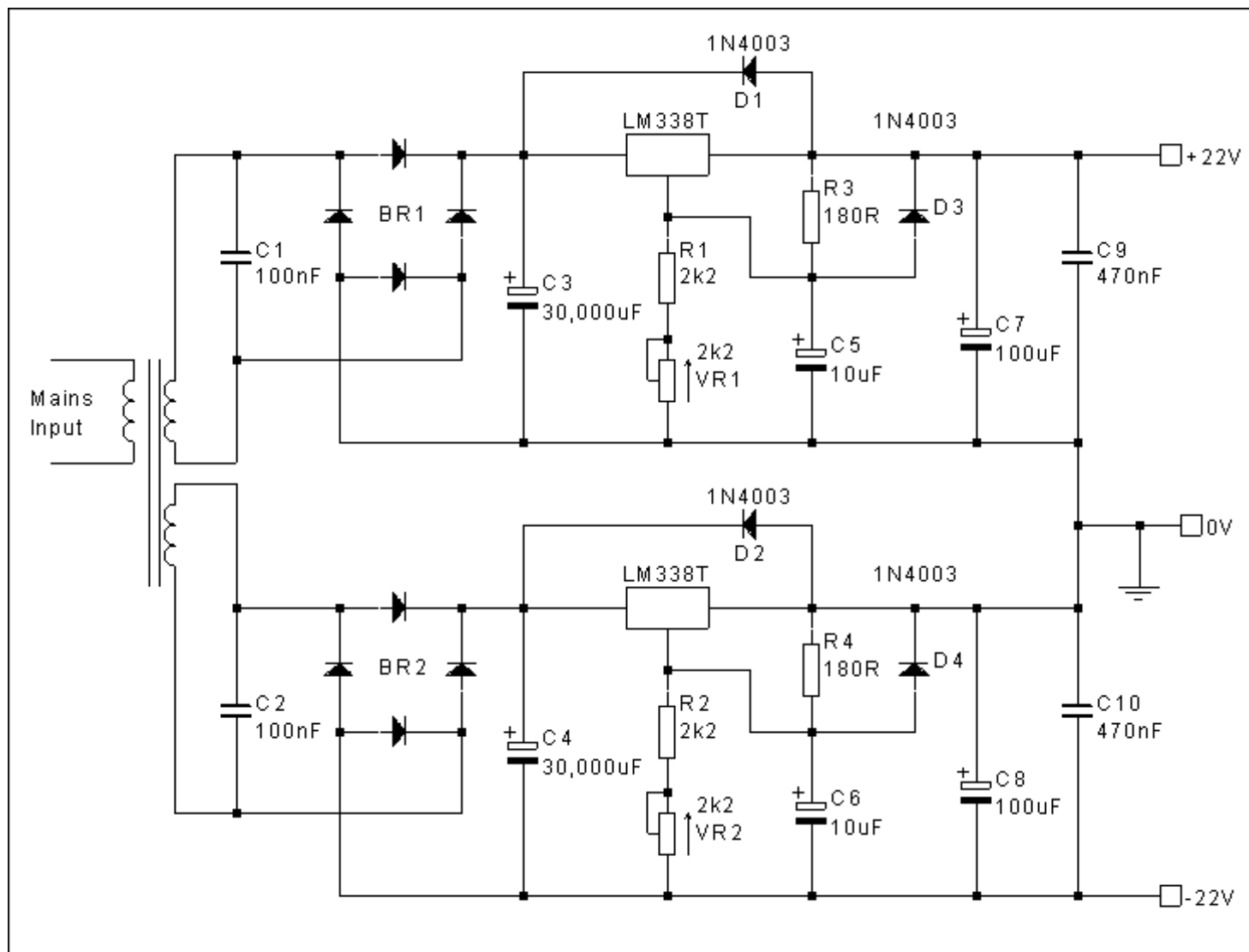
Рис. 8 Конструкция мощностью 10 Вт класса А.



[\[Вернуться к индексу\]](#)

## Обновленный блок питания

Пересмотренный (но не опубликованный) регулируемый источник питания для усилителя JLH Class-A 1996 года.



### Примечания

LM338T был указан автором этой схемы. Из-за плохого теплового сопротивления перехода к корпусу ( $4^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$ ) и низкой максимальной температуры перехода ( $125^{\circ}\text{C}$ ) размер радиатора и максимальное падение напряжения на устройстве чрезвычайно важны для удовлетворительной работы. Падение напряжения должно быть ограничено в пределах от 2,5 В до 6 В, если это вообще возможно (исходя из радиатора  $1^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$  для каждого устройства и температуры окружающей среды  $25^{\circ}\text{C}$ ). Нижний предел задается падением напряжения регулятора, а более высокое напряжение будет определяться вторичным напряжением трансформатора, регулировкой трансформатора, потерями в диодах и колебаниями сетевого напряжения.

LM338K в корпусе TO3 (хотя и намного дороже, по крайней мере здесь, в Великобритании) имеет значительно улучшенное тепловое сопротивление перехода к корпусу ( $1^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$ ), поэтому он будет более терпимым к размеру радиатора и будет учитывать более широкий диапазон падения напряжения на устройстве. Поэтому я бы рекомендовал использовать эту версию LM338.

Мостовые выпрямители BR1 и BR2 должны иметь номинальное значение не менее 100 В 25 А (предпочтительно 200 В 35 А). С3 и С4 лучше всего

делать из 3 параллельно включенных конденсаторов по 10 000 мкФ.

С3 и С4 должны быть минимум 50 В. С5 и С6

должны быть минимум 25 В. С7 и С8 должны

быть минимум 35 В.

VR1 и VR2 регулируются под нагрузкой так, чтобы подавать на шины питания +/- 22 В.

[\[Вернуться к индексу\]](#)

**ИСТОРИЯ:** Страница создана 01.05.2001

16.05.2001 Перерисована диаграмма и изменена нумерация компонентов 14.08.2001

Изменены примечания к LM338

05.01.2004 Ссылка на отдельные регуляторы для каждого канала

питается от общего выпрямителя / конденсатора

## Регулятор LM317 / LM337 с повышенным током

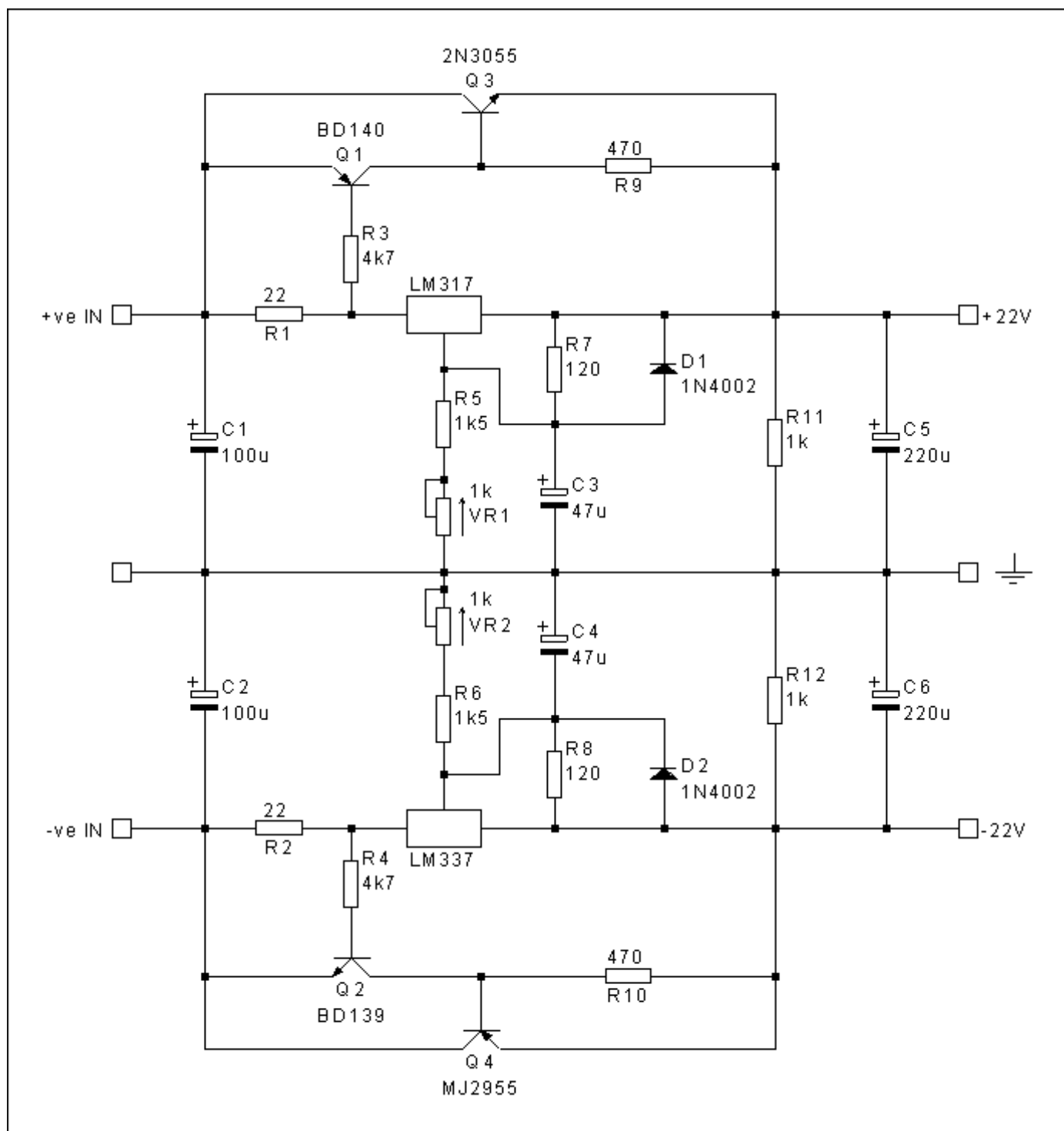
LM338K - относительно дорогое устройство (по крайней мере, здесь, в Великобритании), и его может быть нелегко найти в определенных местах.

Альтернативой является схема регулятора 7815/7915 с повышенным током, описанная в статье 1996 года, но для этого требуются силовые резисторы в линии питания. Он также имеет пониженное регулирование из-за механизмов подъема напряжения, необходимых для обеспечения выхода 22 В от регулятора 15 В.

Следующая схема LM317 / LM337 с повышенным током, по сути, включена в спецификации нескольких производителей. Значения конденсаторов были изменены по сравнению с техническими описаниями, чтобы отразить использование электролитических конденсаторов в отличие от танталовых устройств (я не доволен надежностью танталовых конденсаторов, хотя они и имеют некоторые желаемые характеристики), а типы транзисторов были изменены. заменены на более доступные. Номиналы конденсаторов не являются критическими и могут быть уменьшены вдвое или удвоены в зависимости от имеющихся компонентов, хотя должно соблюдаться минимальное номинальное напряжение 35 В.

Показанная схема подходит для питания одного усилителя (ток покоя 2А). Если два усилителя должны питаться от одного стабилизатора, я рекомендую дублировать проходные транзисторы (Q3, Q4), используя параллельную схему. В любом случае для каждого транзистора потребуется радиатор от 2 до 3 ° C / Вт. Точный размер необходимого радиатора следует определять с учетом индивидуальных обстоятельств.

VR1 и VR2 должны быть отрегулированы под нагрузкой так, чтобы обеспечить шину питания +/- 22 В.



## Множитель емкости

Источник питания оригинальной конструкции JLH 1969 года включал в себя умножитель емкости для уменьшения пульсаций напряжения на шине питания. Схема умножителя емкости была усовершенствована Родом Эллиоттом из Elliot Sound Products, и результаты были опубликованы как [Проект 15](#) на ESP Audio Pages. Модифицированная схема подходит как для [оригинального](#) усилителя JLH 1969 года (с использованием только положительной половины схемы), так и для обновления 1996 года. Конструктивные соображения для умножителя емкости, его преимущества и сравнение с регуляторами напряжения включены в статью проекта. Я не предлагаю повторять здесь информацию, но для информации включил копию окончательной принципиальной схемы (рис. 1.).

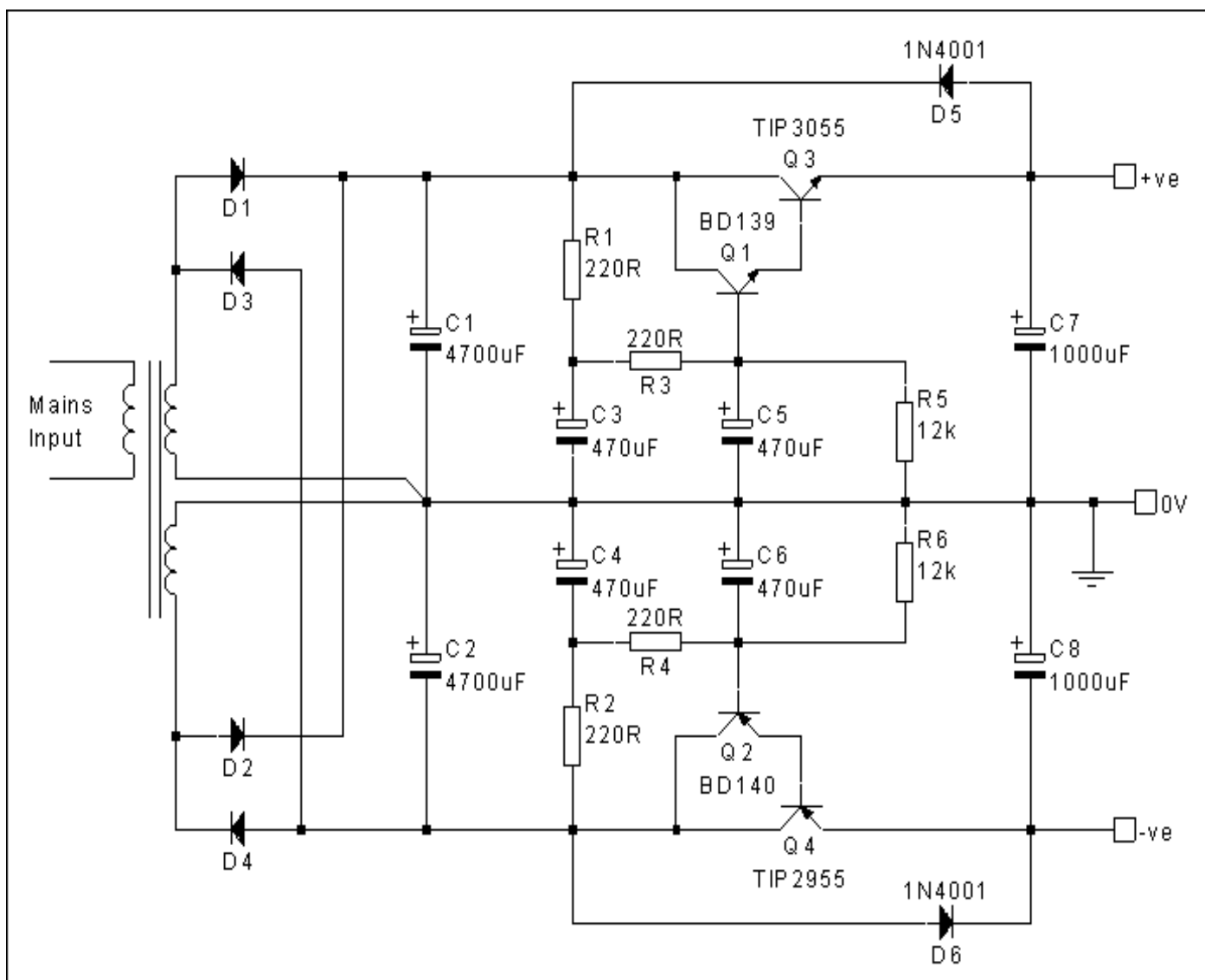


Рис. 1. Окончательная схема (любезно предоставлена Родом Эллиоттом и The ESP Audio Pages)

При желании эту схему можно немного изменить, чтобы использовать проходной транзистор одного и того же типа как в положительной, так и в отрицательной шинах питания. Это позволит использовать те же транзисторы, что и в выходном каскаде усилителя, что может привести к некоторой экономии затрат за счет покупки определенного количества устройств того же типа. Большее преимущество достигается за счет возможности согласовать усиление выходных транзисторов усилителя. Согласование коэффициента усиления дает минимальные гармонические искажения для этого усилителя, и после выбора подходящих «пар» для усилителей «отклоненные» транзисторы могут использоваться в умножителях емкости. Модифицированная схема показана на рисунке 2. VR1 и VR2 настроены так, чтобы обеспечить равные (но противоположные) напряжения на шинах питания и обеспечить необходимое падение напряжения на проходных транзисторах примерно 3 В.

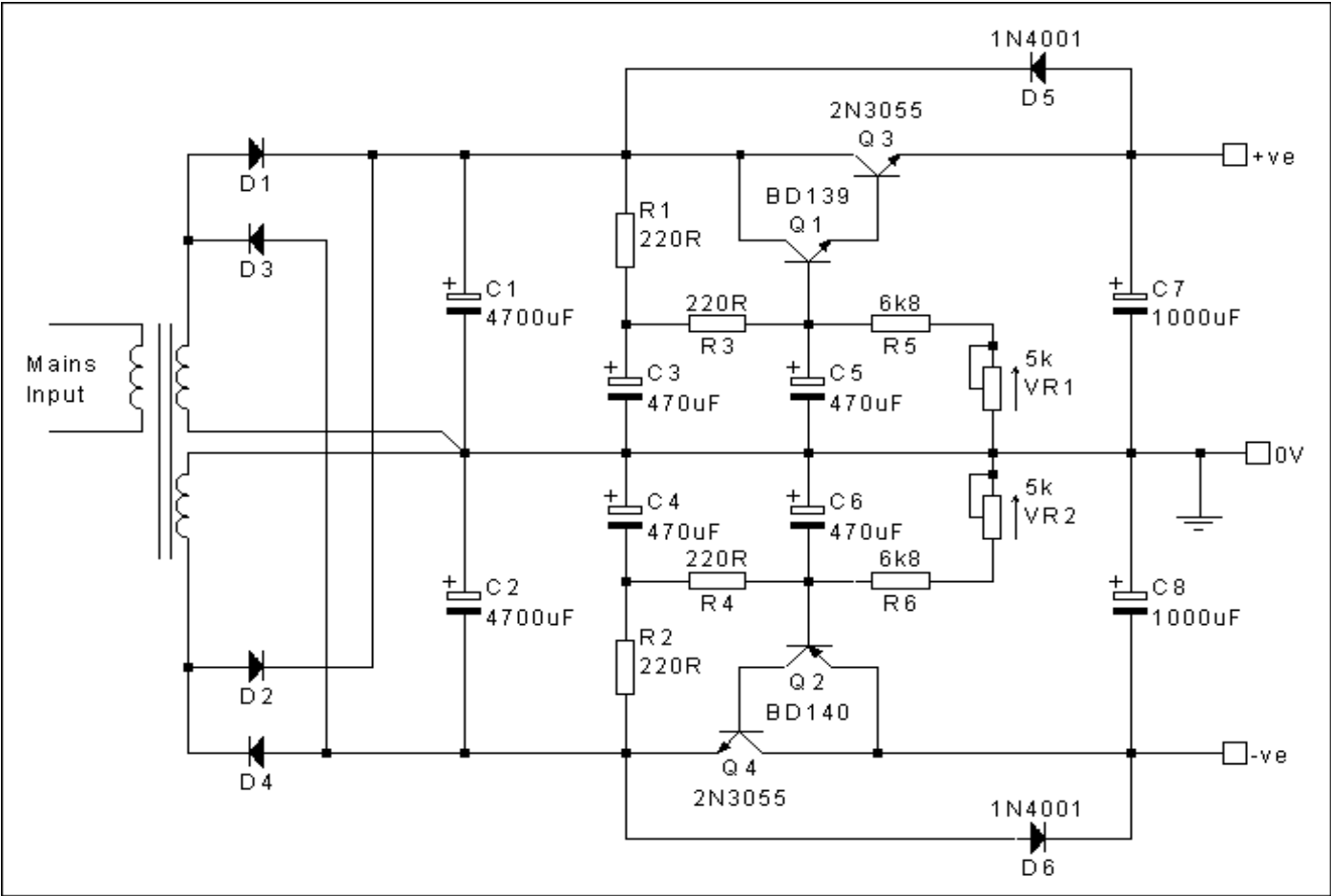


Рисунок 2. Измененная схема, позволяющая использовать оба проходных транзистора одного типа.

Требуемый размер основных сглаживающих конденсаторов (C1 и C2) зависит от тока нагрузки. Я предлагаю, чтобы минимальная емкость была такой, как показано в следующей таблице. Также указано предпочтительное значение для конденсаторов (это примерно в 1,5 раза меньше минимального).

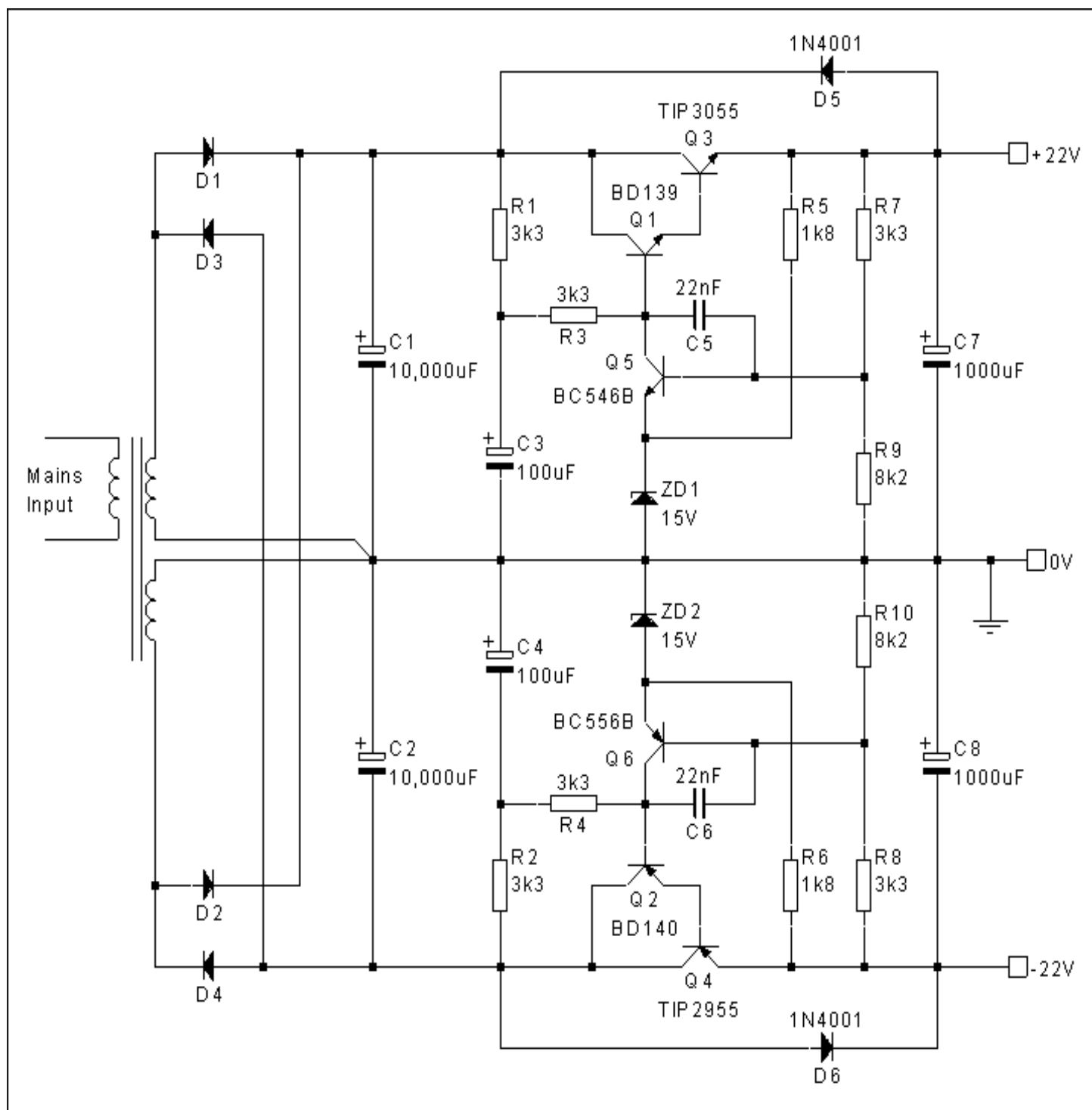
Покой Текущий (A)	Пиковая нагрузка Текущий (A)	Минимум Емкость (мкФ)	Предпочтительный Емкость (мкФ)
1	1.5	4 700	6 800
2	3	6 800	10 000
3	4.5	8 200	12 000
4	6	10 000	15 000

Обратите внимание, что эти цифры были пересмотрены с момента первоначальной публикации этой страницы и отражают более свежие (и точные) симуляции - я изменил программу симулятора и модели на те, которые дают более реалистичные результаты.

Простая схема умножителя емкости показана на рисунке 3. Это дает наиболее простую физическую конструкцию (т.е. наименьшее количество компонентов). Производительность этой простой схемы с точки зрения снижения пульсаций напряжения не так хороша, как у предыдущих схем, но все же более чем достаточно для снижения любого шума до неслышимого уровня (если у вас нет чрезвычайно чувствительных динамиков).







#### Примечания

Транзисторы TIP2955 / TIP3055 должны подходить для источника питания, питающего один усилитель. Если два усилителя должны питаться от одного источника питания, эти транзисторы следует заменить на более мощные устройства, такие как MJ2955 / 2N3055. Независимо от того, какие транзисторы используются, необходимо обеспечить соответствующий теплоотвод.

R9 и R10 можно заменить предварительно установленным потенциометром 10 кОм (или потенциометром 5 кОм, соединенным последовательно с фиксированным резистором 5 кОм), чтобы обеспечить регулировку выходного напряжения.

Как и в случае схемы умножителя емкости, Q2 и Q4 могут быть изменены на комплементарную пару обратной связи, если требуется, чтобы позволить использовать 2N3055s в качестве проходного устройства в обеих половинах источника питания (см. [умножитель емкости](#) страницу для подробностей). Если это сделано, R9 и R10 должны быть изменены, чтобы позволить шинам питания быть настроенными на равные (но противоположные) напряжения.

Стабилитроны с другим номинальным напряжением можно использовать для ZD1 и ZD2, но значение R9 и R10 необходимо будет отрегулировать для поддержания выходного напряжения +/- 22 В.

Для другого выходного напряжения или другого напряжения стабилитрона выходное напряжение можно рассчитать по следующим уравнениям:

$$+ V_{\text{ВЫХ}} = ((R7 + R9) / R9) * (V_z + 0,6)$$

$$- V_{\text{ВЫХ}} = ((R8 + R10) / R10) * (V_z + 0,6)$$

где + V<sub>из</sub> и -V<sub>из</sub> - требуемые напряжения питающей шины и V<sub>z</sub> - напряжение стабилитрона.

[\[Вернуться к индексу\]](#)

**ИСТОРИЯ:** Страница создана 13.05.2001

16/05/2001 В схему внесены изменения для правильной полярности D6.

Нумерация резисторов исправлена в уравнении напряжения

17.05.2001 Незначительные изменения в тексте. Добавлено второе уравнение напряжения

## Обновление JLH Class-A

Изначально я планировал, что эта страница будет пошаговой записью модификаций, выполненных за последний год одним конструктором - Тимом Эндрю. Однако недавнее ухудшение здоровья означало, что я не мог проводить много времени, сидя за компьютером, поэтому вместо того, чтобы еще больше задерживать публикацию результатов, я решил вместо этого написать краткое резюме. Мне очень приятно, что Тим нашел время, чтобы дополнить это своими комментариями. В конце страницы приведена краткая информация о цепи более высокой мощности «JLH для ESL».

Тим - профессиональный музыкант (классический концертный пианист), поэтому я доверяю его субъективному мнению, когда дело доходит до оценки точности и реалистичности воспроизведения звука. До того, как Тим впервые связался со мной, он построил комплектную версию конструкции 1996 года, которую впоследствии модернизировал, добавив компоненты более высокого качества. Хотя Тим был доволен результатами, он очень хотел увидеть, можно ли улучшить качество звука, и я был рад предложить различные модификации схемы, большинство из которых впоследствии оказались очень полезными. Каждая из модификаций проводилась отдельно, чтобы результаты можно было оценивать на индивидуальной основе.

Вместо того, чтобы показывать схемы для каждого этапа, я начну с предпоследней схемы и включу некоторые соответствующие комментарии.

Notes:

C1 470n to 2.2u  
 C4 220u to 470u  
 C6,C7 100u to 220u  
 Q6,Q7 2SA970 or BC560  
 Q8 2SA1358 or BD140

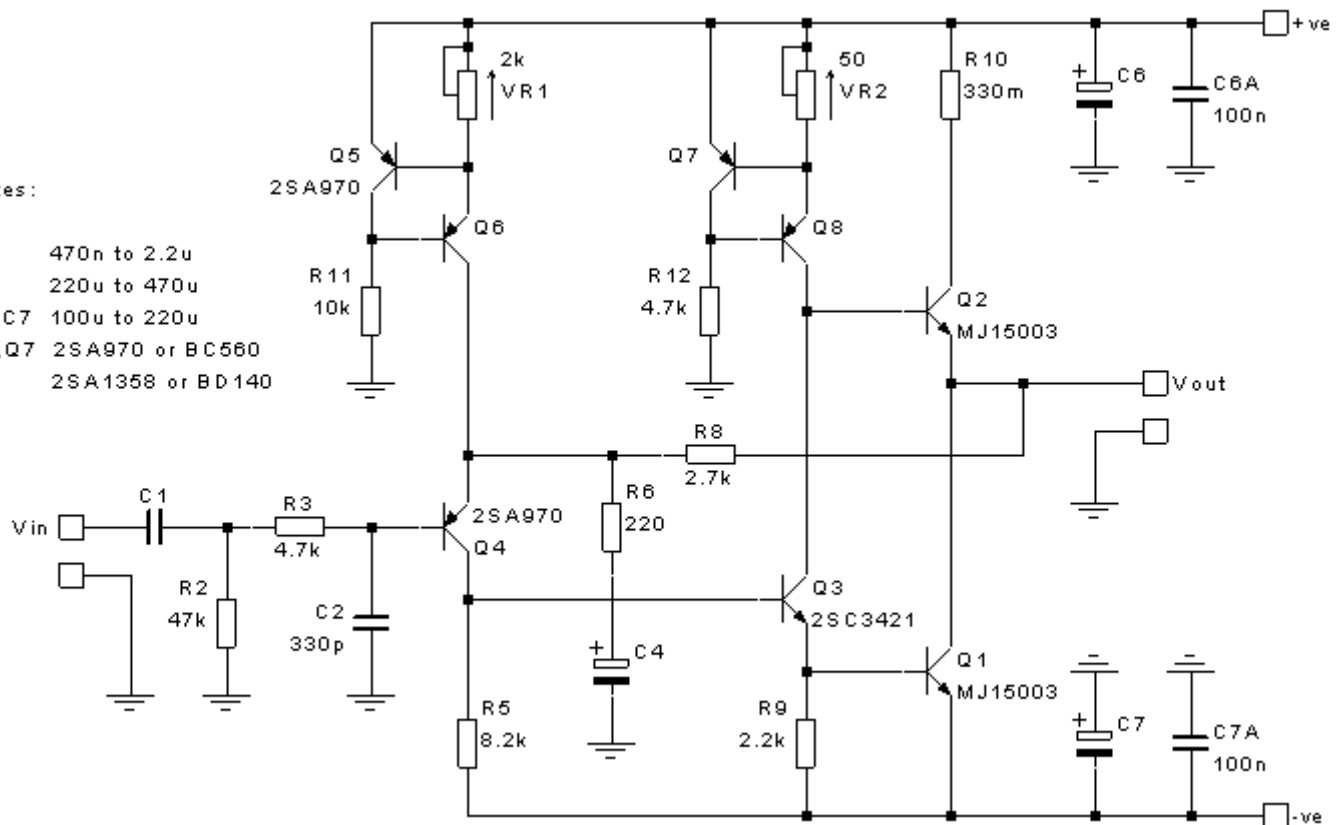


Рис.1 - Предпоследний контур

## Замены транзисторов

Одной из первых модификаций было испытание альтернативных выходных транзисторов. MJL3281A дал звуковой сигнал о колебаниях и был быстро отклонен. MJ21194 звучал значительно лучше, чем 2N3055, но, по схеме Тима, имел низкий гул. MJ15003 дал такое же улучшение, как MJ21194, но без гула, и поэтому был сохранен для использования в будущем. Позже BC212 и 2N1711 (Q4 и Q3) были заменены на 2SA970 и 2SC3421.

## Контроль смещения выходного постоянного тока

Стандартная схема управления смещением постоянного тока (7815 и связанные компоненты) была заменена двухтранзисторным источником постоянного тока (Q5 / Q6). У меня были разные причины предлагать это изменение. Во-первых, три оконечных регулятора не славятся своей бесшумностью, поэтому вводить шумный выходной сигнал одного непосредственно в контур обратной связи не представлялось хорошей идеей. Кроме того, я получил сообщения о том, что некоторые 7815s колеблются из-за низкого тока, в котором они работали.

Однако одним из основных преимуществ ссс является то, что изменение смещения выходного постоянного тока при прогреве усилителя значительно уменьшается. Это связано с тем, что температурный коэффициент ссс действует в направлении, противоположном таковому у входного транзистора (Q4), и сводит на нет влияние изменений температуры в Q4 (при условии, что температура Q5 соответствует температуре Q4). Это устранение эффектов температурного коэффициента может быть использовано в дальнейшем с пользой, как будет показано позже.

## Контроль тока покоя

Сначала я предложил Тиму попробовать схему управления Iq с начальной загрузкой 1969 года, отчасти потому, что смоделированные показатели искажений были вдвое меньше, чем для версии 1996 года, но главным образом потому, что я хотел узнать, как два метода управления Iq сравниваются в одном усилителе. Я получил отчеты о том, что схема 1969 года (модифицированная для использования с двумя шинами питания) звучала лучше, чем версия 1996 года, но я не мог быть уверен, что в ней не участвовали другие переменные. Как оказалось, схема начальной загрузки была шагом назад, и Тим немедленно вернулся к исходной схеме 1996 года.

При выполнении этой модификации Тим повторно использовал существующий MJE371 для Q8. R10 был сохранен для упрощения измерения тока покоя. К моему облегчению, Тим счел, что вторая ссс была улучшена.

При внесении других изменений Тим также воспользовался возможностью модернизировать свой источник питания, сначала установив мостовые выпрямители большего размера и демпфирующие конденсаторы, а затем заменив LM338 дискретными регуляторами `` ведомого '' типа в соответствии с моим желанием удалить ненужные петли обратной связи. от общей схемы. Стабилизаторы «повторителя», представляющие собой схему умножителя емкости с фиксированным опорным напряжением (получаемое от резистора, питаемого от постоянного тока), дали небольшое улучшение. Гораздо большее улучшение было получено, когда для каждого усилителя были предусмотрены отдельные регуляторы, но при этом был сохранен общий трансформатор. выпрямительные мосты и накопительные конденсаторы.



Я получил электронные письма от пары конструкторов, в которых сообщалось о положительных эффектах удаления конденсатора обратной связи (C4). Я передал эти комментарии Тиму, и он решил попробовать эту модификацию на себе.

К этой модификации следует относиться с осторожностью. Я бы не рекомендовал пробовать его, если сначала не была сделана модификация смещения постоянного тока ccs (Q5 / Q6), потому что в противном случае изменение смещения выходного постоянного тока во время периода прогрева, вероятно, будет порядка нескольких сотен милливольт. В случае с Тимом

с установленным ссс смещения постоянного тока изменение смещения выходного постоянного тока с удаленным конденсатором обратной связи было лишь немного выше, чем то, которое он имел ранее со стандартной схемой 1996 года.

Я полагал, что отклонение смещения можно уменьшить еще больше, используя температурный коэффициент Q5 / Q6 ссс. Поэтому я предложил сделать R11 регулируемым, чтобы можно было изменять повышение температуры Q5. Таким образом, изменение смещения выходного постоянного тока из-за изменений температуры на всех ступенях усилителя может быть скомпенсировано, хотя это требует длительного итеративного процесса. Когда усилитель находится при нормальной рабочей температуре, смещение устанавливается почти до нуля с помощью VR1. Затем измеряется смещение, когда усилитель холодный. VR3 немного регулируется, усилителю дают нагреться, а смещение обнуляется с помощью VR1. Затем смещение повторно проверяется, когда усилитель холодный, и процесс повторяется до тех пор, пока не будет получено минимальное отклонение смещения.

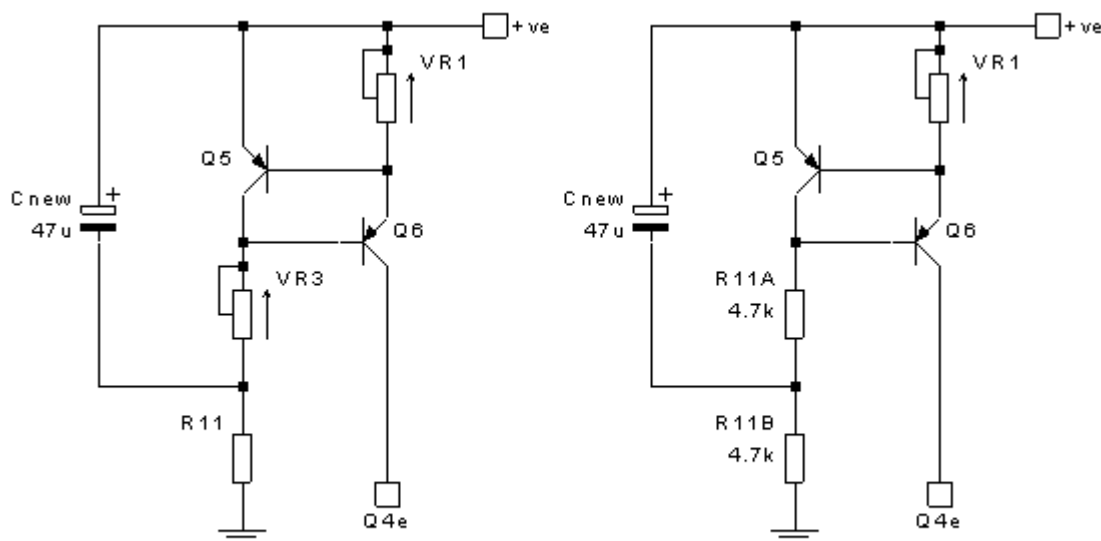
### 15.03.2003 Дополнение

Мое внимание было обращено (спасибо Mietek и Rudy), что удаление конденсатора обратной связи увеличивает уровень шума на выходе усилителя, что особенно заметно при использовании высокочувствительных динамиков и при использовании простого источника питания выпрямителя / конденсатора. Я не ожидал этого, но некоторые быстрые симуляции вскоре показали, что удаление конденсатора обратной связи снижает PSRR усилителя примерно в 3 раза, в результате чего любая пульсация шины питания становится более слышимой.

К счастью, решение этой проблемы относительно простое. PSRR входного каскада CC может быть улучшен добавлением одного конденсатора, подключенного между переходом VR3 / R11 (рис. 2) и шиной питания +ve. В «Руководстве по проектированию усилителя мощности звука» Дуга Селфа указано, что эта модификация улучшит PSRR ссс примерно на 10 дБ. Емкости конденсатора 47 мкФ будет достаточно, но можно использовать и более высокие значения (в пределах разумного).

Схема более высокой мощности («JLH для ESL») может быть аналогичным образом модифицирована, разделив R11 (рис. 3) на два последовательно соединенных резистора 4к7 и подключив конденсатор от средней точки этих резисторов к положительной шине питания.

Эта модификация также может быть выполнена, даже если конденсатор обратной связи не удален, и даст улучшение PSRR с соответствующим уменьшением шума.



Revised input stage ccs

Некоторые конструкторы обнаружили, что добавление конденсатора емкостью 47 мкФ к входному каскаду ccs после удаления блокирующего конденсатора постоянного тока из цепи обратной связи привело к нестабильности ccs. Это проявляется в относительно больших изменениях смещения выходного постоянного тока при снятии показаний напряжения во входной цепи или когда рука перемещается рядом с компонентами CCS.

В случае Тима удачным решением этой проблемы стала замена Q5 и Q6 на «более медленные» транзисторы. Кажется, что MPSA56 хорошо работает в ccs. В качестве альтернативы можно удалить конденсатор емкостью 47 мкФ и улучшить PSRR CCS, исключив VR3 и заменив R11 диодом постоянного тока 1 мА (или полевым транзистором, подключенным как CC для получения аналогичного тока).

Добавление базовых резисторов (от 100R до 1 кОм) к Q5 и Q6 и / или резистора 1 кОм между Q6с и Q4е также должно помочь улучшить стабильность.

---

### Комментарии Тима по модификациям (Обновлено 17.08.2003)

Несколько лет назад я построил усилитель JLH Class-A версии 1996 года. Конструкторы этого усилителя прокомментировали его плавный звук, много положительных отзывов и сравнений с конструкциями клапанов и несколько не очень положительных отзывов относительно его ограниченной выходной мощности. В его стандартной форме 1996 года, которую я построил из набора с использованием дешевых компонентов, мои первые впечатления от его звука были гладкостью в сочетании с расслабленным жидким музыкальным потоком, который я нашел намного предпочтительнее всего, что я слышал ранее. В контексте моей системы с эффективностью динамиков где-то около 87 дБ / Вт и с правильной настройкой громкости, соответствующей записанной перспективе, или, другими словами, «на реалистичном уровне», ее ограниченная выходная мощность никогда не была проблемой.

Поскольку этот раздел посвящен моим впечатлениям от модификаций, которые были внесены в схему, было бы уместно сказать несколько слов о том, что я считаю «улучшением». Я хочу легко слышать эмбиентную подпись места записи с отчетливым впечатлением от пространства между его стенами. Кроме того, я хочу отметить, например, звук удара молотка фортепиано по струне, сопровождаемый не только звуком вибрации струны, но также более тонкими отраженными и приглушенными звуками молотка и его механизма, такими как эти отражаются между стенами помещения для записи. Иногда это более заметно на больших площадках, где отраженный звук появляется позже, хотя и слабее. Эти тонкие фортепианные гармоник должны быть воспроизведены с максимальной точностью, чтобы можно было заметить тонкие оттенки тембра. снова с легкостью. Как пианист, я хочу слышать «высоту» ноты, когда она затухает до самого тихого момента, как можно острее, но мне не нужен намек на твердость или грубость. Например, с оркестровыми струнами, когда много инструментов играет вместе, я не хочу слышать одну однородную группу, и мне нужна прозрачность, а не яркость.

В профессиональном плане я очень близок к фортепиано. Инструмент, который сложно воспроизвести, возможно, он лучше выявляет недостатки в воспроизводственной цепочке, чем это может быть в случае с другими инструментами, хотя человеческий голос также очень полезен по очевидным причинам. Я считаю, что любая модификация, которая обеспечивает более реалистичное воспроизведение сложного звука этого инструмента и очень тонкую структуру его обертонов, также будет представлять собой улучшение точности усилителя в целом. Так было во время всех моих слушаний. Стоит отметить, что любое изменение, которое приводит к очевидному снижению, например, уровня высоких частот, не обязательно будет считаться улучшением, даже если новый уровень высоких частот является желанным, если только он не сопровождается повышением уровня высоких частот. улучшение в другом месте, например, улучшенная детализация или отображение нюансов. Из этого вы поймете, что я не имею привычки «озвучивать» систему, корректируя одно, чтобы исправить другое, но что я предпочитаю рассматривать прозрачность системы в целом с целью нейтралитета. Только тогда я смогу изменить баланс, возможно, с небольшой корректировкой высоких частот. Именно благодаря такому подходу (сначала прозрачность, а затем тональный баланс) я теперь могу наслаждаться подавляющим большинством записей в моей коллекции, ранее я обнаруживал, что многие из них в той или иной степени несовершенны. Практически все без исключения модификации но я предпочитаю говорить о прозрачности системы в целом с целью нейтралитета. Только тогда я смогу изменить баланс, возможно, с небольшой корректировкой высоких частот. Именно благодаря такому подходу (сначала прозрачность, а затем тональный баланс) я теперь могу наслаждаться подавляющим большинством записей в моей коллекции, ранее я обнаруживал, что многие из них в той или иной степени несовершенны. Практически все без исключения модификации но я предпочитаю говорить о прозрачности системы в целом с целью нейтралитета. Только тогда я смогу изменить баланс, возможно, с небольшой корректировкой высоких частот. Именно благодаря такому подходу (сначала прозрачн

улучшил "сложные" записи, продолжая улучшать другие, часто раскрывая теплоту и атмосферу, предыдущее отсутствие которой ошибочно приписывалось записи.

Хотя и на усилитель, и на его блок питания было потрачено значительное время, я считаю отрезвляющим, мягко говоря, то, что улучшения, внесенные в блок питания, в частности, в способ его доставки в различные части схемы усилителя, оказались столь полезными. Ниже приводится список модификаций, которые при значительной помощи Джеффа мне удалось внести в версию JLN 1996 года. Также включены мои мнения о результатах этих исследований. Каждая замена производилась индивидуально, что позволило провести последующую и, надеюсь, точную (но не всегда положительную!) Оценку. !

## Усилитель

### Входной конденсатор.

Дешевый входной конденсатор емкостью 1 мкФ из поликарбоната (?) Был заменен на 470 нФ полипропиленового типа Mcap "Audiophile". Это привело к улучшению жесткости низких частот и детализации, высокие частоты стали менее яркими. Позже я заменил Mcap 470nF на Audio Note 470nF paper-in-oil. Это звучит совсем иначе, гладко, тепло и открыто, с гораздо большей детализацией текстуры и твердостью баса. Наблюдается некоторая потеря фокуса по сравнению с лучшими типами пластика, и расположение инструментов внутри сцены не так точно, как могло бы быть, однако ни один из типов пластика, которые я пробовал, не приблизился к естественности и открытости бумажной вставки -масло, особенно в высоких частотах, и любые недостатки легко прощаются в свете значительных улучшений в других местах. Эта простая модификация с тех пор оказалась одной из самых эффективных.

### Резисторы.

Все стандартные металлопленочные резисторы как в критических, так и в полукритических частях схемы были заменены на танталовые пленочные.

Улучшенная гладкость и текстура с более плавным звуком. Удалено легкое "бормотание".

### Выходные транзисторы.

2N3055s были заменены на MJ21194. По сравнению с ними 2N3055s звучат серо и довольно размыто, с меньшей властью, меньшей детализацией и более заметным качеством высоких частот. Напротив, MJ21194 имеют заметно более плотный звук с большей атмосферностью в высоких частотах и большей детализацией. В целом более естественно. Неохотно они были удалены из схемы из-за слабого гула, которого не было у 2N3055.

Желая попробовать что-то еще, и теперь, когда у меня было сильное впечатление, что 2N3055 не идеальны, я попробовал несколько MJ15003.

На этот раз существенное улучшение по сравнению с 2N3055s. Бас MJ15003 более насыщенный и авторитетный, с более чистыми высокими частотами и большей детализацией текстуры.

### Контроль смещения постоянного тока.

Замените 7815 источником постоянного тока.

Результат ... Более чистый, гладкий и весомый, с тем, что можно описать только как органический поток. Очевидно, все это было раньше, но я полагаю, это было несколько замаскировано шумом регулятора. Громкость может быть увеличена без «громкого» звучания. Существенное улучшение по всем параметрам.

### Схема управления IQ.

Схема управления Iq была заменена схемой самонастройки (с использованием Elna "Silmic"). В результате получилось меньше четкости, меньше тонального разнообразия и фокусировки, а звучание стало более замкнутым. Начальный этап просто не звучит так подробно. Я предполагаю, что это связано с наличием конденсатора начальной загрузки, подключенного к пути прохождения сигнала. Возможно, Black Gate мог бы улучшить ситуацию, но я подозреваю, что этого недостаточно, чтобы сравниться со схемой MJE371, которая более прозрачна, открыта, динамична и неокрашена, звучит женский голос



менее "женское" со схемой бутстрапа. Это подтверждает мою теорию о том, что те, кто предпочитает более раннюю версию JLH, делают это из-за отсутствия 7815 в более ранней схеме. Я бы пошел дальше и сказал, что из-за отсутствия как конденсатора начальной загрузки, так и выходного конденсатора, а также с использованием CCS вместо 7815, они вполне могли бы предпочесть версию 1996 года, при прочих равных условиях. Моя оригинальная схема управления Iq была очень быстро восстановлена!

Прошло совсем немного времени, прежде чем исходная схема управления Iq была снова удалена, на этот раз заменена источником постоянного тока и на этот раз с лучшими результатами. Первоначальная реакция - подумать, что детализация высоких частот и "воздух" уменьшились с уменьшением прозрачности. При длительном прослушивании все обстоит иначе. На самом деле здесь появляется больше деталей в сочетании с растущим чувством «правоты». Звуки представлены в более естественном свете, исчез эффект прожектора с его приятными, но искусственными деталями высоких частот. Струнные гармоник более сбалансированы и пропорциональны с ощущением, что теперь они принадлежат фундаментальной части целого. Промежутки между быстрыми фортепианными нотами часто пропускаются усилителями, JLH воспроизводит их хорошо, и теперь они даже четче, чем раньше. Знакомые записи деревянных духовых и медных инструментов звучат на удивление гладко и естественно. Различия в масштабе между небольшими записями камерной музыки и крупномасштабными произведениями теперь передаются более четко. Интересно сравнить звук схемы Iq CCS со звуком бутстрапа, который разделяет многие атрибуты CCS, но имеет неровные и цветные, слегка перегруженные характеристики, которые я нашел неприятными. Возвращение на стандартную схему Iq 1996 года на следующий день было большим облегчением, на этот раз у меня нет планов вернуться. Мне бы не хватало качеств, которые схема IQ CC принесла в усилитель. Заключительная мысль ..... Рекомендуется тем, кто хочет сесть за вечер под хорошую музыку и хорошее вино. Различия в масштабе между небольшими записями камерной музыки и крупномасштабными произведениями теперь передаются более четко. Интересно сравнить звук схемы Iq CCS со звуком бутстрапа, который разделяет многие атрибуты CCS, но имеет неровные и цветные, слегка перегруженные характеристики, которые я нашел неприятными. Возвращение на стандартную схему Iq 1996 года на следующий день было большим облегчением, на этот раз у меня нет планов вернуться. Мне бы не хватало качеств, которые схема IQ CC принесла в усилитель. Заключительная мысль ..... Рекомендуется тем, кто хочет сесть за вечер под хорошую музыку и хорошее вино. Различия в масштабе между небольшими записями камерной музыки и крупномасштабными произведениями теперь передаются более четко. Интересно сравнить звук схемы Iq CCS со звуком бутстрапа, который разделяет мно

#### Конденсатор обратной связи.

Конденсатор обратной связи Oscon 470 мкФ (ранее очень похожий на 220 мкФ Silmic) был заменен на линк (требующий небольшого изменения значения для предустановки DC offset CCS). Результатом этого изменения стали более открытые и естественные высокие частоты с повышенным чувством плавности, глубины и легкости. Вариации горячего / холодного смещения намного больше без конденсатора обратной связи, в моей схеме наблюдалось изменение 150 мВ (с конденсатором обратной связи оно составляло около 65 мВ), это было уменьшено путем управления током через CCS в попытке отрегулировать температуру компенсации, но при недавней реконструкции схемы это устройство оказалось неэффективным и впоследствии было удалено.

#### Драйверный транзистор (2N1711).

Он был заменен на 2SC3421. Как и в случае с другими заменами транзисторов, которые я сделал в JLH, реальную высоту звука легче услышать с 2SC3421s. Те же характеристики, что и схема Iq CCS, все еще присутствуют, но каждая отдельная нота теперь передает больше «смысла», более четко определенного во времени. Время, конечно же, является самым большим достоянием музыканта! Схема Iq CCS представила более плавный, округлый звук с несколько более темным оттенком, дополнительная прозрачность и открытость, вызванные 2SC3421s, сняли эту небольшую темноту, при этом, по-видимому, сохранились плавность и естественность Iq CCS.

#### Входной транзистор.

BC212 был заменен на 2SA970 с улучшениями, аналогичными тем, которые были замечены в 2SC3421.

#### **Источник питания.**

##### Выпрямительные диоды.

Попробовав демпферные конденсаторы на исходных «стандартных» диодах без каких-либо заметных улучшений, оригинальные (и демпфирующие) были заменены на типы Шоттки. Это казалось выгодным благодаря большей плавности и улучшенному «древесному» качеству деревянных духовых инструментов.

##### Регуляторы.

Схема регулятора LM338K заменена емкостным умножителем. Бас теперь передает больше власти, а усилитель звучит немного теплее, а также с большей детализацией.

##### Двойные регуляторы.

Умножитель одиночной емкости был заменен новой (адаптированной) двойной версией, позволяющей отдельно регулировать каждый канал. Это требует подробного описания, поэтому я буду перечислять свои наблюдения в том порядке, в котором я их заметил, и в порядке убывания их величины.

Только теперь, когда я услышал о новом двойном источнике питания, я могу определить звуковые эффекты одиночного источника. Для первого и наиболее важного наблюдения я буду использовать одну фортепианную ноту в качестве иллюстрации. При одинарном подаче при ударе по ноте происходит первоначальный переходный «удар», когда молоток ударяет по струне, за которым следует затухание, которое начинается после того, как первоначальный «удар» утихает. При двойном питании этот начальный переходный процесс менее ``громкий`` (лучше контролируется?) И несет больший вес и значение, за ним следует затухание, которое не только передает лучший тон, приводящий к большему количеству эмоций и мелодичности, но и начинается затухание. скорее, его первые моменты не были замаскированы явно преувеличенным ударом молота, нанесенным одиночной подачей. Также, из-за повышенной четкости, кажется, что нота затухает медленнее, кстати, это одно из наиболее значительных различий между маленьким роялем и большим «концертным» роялем, у которого из-за увеличенной длины струны большего инструмента его поддерживающая сила намного больше. Таким образом, единственное примечание может быть легче отслежено от начала до конца. Тональная подпись и реальный цвет всех инструментов теперь лучше переданы.

Также значительно улучшилось качество высоких частот там, где они стали более прозрачными. В большинстве случаев он менее очевиден, чем раньше, и более гладкий, но мелкие детали, ранее почти незамеченные, передаются более четко и с улучшенной текстурой. Это улучшение высоких частот было неожиданным и доставляет постоянное удовольствие!

Третье улучшение, которое я заметил, - это улучшение положения отдельных инструментов. Воспринимаемая ширина сцены, очевидно, не шире, чем раньше, хотя я не мог винить это раньше, на хорошей записи ширина сцены была почти безграничной, на плохой записи у нее были определенные пределы. Это не изменилось, улучшилось позиционирование инструментов в пределах ограничений ширины сцены, накладываемых записью, при этом инструменты на краю сцены более четко передаются в пространстве с лучшим ощущением «парения» для акустической пары. с более острым ощущением места встречи.

#### Конденсаторы фильтра.

Предварительно обойдя стандартные электролитические компоненты с помощью Elna "Silmic" 100 мкФ с небольшими улучшениями, на этот раз оригинальные конденсаторы (30 000 мкФ на шину) были полностью заменены на "Silemics" (18 000 мкФ на шину).

Превосходное улучшение четкости. Масштаб, который стал неожиданностью.

#### Вывод.

Я считаю JLN в его нынешнем виде совершенно особенным усилителем. Его способность передать острое чувство эмоций и возбуждения, содержащихся в прекрасном исполнении, благодаря его точности и изяществу в сочетании с его способностью так убедительно масштабировать динамические высоты музыки, является редкостью. Мое самое искреннее спасибо Джеффу, который, потратив столько времени на помощь другим, таким как я, до сих пор не имел времени внести эти изменения для себя \*.

\* К сожалению, не единственная причина - Джефф

---

#### **Цепь более высокой мощности**

Схема «JLN для ESL», которую можно использовать как с обычными динамиками, так и с электростатикой, уже имеет CCS для регулировки смещения постоянного тока, но она выигрывает от других модификаций, описанных выше. В частности, использование CCS для регулировки тока покоя устраняет необходимость в предварительной установке высокой мощности, которую иногда бывает трудно найти.

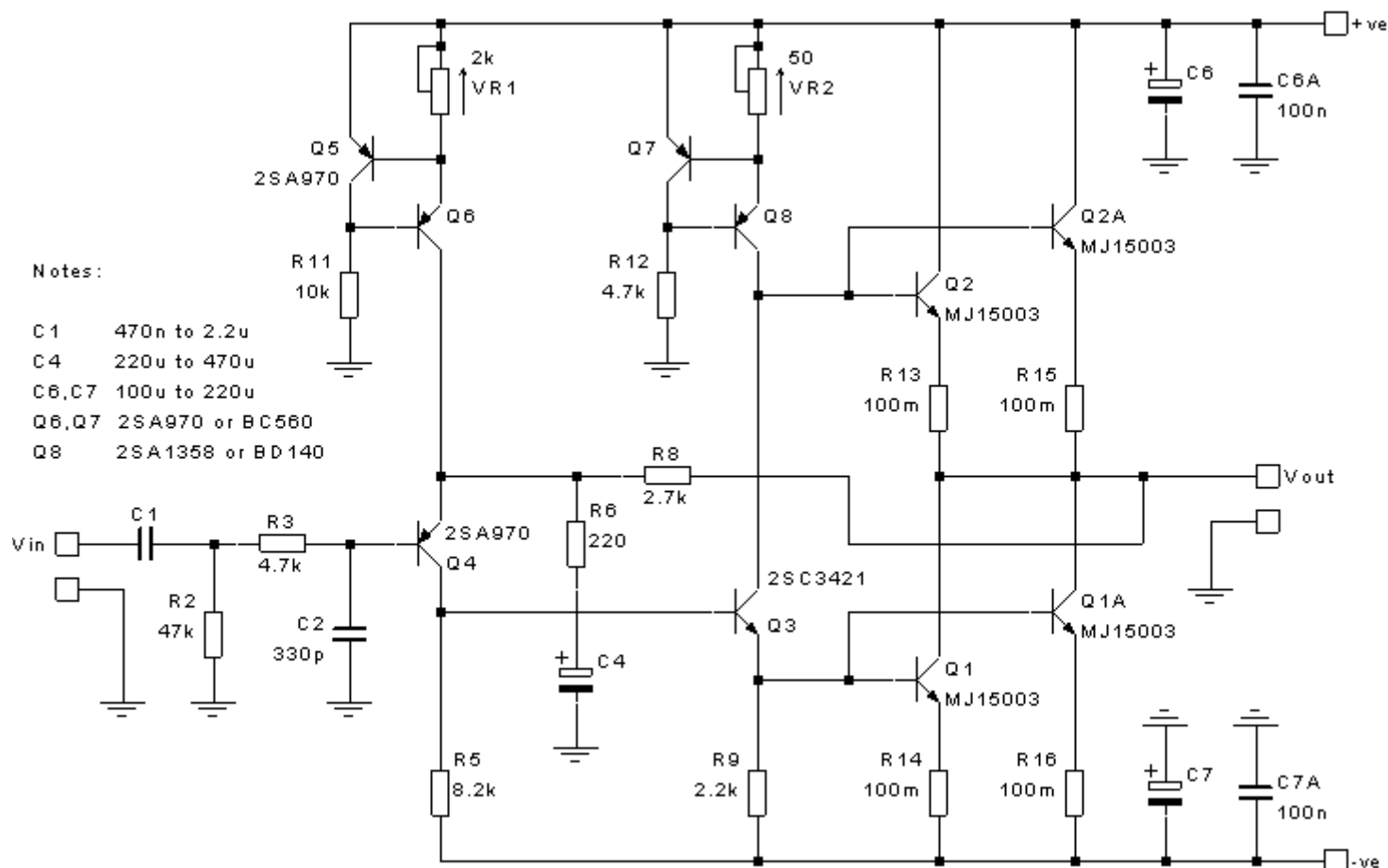


Рис 3 - Цепь более высокой мощности

При использовании с обычными громкоговорителями эта схема может выдавать более 40 Вт при условии, что напряжение шины питания и ток покоя выбраны в соответствии с определенным импедансом нагрузки. Напряжение на шине питания должно быть на пару вольт выше, чем размах пикового выходного напряжения, а общий ток покоя должен быть примерно в 0,7 раза больше максимального выходного тока. Мощность, рассеиваемая в каждом выходном транзисторе (напряжение на шине питания, умноженное на половину тока покоя), должна быть ограничена примерно от 40 до 45 Вт, если используются радиаторы приличного размера (от 0,6 до 0,8 градуса Цельсия / Вт на транзистор).

Пиковое напряжение и ток нагрузки могут быть рассчитаны исходя из требуемой мощности и импеданса динамика обычным способом, используя:

$$V_{pk} = \sqrt{2 * Pwr * Rload} \text{ и } I_{pk} = \sqrt{2 * Pwr / Rload}$$

Чтобы учесть изменения импеданса динамика, я бы посоветовал рассчитывать ток, используя номинального импеданса динамика, а напряжение, используя 1,5-кратное номинальное значение. Конечно, вы можете делать свои собственные предположения об изменениях импеданса громкоговорителей и соответственно рассчитывать необходимое напряжение шины питания и ток покоя. Судя по полученным мною отзывам, более высокие токи покоя, как правило, звучат лучше, поэтому вы можете захотеть изменить компромисс между напряжением и током соответственно (при сохранении рассеиваемой мощности на выходных транзисторах на безопасном уровне).

В следующей таблице указана максимальная выходная мощность при нагрузках 8, 6 и 4 Ом для некоторых стандартных вторичных напряжений трансформатора с учетом резистивной нагрузки и без учета изменений импеданса, упомянутых выше. Напряжения на шине питания предполагают регулируемое питание с соответствующим падением напряжения, а ток покоя рассчитывается либо из

максимальный ток на 4 Ом или, в случае вторичной обмотки 25 и 30 В, предел рассеиваемой мощности транзистора.

Вторичный Напряжение (Vrms)	Поставлять Железнодорожный Напряжение (В)	Покой Ток (А)	Мощность 8 Ом (Вт)	Мощность 6 Ом (Вт)	Мощность 4 Ом (Вт)
18	18	2,8	16	21 год	32
22	23	3,7	28 год	37	56
25	28 год	3,2	42	56	42
30	33	2,7	60	45	30

## JLH Class-A для Quad ESL57

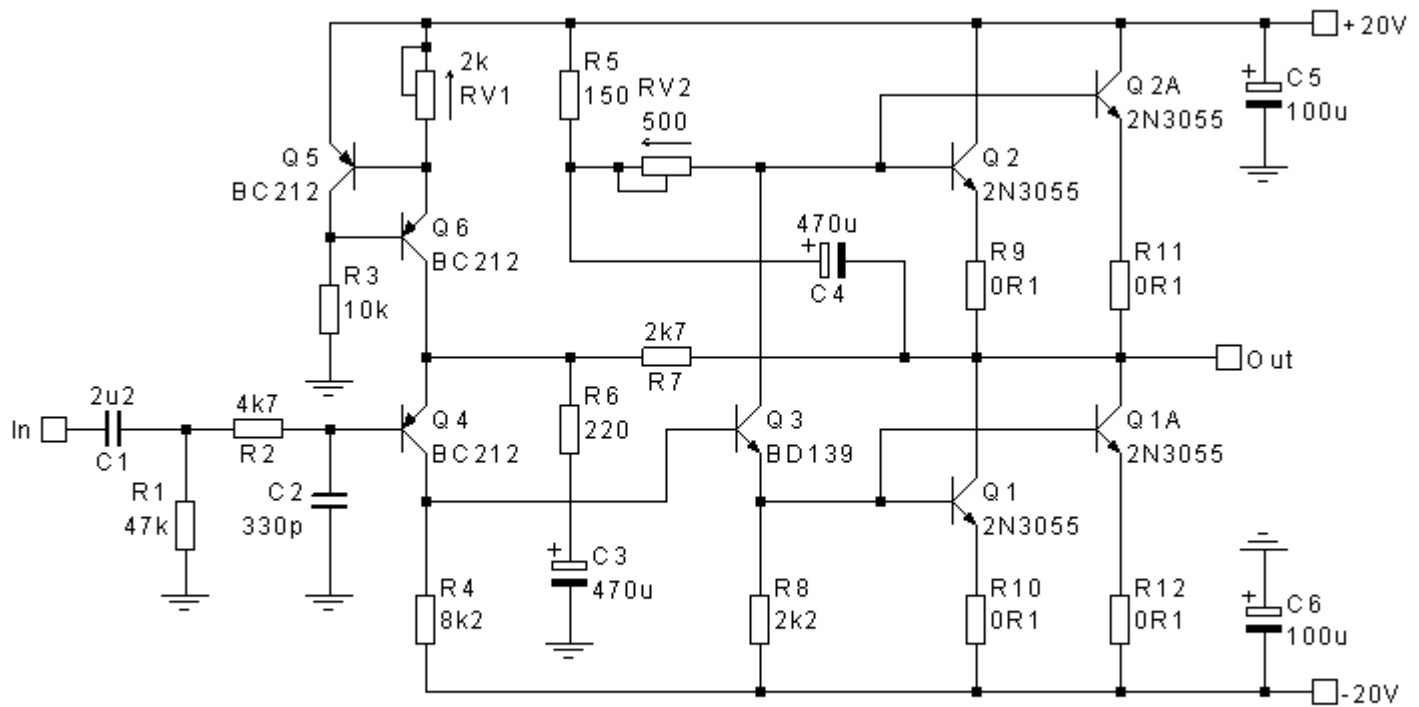
Кредиты: Оригинальный дизайн - Джон Линсли Худ  
Модификации схемы - Джефф Мосс  
Компоновка, печатные платы и конструкция - Ник Гиббс

Эта версия усилителя JLH Class-A является результатом серии электронных писем и обсуждений дизайна, кульминацией которых стало создание двух силовоточных усилителей, специально оптимизированных для работы с электростатическими динамиками Quad ESL57.

Несколько месяцев назад я получил электронное письмо от Ника Гиббса относительно его JLH 1969 года и возможного обновления до версии 1996 года с более высоким током покоя. JLH Ника 1969 года было около 16 лет, и он использовался почти ежедневно. У него была шина питания 27 В и ток покоя 1,2 А, и Ник использовал ее для управления своими Quad ESL57, поскольку ни его усилители Quad 405, ни JLH MOSFET не могли этого сделать без отключения схем защиты. Маленький 10-ваттный JLH хорошо работал с ESL57, хотя и с некоторым периодическим обрезанием более громких пассажей, и Ник чувствовал, что более мощная версия лучше всего удовлетворит его потребности.

ESL57 представляет собой сложную для управления нагрузку, поскольку она емкостная, а ее полное сопротивление падает до 2 Ом на частоте 15 кГц. Следовательно, требуется подача большого тока, но, чтобы компенсировать это, максимальное напряжение, которое должно быть приложено к ESL57, составляет всего 33 В (размах). Казалось, что JLH Class-A с пониженным напряжением питающей шины и более высоким током покоя будет идеальным вариантом.

После того, как мы обменялись несколькими (иногда длинными) электронными письмами, окончательный дизайн изменился. Это было нечто среднее между версиями 1969 и 1996 годов (надеюсь, с лучшими частями каждой из них). ☺ отключение  
Шины питания + / -20 В и ток покоя от 3,5 до 4 А. Схема показана на рисунке 1, но следует отметить, что Ник использовал выходные транзисторы MJ802 вместо 2N3055, поскольку эти устройства у него уже были в наличии.



Note - All electrolytic capacitors bypassed with a 100nF polypropylene capacitor (not shown for clarity)

Рис. 1 - Заключительная схема.

Как видно, схема представляет собой смесь двух оригинальных версий JLH с модификациями, позволяющими увеличить ток покоя. Параллельные пары выходных транзисторов использовались, чтобы поддерживать рассеяние в каждом устройстве на приемлемом уровне. Эмиттерные резисторы 0R1 включены для обеспечения равного распределения тока между каждым устройством. Контроль тока покоя - это стандартный метод начальной загрузки 1969 года, при котором C4 поддерживает постоянное напряжение на RV2 и, следовательно, постоянный ток на базах выходных транзисторов.

Был использован входной каскад версии 1996 года, но для управления смещением постоянного тока 7815 был заменен источником постоянного тока, чтобы избежать проблем нестабильности, которые возникали при работе 7815 при низком токе. Несколько номиналов конденсаторов были увеличены, чтобы изменить точку низкой частоты -3 дБ и уменьшить низкочастотные искажения. Во всем были использованы высококачественные компоненты.

Дополнение - 4 февраля 2002 г.

Обратите внимание: необходимо следить за тем, чтобы номиналы R5 и RV2 были адекватными. Ток через эти компоненты немного больше суммы токов базы выходного транзистора. Базовый ток выходного транзистора - это ток покоя коллектора выходного транзистора ( $I_c$ ), деленный на коэффициент усиления по току ( $H_{fe}$ ) устройства. Следовательно, ток через R5 и RV2 приблизительно равен  $4 \times I_c / H_{fe}$ , и его следует рассчитать для выбранного тока покоя выходного транзистора и типа выходного транзистора. В этой конструкции рекомендуется использовать выходные транзисторы с коэффициентом усиления 100 или более при токе рабочего коллектора, чтобы снизить требования к номинальной мощности для R5 и RV2.

Хотя получить постоянные резисторы с требуемой номинальной мощностью нетрудно, предустановленный потенциометр может быть более серьезной проблемой, поскольку более распространенные из них рассчитаны только на 0,5 Вт или 1 Вт, хотя доступны устройства с более высокими номиналами. Следует помнить, что номинальная мощность предустановки при подключении в качестве реостата пропорциональна длине используемой дорожки. Таким образом, требуемая номинальная мощность должна быть рассчитана на основе тока, протекающего через заданное и полное заданное значение сопротивления.

С выходными транзисторами с высоким коэффициентом усиления ( $> 100$ ) и током покоя 3 А устройства мощностью 1 Вт должно хватить для R5 и 2 Вт для RV2, при условии, что сопротивление RV2 не превышает 500 Ом. Если окажется, что необходимо большее значение RV2, лучше всего будет использовать постоянный резистор 2 Вт последовательно с RV2, чтобы избежать необходимости в предварительной установке более высокой номинальной мощности. (Обратите внимание, что исходное значение, показанное на рис. 1 для RV2, составляло 2 кОм. Это значение было изменено из соображений номинальной мощности).

Если RV2 необходимо установить ниже примерно 300 Ом из-за конкретной комбинации тока покоя и усиления транзистора, я предлагаю уменьшить R5 до 50–100 Ом, чтобы избежать необходимости увеличения размера конденсатора начальной загрузки C4.

Блок питания (по одному на каждый канал) показан на рис. 2. Это в основном стандартная схема LM338K, включенная в другом месте на этом сайте, с некоторыми изменениями / дополнениями конденсаторов.

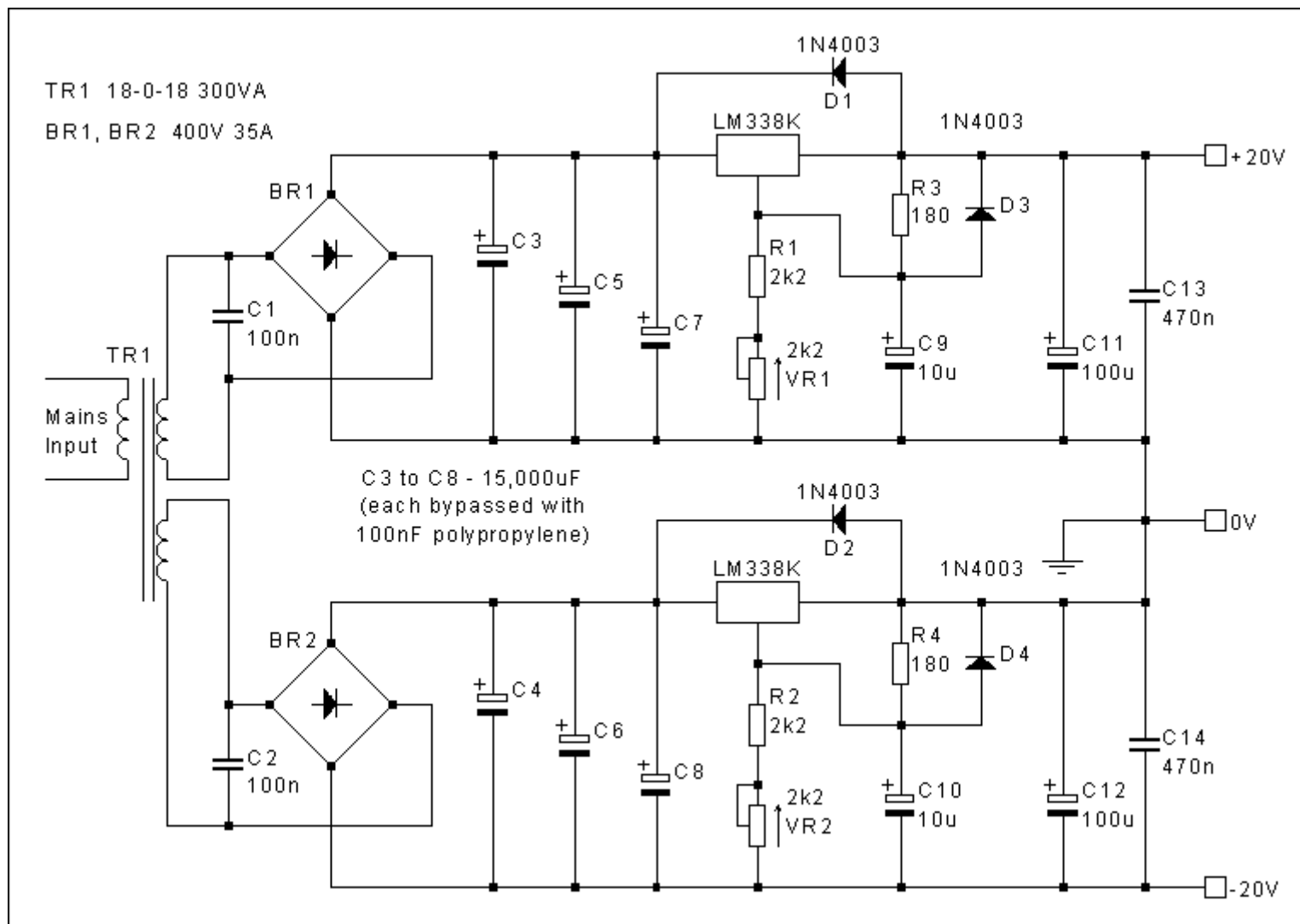


Рис.2 - Блок питания

Ник сначала установил ток покоя на 3,5 А, но после тестов на прослушивание обнаружил, что увеличение этого значения до 4 А дало заметное улучшение. Даже при  $I_q$ , равном 4 А, усилители охлаждаются из-за значительного радиатора (0,5 градуса Цельсия / Вт для каждого устройства вывода и каждого LM338K). Изменения тока покоя и смещения постоянного тока в зависимости от температуры минимальны, с  $I_q$  3,8 А и смещением постоянного тока менее 35 мВ при включении.

Что касается качества звука, то ниже кратко излагаются первоначальные комментарии Ника:

«Я только что потратил два часа на прослушивание ..... Я не могу поверить в улучшение по сравнению с моим старым JLN. Я получил шины на 20 В и  $I_q$  4 А. Возможно, вы понимаете, что в данный момент я чувствую себя немного эмоционально, поэтому я попытаюсь количественно оценить звук в точечной форме:

Женский вокал - невероятный, волосы на затылке встают дыбом.

Инструменты и певцы теперь выглядят как твердые трехмерные объекты, они имеют постоянную глубину, если в этом есть смысл?

Отсутствие размытия изображения или потери глубины в громкие моменты. Акустическая

гитара - настоящая!

Бас - хотя ESL на 3 дБ ниже на 55 Гц, все так хорошо определено, я бы сказал, что здесь мой старый JLN тоже был великолепен.

Я слышу больше шипения из исходного материала, хотя пока не могу придраться к высокому качеству воспроизведения, ESL очень показательны.

Я думаю, что больше, чем что-либо другое, это тот факт, что усилители НИКОГДА не путаются (?) (Увеличение Iq с 3,5 А до 4 А предотвратило небольшую путаницу / ограничение (восстановление) с тяжелыми периодами средней и верхней полосы на тех уровнях, которые я слушаю в). Постоянная твердость изображения, глубина и всегда замечательная детализация - вот что такое эти усилители, чертовски великолепно!

Я попробовал свой виски из Кемблтауна на празднике ..... »

И через несколько дней:

«Усилители становятся лучше, чем больше вы слушаете, настоящие инструменты и человеческий голос действительно превосходны и очень интересны, плюс, конечно же, сенсационное трехмерное изображение. Я бы хотел, чтобы вы их слышали.

Я медленно прорабатываю свою коллекцию компакт-дисков с новыми усилителями, и она становится еще лучше! »

И самые последние комментарии Ника:

«Комбинация Marantz CD17 MkII + новые усилители + ESL57 - первая система, которую я КОГДА-ЛИБО слышал, которая может отдать должное звуку фортепиано. Я слушал запись Венгерской рапсодии Листа «Deutsche Grammophon», немного шипя, но впервые, атака (? Не знаю, как это описать), первые экземпляры фортепианной ноты и все, что связано с этим, чтобы убедить вас, что вы слушаете пианино, есть. У меня есть друзья, которые играют на пианино, и поэтому я часто слушаю «настоящие вещи». Считаю эту способность новых усилителей очень важной. Я думал, что ESL дадут мне это практически с любым усилителем, но для этого потребовались новые усилители JLN. Вдобавок, понимание Кармен Бизе, снова на Deutsche Grammophon, является исключительным.

Увеличение размера электролитиков с 220 мкФ, как в моем оригинальном JLN, до 470 мкФ, очень заметно расширило басовый отклик.

Оригинальный JLN - великолепный усилитель, но с модификациями он стал выдающимся ».

## Платы

Ник любезно предоставил мне копию своей схемы печатной платы как для платы усилителя, так и для платы регулятора на случай, если они будут интересны другим конструкторам. Они воспроизводятся ниже в полном размере. Следует отметить, что плата усилителя предназначена для силовых резисторов серии Caddock MP930, на радиаторах, для R5, R9, R10, R11 и R12, а также что Ник использовал два последовательно соединенных резистора (100 Ом и 50 Ом) для R5 в качестве этих были более доступны (и дешевле). Схемы наложения компонентов также были включены после схем печатных плат.

Фактические размеры платы: Плата усилителя - 8,55 x 5,25 дюйма (217 x 133 мм).

Плата регулятора - 3,3 дюйма x 2,9 дюйма (84 мм x 74 мм)

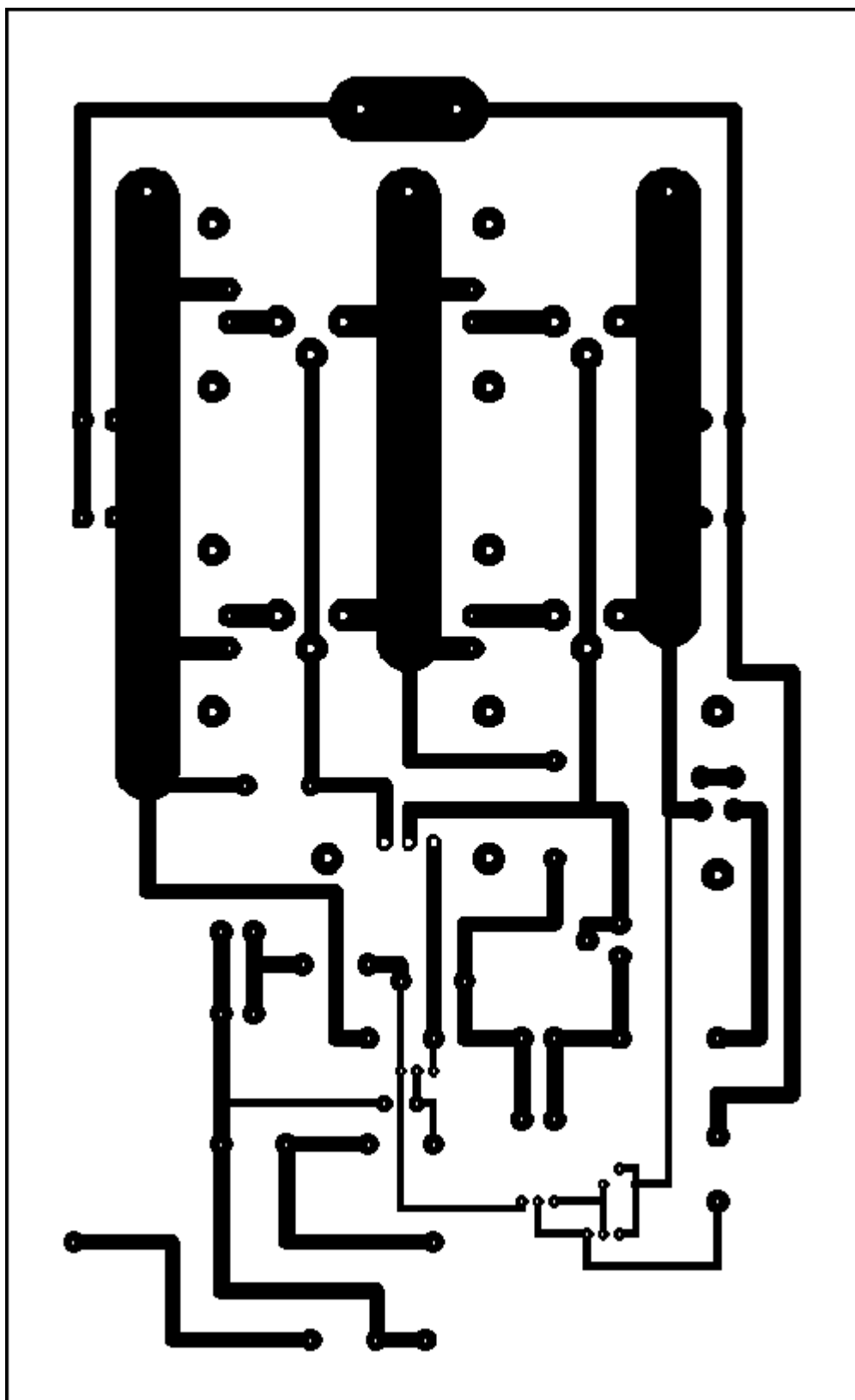


Рис.3 - Плата усилителя (вид со стороны меди)



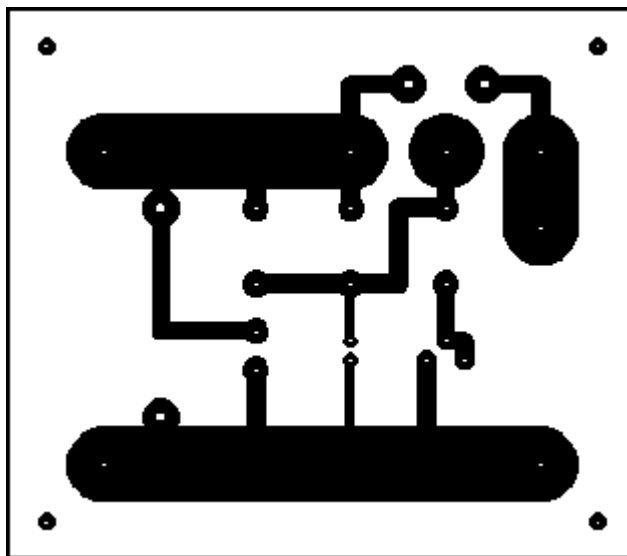


Рис.4 - Плата регулятора (вид со стороны меди)

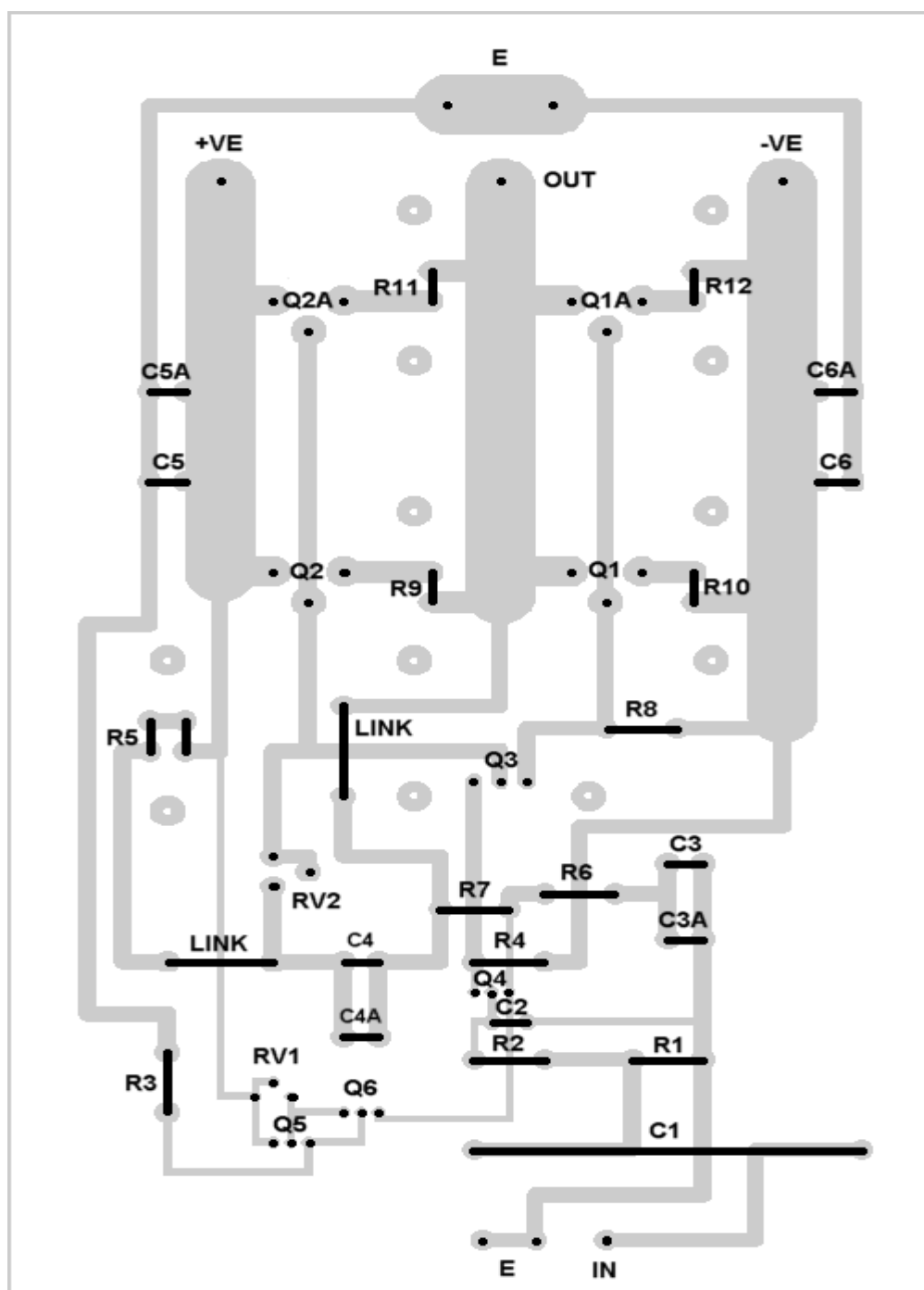


Рис.5 - Накладка на плату усилителя (вид со стороны компонентов)

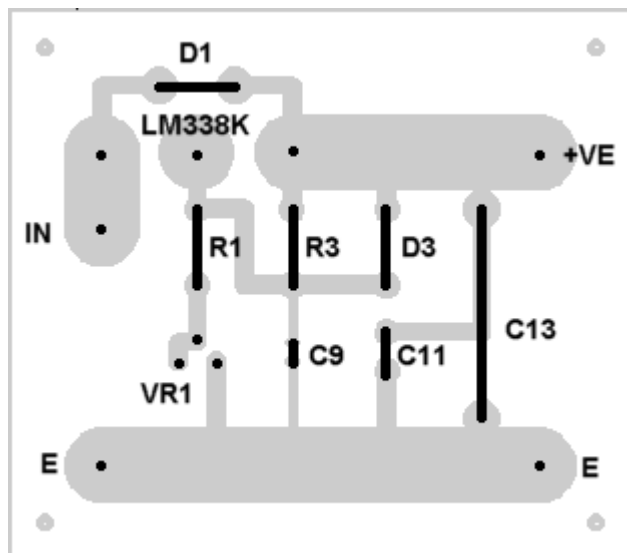


Рис.6 Накладка на плату регулятора (вид со стороны компонентов)

Ну наконец то, для тех из вас, кто интересуется результатами труда Ника:

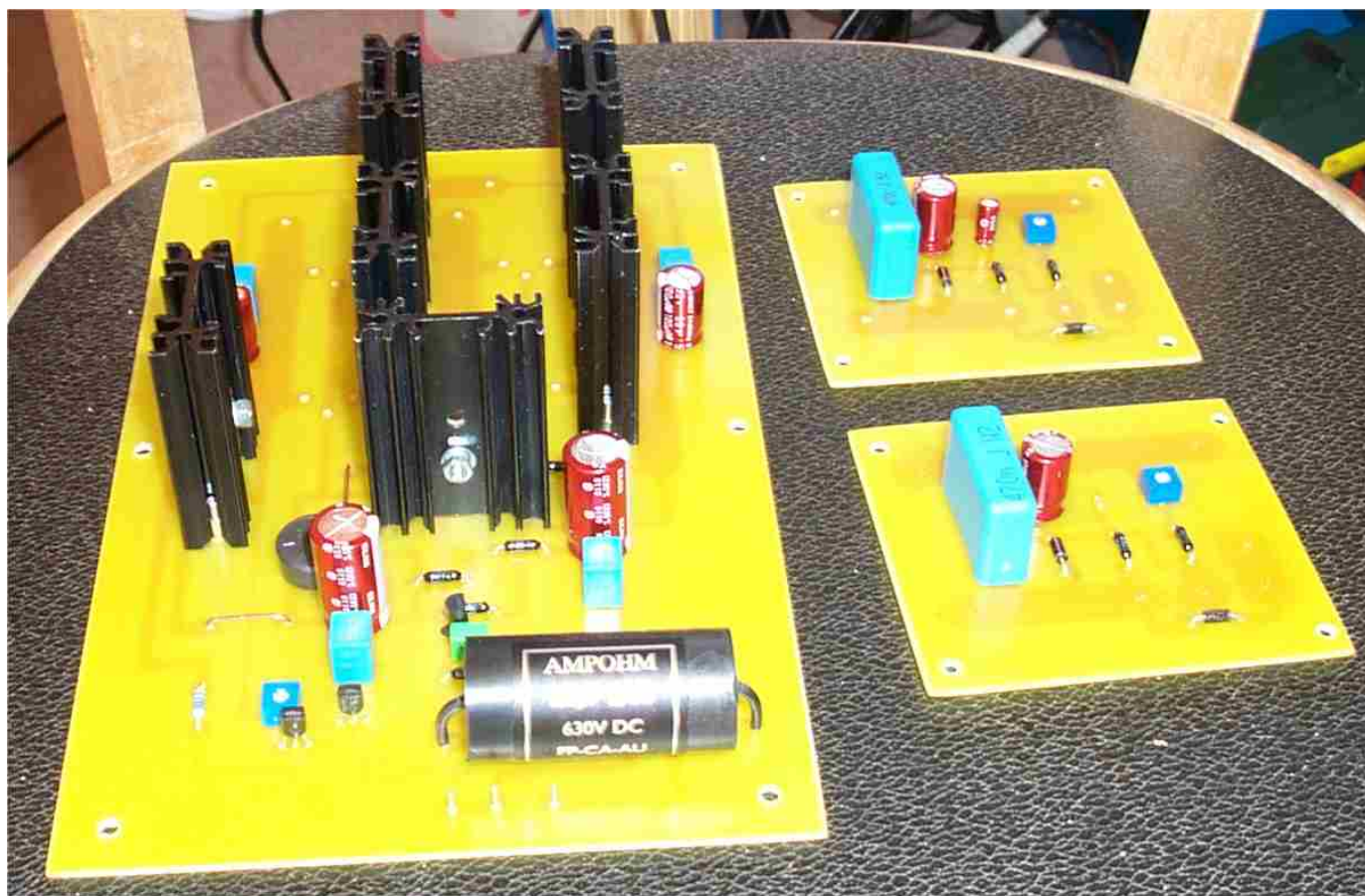


Фото. 1 - Печатные платы

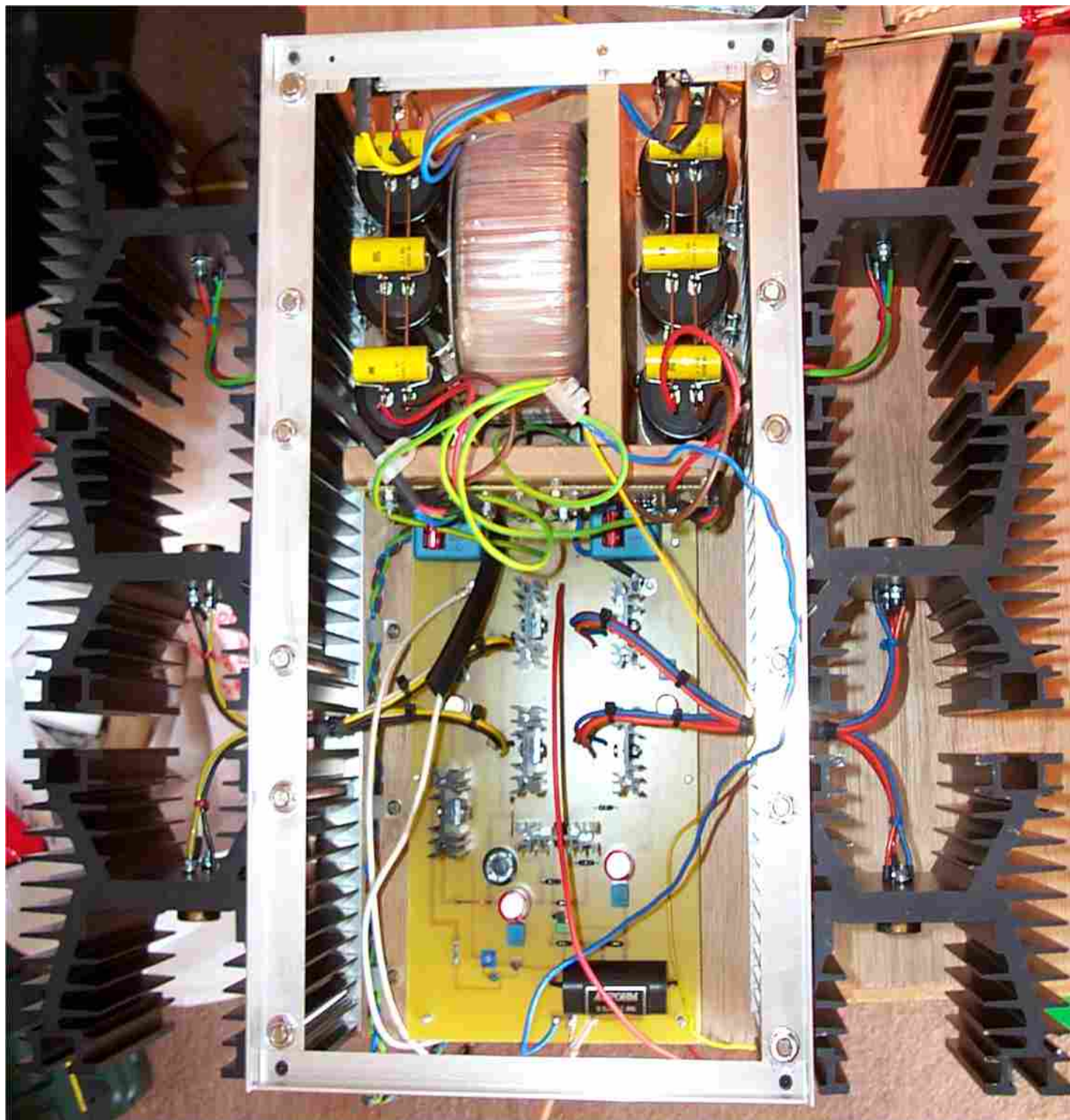


Фото. 2 - Близится к завершению, вид сверху



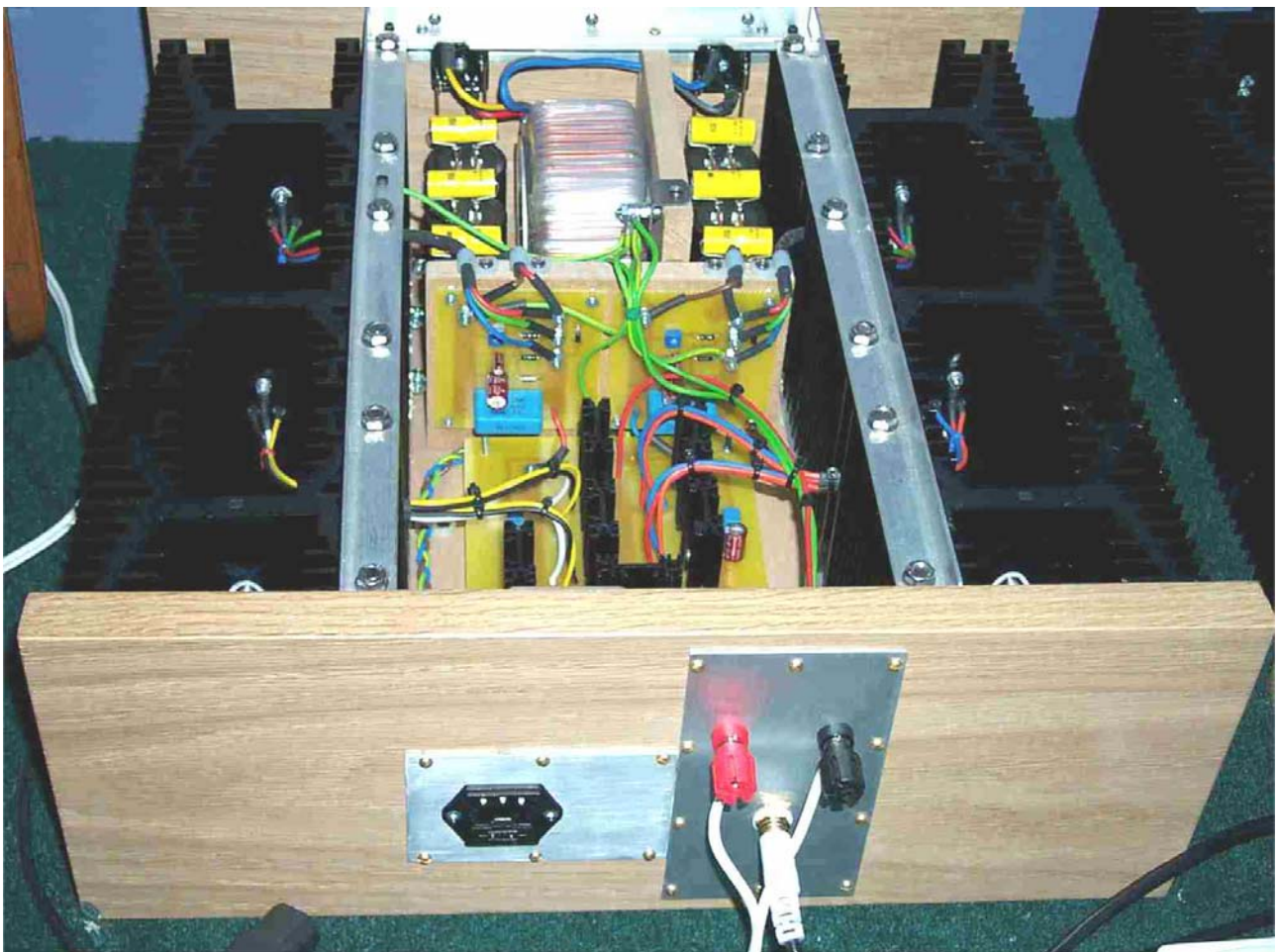


Фото. 3 - Готовый усилитель со снятой верхней крышкой

[\[Вернуться к индексу\]](#)

## Примечания к дизайну

### Примечания по конструкции усилителя JLH Class-A.

Версия 1996 года, использующая указанные транзисторы с шинами питания  $\pm 22$  В и током покоя 2 А, имеет приблизительную среднеквадратичную выходную мощность на резистивной нагрузке 10 Вт на 16 Ом, 20 Вт на 8 Ом, 15 Вт на 4 Ом и 10 Вт на 2 Ом.

Для минимального искажения Tr1 и Tr2 должны быть согласованной парой. Если это невозможно, в позиции Tr1 следует использовать устройство с более высоким коэффициентом усиления.

Устройства вывода с низким коэффициентом усиления, такие как 2N3055, следует использовать только с транзистором драйвера с высоким коэффициентом усиления, например 2N1711 или 2N3019 (или подходящей альтернативой - возможно, специально подобранным BD139).

Выходные транзисторы в идеале должны иметь  $f_t$  4 МГц или более, хотя многие усилители успешно использовались с устройствами на 3 МГц (или даже ниже). Для информации в даташите 2N3055 от ON-Semi цитируется  $f_t$  2,5 МГц, а у ST - 3 МГц (хотя другие производители 2N3055 указывают значение 0,8 МГц). Устройства питания TIP обычно имеют частоту 3 МГц.

Из-за большого рассеивания в выходных устройствах (около 45 Вт каждое для версии 1996 года) я предлагаю, чтобы любой предлагаемый выходной транзистор имел тепловое сопротивление (переход к корпусу) менее  $1^\circ \text{C} / \text{Вт}$ . В качестве альтернативы может использоваться параллельная пара (с эмиттерными резисторами 0R1). Инструкции по выбору размеров радиатора и установке транзистора см. В ['Радиаторы'](#) статья на ESP Audio Pages.

Чтобы минимизировать ток покоя и дрейф смещения постоянного тока из-за повышения температуры, резистор R10 (0R33) должен быть типа 7 Вт или 10 Вт или 3 x 1R0 3 Вт, подключенных параллельно. Резисторы должны стоять отдельно от печатной платы, чтобы обеспечить достаточную вентиляцию. По этой же причине у Tг5 должен быть адекватный радиатор. Исходя из опыта, я бы предложил минимум 10 ° C / Вт, хотя, вероятно, лучше было бы около 6 ° C / Вт. Если вместо MJE371 используется BD140, потребуется радиатор большего размера, поскольку его тепловое сопротивление (переход к корпусу) намного выше, чем у MJE371. При раскладке печатной платы старайтесь не приближать R10 и Tг5 к радиаторам выходных транзисторов.

Я должен подчеркнуть, что принципиальная схема (рис. 3) в исходной статье для версии 1996 года содержит ошибку. Отрицательный конец конденсатора обратной связи (C4) показан подключенным к шине питания –ve. Это приведет к чрезмерному гудению из-за пульсации напряжения шины питания, подаваемого в тракт обратной связи (эмиттер Tг4). Чтобы предотвратить эту проблему, отрицательный конец C4 должен быть подключен к точке 0 В (земля).

Значение входного конденсатора (C4 или C1) может быть полезно увеличить, чтобы понизить низкую частоту - точку 3 дБ и улучшить басовый отклик усилителя. Я предлагаю значение от 1 мкФ до

2,2 мкФ. В этом положении предпочтителен полипропиленовый конденсатор.

Значение блокирующего конденсатора в цепи обратной связи (C3 или C4) может быть полезно увеличить, чтобы уменьшить низкочастотные искажения усилителя. Подходят значения от 470 мкФ до 1000 мкФ. Руди ван Стратум пробовал значения до 1000 мкФ и обнаружил, что 470 мкФ звучат лучше всего в его модифицированной (сдвоенной) версии 1969 года.

Теоретически и при моделировании увеличение емкости конденсатора начальной загрузки (C1) в версии 1969 года до значений от 470 мкФ до 1000 мкФ снижает частоту, на которой начинают увеличиваться низкочастотные искажения из-за нелинейности источника тока, который управляет током. ток покоя выходного каскада. Руди также пробовал значения до 1000 мкФ в этой позиции. Вопреки ожиданиям, 1000 мкФ вызвали «утолщение» низких частот и потерю «воздушности» и «утонченности» высоких частот. Теперь он обнаружил, что 470 мкФ дает наилучшие результаты.

Ранее я предлагал обойти все электролитические конденсаторы полипропиленовым конденсатором емкостью 100 нФ (параллельно с электролитическим). Это может не иметь слышимого эффекта, но обеспечивает низкий esr на высоких частотах. Руди сообщил, что, когда он пытался подключить конденсаторы параллельно, качество звука ухудшилось по сравнению с одиночным конденсатором. Его точные комментарии были:

«Около 10 лет назад это было для меня стандартной практикой, я везде использовал небольшой пленочный колпачок, чтобы улучшить поведение на высоких частотах. Но теперь я считаю, что для хорошего дизайна такие вещи не нужны, лучшие усилители, которые я слышал, не используют таких вещей. И не раз этот обход приводил к резким краям звука. Как-то кажется, что можно услышать два разных конденсатора. Сравните это с разницей между хорошим широкополосным (широкополосным) динамиком и двусторонней системой: вы всегда слышите два устройства. Некоторая часть естественной интеграции ушла ».

Поскольку другие статьи, которые я прочитал, похоже, приходят к противоположному выводу, я буду непредвзято относиться к этому вопросу.

Недавно я получил два сообщения о проблеме с колебаниями регулятора напряжения 7815 в конструкции 1996 года. Есть несколько способов лечения этой проблемы. Один из них - заменить 7815 (и C3, RV1 и R1) регулируемым источником постоянного тока (развязанным сопротивлением, полевым транзистором, светодиодом / транзистором или двухтранзисторной схемой). Источнику тока потребуется регулируемый выход в диапазоне от 0,4 до 0,5 мА. Второе решение - повысить стабильность 7815 за счет увеличения выходного конденсатора (C3) до 22–100 мкФ. Кроме того, может оказаться целесообразным добавить резистор на выходе 7815 к земле, чтобы обеспечить минимальный выходной ток. Значение от 3к до 4к7 должно быть подходящим. Ни в одной из таблиц данных 7815, которые мне удалось найти, не указан минимальный выходной ток, но регулируемые регуляторы, такие как LM317, требуют минимального тока около 3,5 мА. По опыту одного конструктора, 78L15 кажется более подверженным колебаниям, чем стандартный 7815, поэтому, даже если текущая потребляемая мощность меньше

0,5 мА (или 1 мА, если один регулятор используется для питания обоих каналов, как на исходной схеме), я предлагаю использовать последний.

При использовании оригинального (1969 г.) устройства самозагрузки для управления током покоя необходимо следить за тем, чтобы R1 / R2 (1969, статья Рис. 3) или R1 / RV1 (1996, статья Рис. 1) имели соответствующие характеристики. Ток через эти компоненты немного больше суммы токов базы выходного транзистора. Базовый ток выходного транзистора - это ток покоя выходного каскада ( $I_q$ ), деленный на коэффициент усиления по току ( $H_{fe}$ ) выходных устройств. Следовательно, ток через R1 / R2 или R1 / RV1 приблизительно равен  $2 \times I_q / H_{fe}$ .

Если используются значения тока / резистора из таблицы 1 (статья 1969 г.) и выходные транзисторы с коэффициентом усиления по току 100 или более, номинальная мощность резистора, показанная на рис. 3 (статья 1969 г.), является адекватной. Если установлены выходные устройства с низким коэффициентом усиления (около 50), номинальная мощность резистора должна быть увеличена примерно вдвое, чем показано на рисунке 3. Для других номиналов резистора или токов покоя требуемая номинальная мощность R1 / R2 или R1 / RV1 должна быть рассчитана.

Хотя получить постоянные резисторы с требуемой номинальной мощностью не составит труда, предустановленный потенциометр может быть более серьезной проблемой, поскольку более распространенные из них рассчитаны только на 0,5 Вт или 1 Вт, хотя доступны устройства с более высокими номиналами. Следует помнить, что номинальная мощность пресета, используемого в качестве реостата, пропорциональна длине используемой дорожки. Следовательно, необходимо определять номинальную мощность по току, протекающему через предустановку, и ее общему значению сопротивления. Может потребоваться использовать постоянный резистор последовательно с предустановленным меньшим значением, чтобы сформировать RV1, чтобы не выходить за пределы предустановки мощности.

Для тех, кто предпочитает большую простоту версии 1969 года, но желает избежать использования выходного конденсатора (C2), схема может быть изменена для работы от двух шин питания. На рисунках 1 и 2 показаны два метода достижения этого. Следует подчеркнуть, что вариант 1 еще предстоит проверить на практике (насколько мне известно), но вариант 2 был успешно реализован по крайней мере одним конструктором.

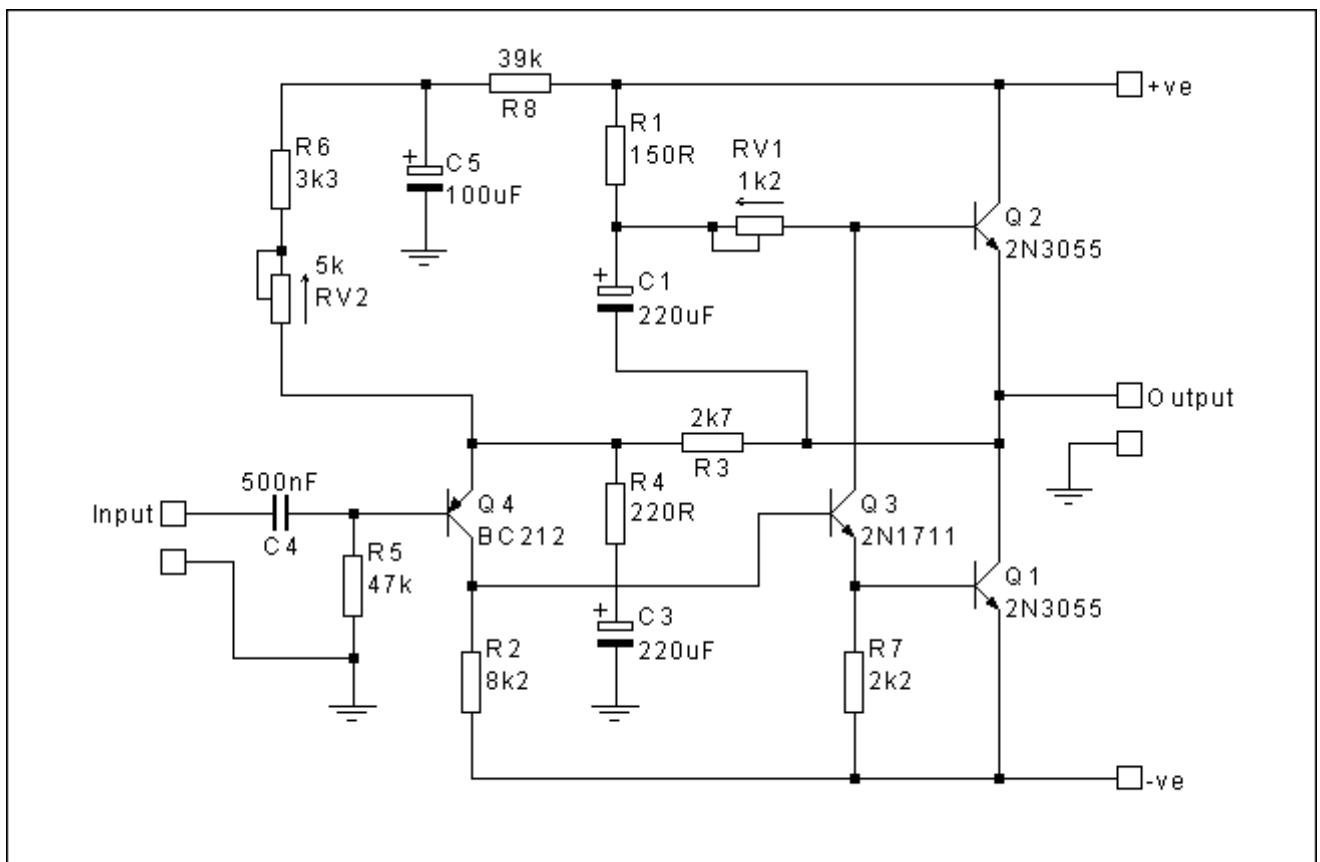


Рис. 1. Конструкция 1969 года с двумя рельсами питания (вариант 1)

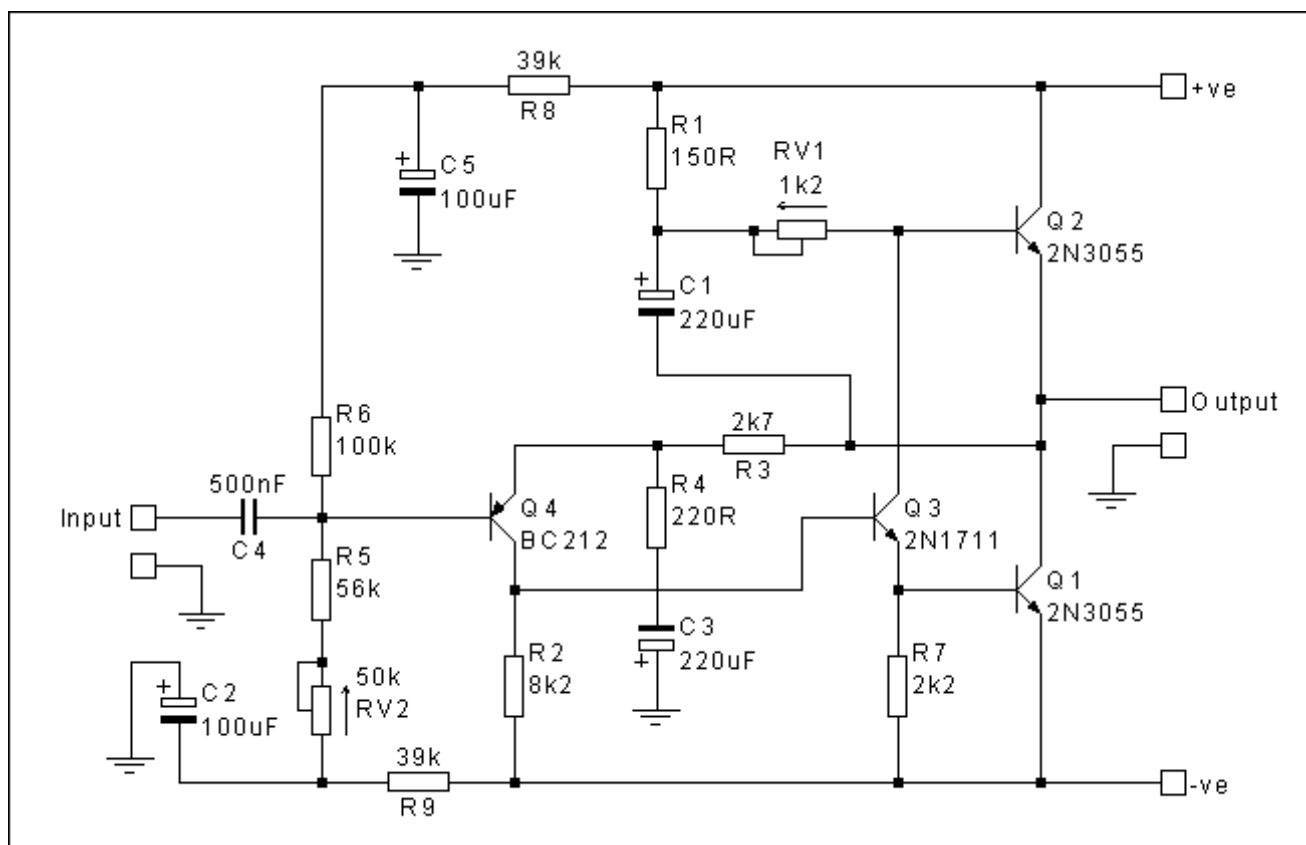


Рис. 2. Конструкция 1969 года с двумя рельсами питания (вариант 2)

Для получения дополнительной информации о конструкции, относящейся к этому типу усилителя, см. [Проект 36](#) на ESP Audio Pages. Усилитель в этом проекте очень похож на версию JLN 1969 (основное отличие заключается в добавлении транзистора в схему управления током покоя), и Род Эллиотт дает хорошее объяснение того, как он определил, что это оптимальная топология для простого твердотельный усилитель класса А.

[\[Вернуться к индексу\]](#)

**ИСТОРИЯ:** Страница создана 01.05.2001

05.10.2001 Добавлена ссылка на страницу смещения тока покоя и постоянного тока. 16.05.2001

Перерисованы диаграммы.

06.05.2001 Полярность C3 на Рисунке 2 исправлена.

08.05.2001 Пересмотрены примечания к конденсаторам и добавлены примечания к осцилляциям 7815 31.01.2002

Добавлены примечания к номинальной мощности начального резистора 1969 г. 27.11.2002 Удалены параграфы

сервопривода смещения постоянного тока

## Заменители транзисторов

Полупроводники, использованные в исходной схеме 1969 года, естественно, больше не доступны, и даже некоторые из тех, что показаны в статье с обновленной версией 1996 года, может быть трудно найти в некоторых местах. Следующий список заменителей был подготовлен, чтобы помочь тем, кто испытывает трудности с поиском указанных устройств. Я также включил детали рабочего напряжения, тока и рассеиваемой мощности для каждого транзистора при использовании в схеме 1996 года, чтобы можно было рассмотреть другие альтернативные устройства.

Устройство	Оригинальное устройство 1969 г.	Оригинальное устройство 1996 г.	Запасные
Tr1 / Tr2	MJ480 / MJ481	2N3055	2N3055 / 2 шт. TIP3055

Tr3	2N697 / 2N1613	2N1711	2N3019 / BD139
Tr4	2N3906	BC212	BC559 / BC560
Tr5	Никто	MJE371	BD140

Таблица 1. Стандартные или предпочтительные заменители транзисторов.

Примечания к таблице 1:

2N3055 должен быть эпитаксиально-базовым типом с высоким  $f_T$  (предпочтительно 4 МГц) 2 x TIP3055

представляют собой параллельную пару с эмиттерными резисторами 0R1.

BD139 предпочтительно должен быть выбран с высоким коэффициентом усиления, чтобы минимизировать искажения. Если возможно, используйте BD139-16 (устройство с более высоким коэффициентом усиления от производителя).

Использование более современных «звуковых» мощных транзисторов с большим произведением коэффициента усиления по току ( $f_T$ ), такие как 2SC5200, 2SC3281 и MJL3281A, в настоящее время не рекомендуется. > 30 МГц  $f_T$  этих устройств приводит к тому, что коэффициент усиления разомкнутого контура остается выше единицы, когда фазовый сдвиг через усилитель достигает 180°. Это приводит к нестабильности и колебаниям, что требует дополнительной компенсации, такой как конденсатор с доминирующим полюсом. В такой простой схеме, как эта, наличие компенсирующего конденсатора может значительно увеличить уровни искажений, если не будут внесены другие изменения схемы (что, возможно, нарушает цель этой простой конструкции). Тем не менее, я буду исследовать различные возможные варианты решения проблем нестабильности, так как мне бы очень хотелось попробовать высоколинейное устройство MJL3281A.

Я получил отзывы от одного конструктора, Тима Эндрю, который пробовал альтернативные выходные транзисторы в своей версии JLN 1996 года. MJL3281A давал отчетливо слышимые колебания. MJ21194 дал заметное улучшение качества звука, но представил низкочастотный гул, причину которого еще предстоит определить. MJ15003 дал значительное улучшение качества звука, аналогично MJ21194, но без побочных эффектов. По мнению Тима, по сравнению с 2N3055, басы более жесткие и быстрые, а верхние частоты менее «блестящие». В последующем электронном письме о MJ15003 Тим продолжил:

«Это нехорошо, мне просто пришлось снова написать вам электронное письмо, чтобы сказать, насколько хороши эти транзисторы. Записи, которые раньше были жесткими и яркими, теперь великолепны с кристальной чистотой, в то время как записи, которые были скучными, теперь оживают с новым ощущением яркости. Кажется, они особенно хорошо сочетаются с резисторами из танталовой пленки, которые я только что установил. Я знаю, что вы планируете в какой-то момент перейти на широкополосные динамики, но я бы серьезно рекомендовал вместо этого попробовать эти транзисторы с крышками из бумаги в масле, предпочтительно с медной фольгой на входе. Audio Note представляет большие 50-вольтовые P-in-Os для кроссоверов. Если вы попробуете и их, я бы сказал, что вы действительно будете очень счастливы. Кажется, люди просто не понимают, чего им не хватает с этими P-in-Os. У них полное отсутствие твердости, которую нужно услышать, чтобы поверить. У меня твитеры с металлическими куполами, люди говорят, что они им не нравятся, потому что они звучат металлически, но здесь они обладают плавностью и ясностью, которые трудно описать. В любом случае, еще раз спасибо за предложение этих транзисторов, они - большой шаг вперед по сравнению с 2N3055, и я бы не стал возвращаться сейчас».

После успешного испытания Тимом MJ15003 другой конструктор, Джейсон Воу, попробовал замену и прислал мне следующие отзывы:

«Я только что заменил 2N3055 на MJ15003. Это был прямой обмен. Мне особо не пришлось ничего настраивать, это было

в основном обмен один на один. У меня было много MJ15003 для сборки усилителя выщелачивания.

У меня такое впечатление, что MJ15003 ОПРЕДЕЛЕННО лучше !! У меня мурашки по коже. :) Звучало так реально. Более плавные высокие и средние частоты (я не буду комментировать басы, поскольку использую сабвуфер). Он еще больше улучшил и без того превосходный звуковой усилитель! Думаю, я больше не буду использовать эти транзисторы для усилителя Leach Amp!

MJ15003 дороже 2N3055, но ненамного. Может, доллар или два больше. Отныне, если есть проект усилителя с 2N3055, я буду использовать MJ15003!



Как здорово. Мой усилитель поет именно в этот момент, он звучит намного лучше ».

Также было доказано, что MJ802 работает вместо почтенного 2N3055, см. ['A JLH Class-A для Quad ESL57'](#)

Если требуются альтернативные силовые транзисторы, они должны быть выбраны в соответствии с требованиями таблицы 2 и должны иметь  $f_t$  около 4 МГц. Предпочтительны устройства с низким тепловым сопротивлением переходного корпуса.

Я пока не нашел общедоступной альтернативы 2N1711 (Tr3), кроме (выбранной) BD139. 2N1711 и 2N3019 предпочтительнее (если можно найти один или другой) перед BD139 из-за их более высокого усиления.

Другие заменители Tr4 включают, среди прочего, BC212L, BC556, BC557 и 2SA872. Предпочтительны устройства с низким уровнем шума, такие как BC559, BC560 и 2SA872.

Обратите внимание, что заменяющие устройства, указанные выше, не обязательно имеют тот же стиль корпуса или расположение выводов, что и оригинальные устройства. Для определения соответствующих различий следует обращаться к таблицам данных производителя.

Следующая таблица может быть использована для выбора других подходящих транзисторов. В таблице показаны пиковые значения (полученные из моделирования) напряжения, тока и мощности в каждом транзисторе для конструкции 1996 года с шинами питания +/- 22 В и током покоя 2 А. Моделирование проводилось с использованием Резистивные нагрузки 4, 8 и 16 Ом и значения полной нагрузки были проверены с напряжением источника, установленным для получения максимального (без ограничения) выходного сигнала, и с частотами источника как 50 Гц, так и 1 кГц. Максимальные значения, полученные при моделировании, включены в Таблицу 2. Обратите внимание, что максимальные значения для конструкции 1969 года будут ниже, так как выходная мощность будет меньше при соблюдении оригинального изделия. При выборе альтернативных устройств необходимо учитывать запас прочности. Я предлагаю как минимум умножить напряжение и ток в 1,5 раза, а мощность - в 1 раз.

2.

Устройство	Напряжение (Vce)	Текущий (IC)	Средний Мощность	Максимум Мощность
Tr1	40В	3.1А	45 Вт	49 Вт
Tr2	40В	2,7 А	43 Вт	56 Вт
Tr3	40В	47 мА	475 мВт	575 мВт
Tr4	23В	0,41 мА	6 мВт	8 мВт
Tr5	39В	50 мА	985 мВт	2 Вт

Таблица 2. Максимальное напряжение, ток и мощность для транзисторов конструкции 1996 года.

Прежде чем я получу какие-либо вопросы, обратите внимание, что максимальная мощность под нагрузкой не совпадает с максимальным напряжением или максимальным током, поэтому цифры мощности не могут быть получены путем умножения столбцов 2 и 3.

[\[Вернуться к индексу\]](#)

**ИСТОРИЯ:** Страница создана 01.05.2001 22.05.2001

Добавлен 2N3019

27.05.2001 Добавлена ссылка на BD139-16.

09.09.2001 Добавлено предупреждение относительно мощных выходных транзисторов. 07.11.2001

Добавлены примечания относительно MJ15003 и MJ802.

## Напряжение постоянного тока

Следующие таблицы напряжений постоянного тока предназначены для помощи в первоначальном тестировании и при поиске неисправностей, которые могут потребоваться. Они были подготовлены на основе моделирования версий 1969 и 1996 годов. Версия 1969 года была смоделирована с напряжением питающей шины 27 В и током покоя 1,2 А, а версия 1996 года - с питающей шиной +/- 22 В и током покоя 2 А.

Последние три столбца в таблицах были включены, чтобы можно было рассчитать узловые напряжения постоянного тока при других напряжениях питающей шины.  $V_s$  - это напряжение на шине питания (значение одиночной шины для двухканальных источников питания),  $V_{be}$  - это потенциал база-эмиттер для транзистора (обычно 0,7 В), а  $I_q$  - ток покоя.

Версия 1969 г.

Устройство	Эмиттер	Основание	Коллектор	Эмиттер	Основание	Коллектор
Tr1	0 В	0,7 В	13,5 В	0	$V_{be}$	$V_s / 2$
Tr2	13,5 В	14,2 В	27,0 В	$V_s / 2$	$(V_s / 2) + V_{be}$	Против
Tr3	0,7 В	1,4 В	14,3 В	$V_{be}$	$2 \cdot V_{be}$	$(V_s / 2) + V_{be}$
Tr4	12,9 В	12,3 В	1,4 В	$(V_s / 2) - V_{be}$	$(V_s / 2) - 2 \cdot V_{be}$	$2 \cdot V_{be}$

Версия 1996 г.

Устройство	Эмиттер	Основание	Коллектор	Эмиттер	Основание	Коллектор
Tr1	- 22В	- 21,3 В	0 В	-Против	- $V_s + V_{be}$	0
Tr2	0 В	0,7 В	21,3 В	0	$V_{be}$	Против - $(I_q / 3)$
Tr3	- 21,3 В	- 20,5 В	0,7 В	- $V_s + V_{be}$	- Против + $2 \cdot V_{be}$	$V_{be}$
Tr4	0,7 В	0,1 В	- 20,5 В	$V_{be}$	0,1	-Против $2 \cdot V_{be}$
Tr5	21,3 В	20,7 В	0,7 В	$V_s - (I_q / 3)$	Против - $(I_q / 3) - V_{be}$	$V_{be}$

[\[Вернуться к индексу\]](#)

## Напряжение постоянного тока

Следующие таблицы напряжений постоянного тока предназначены для помощи в первоначальном тестировании и при поиске неисправностей, которые могут потребоваться. Они были подготовлены на основе моделирования версий 1969 и 1996 годов. Версия 1969 года была смоделирована с напряжением питающей шины 27 В и током покоя 1,2 А, а версия 1996 года - с питающей шиной +/- 22 В и током покоя 2 А.

Последние три столбца в таблицах были включены, чтобы можно было рассчитать узловые напряжения постоянного тока при других напряжениях питающей шины.  $V_s$  - это напряжение на шине питания (значение одиночной шины для двухканальных источников питания),  $V_{be}$  - это потенциал база-эмиттер для транзистора (обычно 0,7 В), а  $I_q$  - ток покоя.

Версия 1969 г.

Устройство	Эмиттер	Основание	Коллектор	Эмиттер	Основание	Коллектор
Tr1	0 В	0,7 В	13,5 В	0	$V_{be}$	$V_s / 2$
Tr2	13,5 В	14,2 В	27,0 В	$V_s / 2$	$(V_s / 2) + V_{be}$	Против
Tr3	0,7 В	1,4 В	14,3 В	$V_{be}$	$2 \cdot V_{be}$	$(V_s / 2) + V_{be}$
Tr4	12,9 В	12,3 В	1,4 В	$(V_s / 2) - V_{be}$	$(V_s / 2) - 2 \cdot V_{be}$	$2 \cdot V_{be}$

Версия 1996 г.

Устройство	Эмиттер	Основание	Коллектор	Эмиттер	Основание	Коллектор
Tr1	- 22В	- 21,3 В	0 В	-Против	- $V_s + V_{be}$	0
Tr2	0 В	0,7 В	21,3 В	0	$V_{be}$	Против - $(I_q / 3)$
Tr3	- 21,3 В	- 20,5 В	0,7 В	- $V_s + V_{be}$	- Против + $2 \cdot V_{be}$	$V_{be}$
Tr4	0,7 В	0,1 В	- 20,5 В	$V_{be}$	0,1	-Против $2 \cdot V_{be}$
Tr5	21,3 В	20,7 В	0,7 В	$V_s - (I_q / 3)$	Против - $(I_q / 3) - V_{be}$	$V_{be}$

[\[Вернуться к индексу\]](#)

## Заземление

Правильное заземление необходимо для сведения к минимуму вероятности попадания шума в сигнальные линии и уменьшения вероятности появления шума, создаваемого контурами заземления. На схеме ниже показаны предлагаемые мной схемы заземления.

В целях безопасности заземление сети / шасси должно быть подключено к усилителю. Это соединение не должно выполняться на центральном ответвлении трансформатора или заземлении резервуара (точка А на схеме), поскольку на напряжение в этой точке будут влиять импульсы заряда конденсатора большой мощности. Подключение в этой точке вызовет сильный гул контура заземления, когда вход усилителя подключен к оборудованию-источнику, имеющему собственное заземление.

Подключение заземления сети к точке звезды (точка С на схеме) лучше, но это все равно может вызывать слышимый гул из-за сопротивления соединения между входом и точкой звезды, так как это соединение по-прежнему будет иметь любое заземление. -контурные токи. Лучше всего подключить заземление к корпусу, а затем к входной розетке, как показано на схеме. Это сведет к минимуму возможность появления шума из-за контуров заземления.

Конденсаторы развязки шины питания и другие части схемы, не передающие сигнал, должны иметь отдельный путь заземления к точке заземления резервуара, чтобы избежать попадания шума в землю сигнала. Аналогичным образом, возврат заземления от компонентов в умножителе емкости или регуляторе напряжения (если используется) должен иметь отдельные пути обратно к земле резервуара.

Следует приложить все усилия, чтобы поддерживать одинаковый потенциал входной земли и земли обратной связи, поскольку любая разница между ними будет появляться на выходе усилителя.

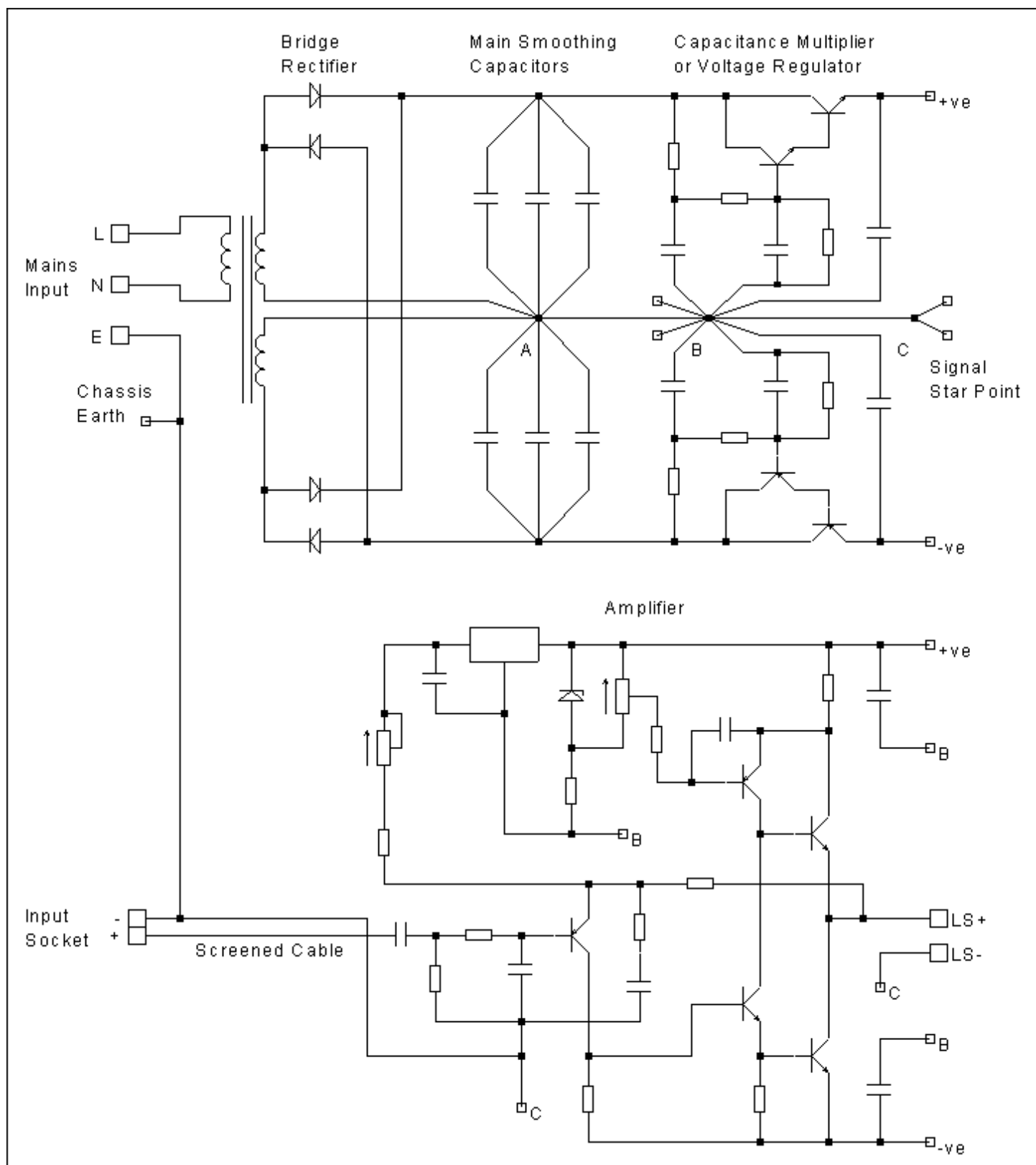
В идеале точки «А» и «В» на схеме должны находиться в одном и том же физическом местоположении (например, на большой полосе заземления). Однако это не всегда практично, если используется умножитель емкости или регулятор напряжения, и поэтому показаны две отдельные точки. Если используется простой выпрямительный / конденсаторный источник питания, развязывающие конденсаторы шины питания и т. Д. Должны быть возвращены в точку «А».

Сигнальная точка звезды должна быть соединена с землей резервуара с помощью короткого толстого соединения. Ни при каких обстоятельствах заземление резервуара не должно использоваться в качестве сигнальной точки звезды из-за сильных импульсов заряда конденсатора, присутствующих в этой части цепи.

Также обратите внимание, что выход выпрямителей должен быть подключен непосредственно к сглаживающим конденсаторам, а затем выход постоянного тока, взятый из той же точки, к умножителю емкости, регулятору напряжения или усилителю. Ни при каких обстоятельствах не следует «отводить» конденсаторы, так как это вызовет резкие импульсы на шине питания и вызовет усиление шума.

Также обратите внимание, что переключение сети, предохранители переменного тока, предохранители постоянного тока и выходные предохранители не показаны на схеме. Это не означает, что эти основные требования безопасности не нужны. Схема предназначена исключительно для показа предпочтительной схемы заземления, а не всей цепи.

Хотя я показал схему версии 1996 года с двухканальным блоком питания, те же принципы применимы к версии 1969 года с одной шиной питания.



Для получения дополнительных указаний по заземлению и компоновке печатной платы в целом я рекомендую Дуг Селф «Справочник по проектированию усилителей мощности звука» (2-е издание). В главе 13 содержится много полезной информации по этим темам (и остальную часть книги тоже стоит прочитать). Дополнительную информацию также можно найти в разделе '[Заземление](#)' статья на ESP Audio Pages.

[\[Вернуться к индексу\]](#)

## Комментарии конструкторов - Качество звука

Эта страница содержит комментарии, полученные от других конструкторов относительно качества звука усилителя JLH Class-A. Хотя цитаты являются выдержками из электронных писем, я надеюсь, что их все еще можно будет прочитать в контексте. Я сознательно исключил свои собственные комментарии, поскольку я более чем предвзят (должен быть, иначе я бы не потратил время, необходимое для создания этого сайта ☺). Если вы хотите, чтобы ваше мнение о качестве звука JLH (хорошее или плохое) было добавлено на эту страницу, пожалуйста,

[электронное письмо](#) мне.

---

**От Руди ван Стратума, Голландия** - Модифицированная версия JLH 1969 (двойные шины питания, без выходного конденсатора)

Теперь звук мне по вкусу, действительно очень хороший, сравнимый с несколькими хорошими ламповыми усилителями, которые есть в моем распоряжении.

Звучит лучше, открытее, воздушнее, насыщеннее басы и т. Д., Чем моя старая и проверенная версия с C-coupled.

Я внимательно выслушал различия между Hiraга и модифицированным JLH 69. Конечно, это не должно быть окончательным суждением, так что .....

Для начала: эти два усилителя очень хороши с точки зрения транзисторов, они действительно принадлежат к замечательному классу классики на все времена.

Различия между ними очень тонкие. Конечно, дело не в том, что один из двух «сдувает» другого. Если есть различия, я должен сказать, что JLH вроде бы протекает несколько больше (термины расплывчаты, но увы). По общему характеру звук очень похож (теплый, полнотелый, воздушный).

*Руди пробовал разные значения (до 1000 мкФ) для конденсаторов начальной загрузки (C1) и обратной связи (C3) и отправил следующие дополнительные комментарии:*

Я остановился на значениях 470 мкФ для обоих C (бутстреп и обратная связь), они, кажется, работают нормально и немного лучше, чем 220 мкФ и 1000 мкФ ..... По сравнению с моей Hiraга, JLH теперь звучит очень открыто и быстро, с прекрасной текстурой на высоких частотах. Действительно очень хорошо. Но Hiraга звучит «полнее» и имеет больший вес где-то в районе 100-500 Гц, я полагаю. У моего старого JLH тоже был тот же насыщенный «ламповый» звук (но не воздух и текстура симметричной версии).

---

**От Майка Джонассона, Новая Зеландия** - Версия JLH 1996 г.

Я сравнил свой JLH Class A 1996 года с некоторыми очень дорогостоящими ламповыми усилителями - одноканальным проектом 300B и переработанным классическим дизайном 50-х годов, и я критически выслушал многие коммерческие примеры.

У них есть очарование среднего уровня, что делает их привлекательными, но приверженцы клапанов, кажется, не замечают недостатков в других местах - довольно очевидных, которые я считаю совершенно неприемлемыми. Я решил, что это, вероятно, во многом связано с выбором музыки - они слушают много женского кабаре, которое довольно легкое по музыкальной текстуре, не слишком сильно выходит за пределы среднего диапазона и мало что происходит одновременно - избегая проблемы с интермодуляцией и низкими частотами, которые проверяют оборудование на рок и классику.

Это не мой чай с чашечкой чая, и для многих из них необходимы эффективные динамики.

JLH Class A также лучше, чем любой усилитель SS, который я построил / слышал. К ним относятся некоторые конструкции Mosfet и биполярного класса B, пользующиеся популярностью во всем мире DIY, а также коммерческие продукты. У JLH просто больше изящества.

Я считаю, что версия 1996 года лучше оригинала 1969 года, поскольку в ней нет конденсатора, ухудшающего выходной сигнал.

---

### От Ника Гиббса, Англия - Версия JLN 1969 г.

Я только ожидал, что усилитель будет тормозным устройством, пока не появится что-то более подходящее. Что ж, усилитель используется уже 16 лет (используется почти ежедневно) без единой неисправности или модификации. За это время я построил и использовал конструкцию JLLH MOSFET, опубликованную в ETI, однако я всегда возвращался к усилителю класса А через несколько дней.

Теперь я использую пару электростатических динамиков Quad ESL57, которые выдают около 2 Ом при 15 кГц и около 30 Ом при 80 Гц, мой класс А работает с шиной 27 В и постоянным током 1,2 А, поэтому время от времени я получаю небольшие ограничения. Я собираюсь создать версию конструкции 1996 года с существенно более высоким постоянным током, чтобы удовлетворить требования Quad.

Когда я впервые получил Quad, я использовал усилитель Quad 405 для их управления, однако это не оказалось очень успешным, так как очевидно, что он может выдавать только несколько ватт на 2 Ом. Отсечение происходило на низких уровнях и было особенно ужасно. Затем я попробовал JLLH MOSFET, ожидая лучших результатов. Этот усилитель был лучше на слух, однако он способен обеспечивать очень ограниченную подачу тока на нагрузки с низким импедансом после быстрого отключения блока питания. Я очень мало слушал усилитель MOSFET, так как блок питания отключается очень легко. Затем я попробовал маленький класс А, не особо ожидая сюрпризов. Что ж, (и я не читаю НИКАКИХ журналов Hi-Fi) стереоизображение и атмосфера хорошо записанного выступления были невероятными, клиппинг кажется очень мягким? Удивительно, сколько материала попадает в пределы 10 Вт даже на квадроциклах. Этот усилитель в сочетании с Quad действительно великолепен, даже друзья, которые считают мой интерес немного странным, сказали «Вау». Однако при воспроизведении комбинация выглядит совершенно безжалостной, плохие записи плохи.

---

### От Джейсона Хаббарда, Англия - JLN 1969 года выпуска

Я построил усилитель (я использовал его около 6 месяцев, но отказался от него - у меня был неадекватный радиатор, и вентилятор, который мне нужно было запустить, чтобы все было круто, слишком меня беспокоил). Звучало великолепно по сравнению с тем, что я использовал раньше, но мне хотелось большей мощности, чтобы управлять ужасно неэффективными динамиками в большой комнате.

---

### От Асен Тутеков, Болгария - Версия JLN 1969 (3 Ом)

Звук хороший. Я был немного разочарован в самом начале - может, потому, что ожидал чуда. Это произошло потому, что до этого момента я не слушал усилитель мощности SE. После нескольких часов прослушивания я обнаружил, что усилитель очень детализированный, не утомляет уши и лучше контролирует басы, чем мой Quad 405-2 ..... Короче - доволен.

---

### От Джейсона Воу, Австралия - Версия JLN1996

... .. усилитель звучит фантастически.... ..

Для некоторых компакт-дисков (например, GRP's Rippington) усилитель звучит просто потрясающе. Я могу кивать, кивать, кивать

В

CD. Но на некоторых других компакт-дисках я слышу звук, похожий на искажение, которого я не слышал на других моих усилителях.

Большинство MP3 звучат ужасно с этим усилителем. Похоже, что этот усилитель и колонки B&W Solid несколько «избирательны» по отношению к типу музыки и брендам, или это просто слишком откровенно. Есть мнение?

(Да, несколько человек прокомментировали, что этот усилитель показывает плохие записи, и мои выводы совпадают. У меня есть коробка примерно с 40 компакт-дисками, которые я больше не могу слушать, но это казалось нормальным при использовании других, хорошо проверенных, Class- Усилители AB - Джефф)

---

### От Яна Маккензи, Австралия - Версия JLN 1996 г.

Мои чувства переключаются с другими строителями в комментариях. Усилитель звучит очень плавно, тонко, но очень детально и связно на хороших записях по сравнению с любым обычным усилителем A / AB.

Также кажется, что есть очень ровная перспектива и однородность тонального баланса как в тембре, так и в динамике. Короче говоря, этот усилитель отличный и просто находка для такого простого поделочного проекта.

---

### От Дэвида Смита, Англия - JLN 1969 года выпуска

Я использовал предусилитель Рода Эллиота, разработанный для усилителя DoZ, для питания усилителей JLN, и я действительно очень доволен результатами; звук очень ровный и приятный для ушей, особенно заметно отсутствие неприятного шипения при трансляции женских голосов. Впервые я понимаю, почему усилитель так высоко оценен.

---

### От Тима Эндрю, Великобритания - Версия JLN 1996 г.

Моя версия дизайна JLN 1996 года использует конденсаторы «бумага в масле» на входе, электролитические средства Elna Silmic в другом месте, с объемными фольговыми резисторами Vishay и танталовыми пленочными резисторами во всех частях схемы, несущих сигнал. По предложению Джеффа Мосса я также заменил 2N3055 на MJ15003. Эти модификации были выполнены индивидуально, чтобы я мог оценить каждую по очереди. Каждая из них привела к очень заметным улучшениям, и, в частности, изменения конденсатора и транзистора MJ15003 следует выделить как более значительные улучшения, чем я ожидал. Усилитель сейчас **звук** намного более мощный, чем многие усилители мощностью 200 Вт, которые я слышал и имел, но обладает теплотой, чистотой, нежностью и скоростью, которые ускользнули от них всех.

---

### От Криса Ма, Канада - Версия JLN 1996 г.

JLN сравнивает с многоканальным Rotel (только силовая часть) следующим образом: - Яркость / резкий высокий уровень исчез. Вокал намного полнее. У четырехструнного баса больше эмоций. Бас-барабан легче отличить от бас-гитары. Он имеет большую сценическую глубину, но уже, чем Rotel. Фокус или положение изображения лучше с JLN. Он намного легче просматривает мелкие детали. Некоторые треки на некоторых компакт-дисках я не хотел бы слушать раньше на Rotel, потому что они звучали очень плохо, но теперь я могу наслаждаться ими на JLN. Фоновый шум действительно тихий. Я снова могу наслаждаться тяжелой рок-музыкой с JLN, потому что он может справиться со многими музыкальными вещами, не утомляя меня одним лишь шумом. Для такой простой конструкции и недорогого конечного продукта это очень хороший усилитель.

Полный текст электронной почты Криса, дающий некоторую предысторию его комментариев, можно найти. [здесь](#).

---

[\[Вернуться к индексу\]](#)



## Голландское путешествие в JLN-land

### Дань усилителю JLN 10-15 Вт класса А

Автор: Руди ван Стратум, голландский аудио-любитель

#### Почему эта статья?

Все просто: Джефф Мосс попросил меня написать эту статью. И если этого недостаточно, я хочу убедить вас, что создание JLN - это мудрый поступок. В течение последних нескольких месяцев у нас с Джеффом, казалось, была непрерывная горячая линия по электронной почте о прогрессе, которого я добился в создании (второго) JLN. Поскольку я думаю, что мы сделали некоторые шаги вперед и получили новые идеи, мы решили, что нам лучше поделиться этими мыслями с вами как с потенциальными новыми конструкторами.

#### Как я познакомился с JLN

Впервые я столкнулся с усилителями JLN в 1997 году. Мой друг прислал мне статью 1996 года, которая появилась в Electronics World. Я был сразу же заинтригован этим человеком и его идеями. Честно говоря, я не испытывал особого энтузиазма по поводу транзисторных усилителей с тех пор, как открыл для себя хорошее ламповое усиление. Единственным транзисторным усилителем, который я время от времени использовал в течение последних 10 лет или около того, был знаменитый 20-ваттный усилитель Hiraaga (я построил несколько таких усилителей в разных вариантах и настройках). По моему скромному мнению, это один из лучших простых транзисторных усилителей, доступных на сегодняшний день самодельной публике. До этого я много часов наслаждался устаревшим бюджетным усилителем Musical Fidelity A1. Тем не менее, история JLN вдохновила меня на еще один шаг в области транзисторов. Я' m не большой поклонник сложности и регулирования, поэтому я выбрал оригинальный дизайн 1969 года, как показано на рисунке 1 статьи 1996 года. Это было даже проще, чем Хирага. Выбор компонентов не казался очень критичным. Большинство необходимых компонентов лежало где-то дома. Мне потребовалось несколько дней, и передо мной играл первый прототип (еще не в аккуратном корпусе). Наконец, я построил прототип в истинном стиле Хираги. Вот некоторые особенности: Я построил прототип в истинном стиле Хираги. Вот некоторые особенности: Я построил прототип в истинном стиле Хираги. Вот некоторые особенности:

- Чудовищный блок питания, 3 больших конденсатора Sprague по 40 000 мкФ / 75 В на канал.
- Мостовые выпрямители на 35 ампер, трансформатор мощностью около 200 ВА на канал, конструкция с двойным моно.
- Пассивный источник питания, который давал мне около 44 вольт постоянного тока. Я установил ток холостого хода 1,5 Ампера, так что фактически у меня уже был 15 Вт с самого начала.
- Я везде использовал транзисторы Motorola, 2N3906, 2N1711 и 2N3055.
- Повсюду резисторы Beyschlag мощностью 1 Вт (я был очень доволен этими резисторами в моих более ранних проектах, сравнимых с резисторами Holco, которые намного дороже).
- Конденсаторы Philips везде, кроме выхода, где я, в конце концов, использовал тип Roederstein 4700 мкФ / 63 В.
- Вход C4 на 1,3 мкФ, 100 Вольт, американского производства (однажды я получил 25 таких конденсаторов от моего друга), полиэфирного типа, очень музыкальный.

#### Первые результаты с JLN-69

Мой первый JLN работал с самого начала, ни гула, ни шипения, ни проблем, только музыка. Пока не забыл: я внес в дизайн одну «новинку». Я вставил резистор 0,33 Ом / 5 Вт в линию от коллектора Tr2 до Vc. Я сделал это, чтобы иметь простой способ измерить ток холостого хода через силовые резисторы. Позже, когда все заработало, я мог легко обойти этот резистор с помощью нескольких дюймов толстого провода. На самом деле, я никогда не удосужился обойти этот резистор, поэтому я всегда слушал с этим силовым резистором на месте. Настроил усилитель, попробовав не менее десятка выходов

конденсаторы. Каждый конденсатор звучал по-разному, и тот, который действительно заставлял усилитель петь, был Roederstein (другие конденсаторы сделали звук усилителя более «приземленным», более клиническим, более стерильным). Я несколько раз менял трансформатор на другие типы, и здесь также отчетливо слышны различия в качестве звука.

С самого начала мне было ясно, что это действительно особенный усилитель. В некоторых отношениях это доставило мне больше удовольствия, чем Nigada. Этот усилитель вообще не походил на транзисторный усилитель, он звучал так округло и полно и придавал музыке огромную глубину. Удивительный. Полагаю, усилитель давал несколько разноцветный общий вид, как и многие хорошо звучащие ламповые усилители 1960-х годов. Мне не хватало скорости и текстуры на высоких частотах. Низкие частоты получились слишком темными и не такими «быстрыми» и стремительными. Подумайте о регулировках громкости прошлых лет.

### **Хорошо, но не идеально**

Мой JLN звучал не идеально. Хирага был более нейтральным и прозрачным исполнителем. Я начал задаваться вопросом, как бы усилитель звучал без выходного конденсатора, потому что это был наиболее очевидный кандидат на несколько недостатков JLN. Мне было интересно, как версия 1996 года будет звучать для моих ушей. В статье автор без труда уговорил разработчика перейти на более новую версию. Собственно существенных отличий между версией 69 и 96 года он не услышал, хорошо - это хорошо. Я купил новую версию JLN в займы у друга. Как я и ожидал, это звучало не так хорошо, как моя старая версия. Мой друг построил усилитель из комплекта Hart Electronics. Может быть (вот что я думаю) осталась еще одна ошибка в дизайне, как указано Джеффом на этом сайте (неправильное подключение конденсатора обратной связи к шине питания -ve). Действительно, был отчетливо слышен довольно громкий гул.

Итак, в 1999 году я начал думать о том, чтобы построить старый JLN заново, с симметричным источником питания. Зачем менять что-то большее, чем это строго необходимо? Если старый дизайн может звучать так хорошо, то в самом дизайне нет ничего плохого. Поэтому при создании своего второго JLN я настаивал на использовании точно таких же компонентов, где это возможно. См. Рисунок 2 в статье «Замечания по проектированию» для используемой схемы. Когда я впервые включил этот прототип (теперь это действительно был прототип, я не знал, будет ли он работать и как), раздался ужасный гул. А если серьезно, то после включения на мой динамик на несколько секунд было напряжение более 10 В постоянного тока. У меня тут большая проблема смещения постоянного тока. Посоветовавшись тогда с несколькими друзьями, никто не смог найти решения, поэтому вещь была спрятана в коробку.

### **Когда Джефф Мосс вошел в игру**

Затем, несколько месяцев назад, я обнаружил сайт DIYaudio и разместил на форуме свою проблему, возникшую 2 года назад. Джефф - постоянный посетитель форума, и в течение 24 часов моя проблема была решена: вставьте один резистор, и гудение должно исчезнуть. Джефф дал мне дополнительный совет: снимите резистор 0,33 Ом и измените полярность конденсатора обратной связи.

Хорошо, теперь у меня впервые появился исправно работающий усилитель, новый-старый стиль. Размах смещения постоянного тока был минимизирован в разумных пределах (он остается в пределах 0,5 В в течение одной секунды, вы можете услышать, как НЧ-динамик издает очень мягкий звук глухого удара). Вывод первый: четкость и фокусировка и скорость намного лучше, чем у старого JLN. Отлично.

### **JLN 1969 года с двойным питанием: оценка звука**

Через несколько недель (и много раз сравнивая его с Nigada) я пришел к выводу, что в звуке не хватает старого тепла и тела. Просто логическое следствие или это можно «решить»? Затем последовал кропотливый осмотр всех компонентов и несколько экспериментов.

Как упоминалось ранее, Джефф посоветовал также отключить силовой резистор на 0,33 Ом. Это звучало логично, в конце концов, бесполезно. Мне потребовалось несколько недель, чтобы выяснить, что звук усилителя изменился только из-за снятия резистора. Мы оба понятия не имеем, почему это так. Джефф провел несколько компьютерных симуляций и пришел к выводу, что, похоже, не имеет значения,

резистор был включен или выключен (практически не было разницы в смоделированных цифрах искажений, характеристиках прямоугольной волны или полосе пропускания). Хорошо, тогда я предпочитаю иметь его, и я советую вам, строителям, попробовать это на себе. Без этого резистора новая конструкция казалась более клинической, чем моя старая версия. Хотя с прозрачностью все в порядке. С установленным резистором звук становится более расслабленным, все более плавным, чем раньше. Теперь, когда я помещаю оригинальные конденсаторы Roederstein между усилителем и динамиками (просто для эксперимента), я получаю свой оригинальный звук обратно (и я проверил его, сравнив два усилителя). Удаление или обход Roederstein (делайте это только с более новой версией !!) демонстрирует явное улучшение прозрачности и детализации. Никаких сомнений насчет этого.

Кроме того, было получено небольшое улучшение качества за счет приведения конденсаторов начальной загрузки и обратной связи (см. Рисунок 2 на странице конструкторских замечаний, C2 и C3) до более высокого значения 470 мФ / 63 В (это отклонение от моих старых JLH).

Спустя 4 года после первой встречи с JLH у меня есть действительно блестящая версия. Я думаю, что он течет более органично, чем Хирага, но Хирага все еще имеет преимущество в ряде других областей. Не берусь утверждать, какой усилитель будет лучшим в долгосрочной перспективе. Оба усилителя намного опережают любые известные мне конкуренты транзисторов.

### **Как JLH по сравнению с хорошим ламповым усилителем?**

В качестве постскрипума позвольте мне сказать кое-что о заявлении, что JLH - это хороший ламповый усилитель (и, в качестве бонуса, за десятую часть цены хорошего лампового усилителя). Что ж, это, конечно, не так. За свою жизнь я сделал много ламповых усилителей, которые, без всякого сомнения, с моей стороны, улучшили как JLH, так и Hiraга почти во всех отношениях (конечно, это субъективные утверждения, это не может быть продемонстрировано точными цифрами). Кроме того, должно быть ясно, что я слышал большое количество ламповых усилителей, которые не могли сравниться по качеству ни с JLH, ни с Hiraга, что означало предупреждение. Недавно я построил очень простой двухтактный усилитель EL84 (см. [www.hifi.nl](http://www.hifi.nl)) с использованием старых трансформаторов от усилителя Vocama / Lafayette LA-224B 1960-х годов. Я не использовал общую обратную связь, установил EL84 в триодный режим и использовал парафазный фазоразделитель. Этот ламповый усилитель стоил мне не так дорого, как JLH (с точки зрения компонентов). И извините, ребята: все на моем месте предпочитают ламповые усилители. Вам действительно нужно использовать обычный коммерческий транзисторный усилитель, чтобы снова услышать особые качества JLH.

[\[Вернуться к индексу\]](#)

# Усилитель звука класса АВ мощностью 15-20 Вт

## Конструкция с характеристиками класса А, но с пониженным тепловым рассеяние

*автор: JL Linsley Hood*

(Wireless World, июнь / июль 1970 г.)

Я включил эту статью, потому что в некотором смысле она является продолжением оригинального дизайна JLH Class-A. Топология очень похожа на схему класса А за исключением того, что выходной каскад работает в двухтактном режиме, поэтому усилитель может продолжать выдавать необходимую мощность (в пределах мощности источника питания и выходных транзисторов), когда нагрузка требует токи выше уровня смещения класса А. Эта схема может быть интересна тем, у кого ограниченный размер радиатора или кто ищет простую конструкцию класса АВ с подтвержденными субъективными качествами.

В сети есть множество проектов класса АВ, которые изобилуют дифференциальными входными каскадами, источниками постоянного тока, токовыми зеркалами, каскадированием, выходными каскадами Дарлингтона / составной пары и т.д. простая схема обратной связи по току с проверенной способностью.

Статья дает представление о мыслительном процессе JLH при разработке усилителей и дополнительно подтверждает, что его проекты основаны как на субъективном прослушивании, так и на объективных измерениях (вопреки некоторым предложениям, которые я видел).

Усилитель может быть смещен на полную работу класса А, и, как и в случае усилителя класса А 1969 года, эта схема может быть модифицирована для работы от двух шин питания.

Часть 1 - [Различие в классе аудиоусилителей](#)

Часть 2 - [Усилитель звука класса АВ мощностью 15-20 Вт](#)

Часть 3 - [Письма в редакцию](#)

## Различие в классе аудиоусилителей

### Обсуждение проблем дизайна и способов их преодоления

*автор: JL Linsley Hood ( 1 )*

(Wireless World, июнь 1970 г.)

С момента публикации «Простого усилителя класса А» автор получил множество писем с вопросом, можно ли увеличить выходную мощность до 15 Вт или даже до 20 Вт, чтобы обеспечить больший резерв для использования с неэффективными системами громкоговорителей.

Хотя это было бы возможно, проблемы, связанные с повышенным тепловыделением и обеспечением подходящих источников питания, делают это непривлекательным. Ввиду низкой средней мощности, необходимой для нормального прослушивания, неизбежно возникал вопрос о целесообразности разработки выходного каскада, который работал бы в классе А с изначально низким уровнем высоких частот.

порядка искажений до одного-двух ватт, но переходите к работе класса В, если и когда на мгновение потребуются более высокие мощности.

К сожалению, существует ряд проблем с работой транзисторных выходных каскадов класса В, ответы на которые до конца не известны.

Несколько лет назад на это указал Бейли (2) и другие, что использование квазикомплементарной симметрии в таких выходных каскадах привело к увеличению гармонических искажений высокого порядка, связанных с нелинейностями в характеристиках кроссовера на низких уровнях громкости, и хотя уровень общих гармонических искажений на максимуме выходная мощность может быть довольно низкой, содержание искажений на типичных уровнях прослушивания может быть во много раз больше, чем это, а также будет иметь неприятный на слух тип.

Для решения этой проблемы был предложен ряд схем, включая использование полной дополнительной симметрии (2, 3, 4), и были описаны различные методы обеспечения эквивалентного количества смещенных вперед соединений в каждой конечности (5, 6), включая оригинальную полукомплементарную тройную схему, используемую в усилителе "Quad" (7).

Однако, по опыту автора, некоторые транзисторные усилители класса В - в том числе использующие полную симметрию, которая, как предполагается, устраняет основные фундаментальные проблемы этого типа работы - имея безупречные характеристики на бумаге, не имели качества звука, которое было ожидал. Поскольку было обнаружено, что гармонические искажения как на высоком, так и на низком уровне мощности значительно ниже уровня, при котором звуковые эффекты можно было бы разумно ожидать в некоторых из протестированных конструкций, казалось более вероятным, что слышимые вредные эффекты были вызваны либо переходными нестабильностями, связанными с нагрузками на громкоговорители - возможно, связанными с изменениями реактивного сопротивления перехода база-эмиттер в точке отсечки тока - или с высокочастотными искажениями типа кроссовера, возникающими из-за эффектов накопления дырок. Накопление дырок зависит от наличия дырок, образующихся при протекании тока в полупроводнике, даже если ток возникает из-за основных носителей (поток электронов). Чем больше ток, тем больше отверстий и тем хуже проблемы с хранением отверстий.

#### **Явления хранения отверстий**

Ожидаемый результат хранения дырок в области базы транзистора после попытки прекращения высокого тока коллектора эмиттера состоит в том, что транзистор остается в проводящем состоянии после того, как прямое смещение базы было устранено. Это приводит, среди прочего, к тому, что нормальная неоднородность кроссовера, показанная на рис. 1 (а), смещается от средней точки формы волны передачи по мере увеличения частоты, как показано на рис. 1 (b).

Эти формы сигналов были сгенерированы в простой схеме комплементарной пары эмиттер-повторитель без дополнительной отрицательной обратной связи, управляющей резистивной нагрузкой. (Чтобы облегчить отображение, эффект кроссовера был намеренно преувеличен за счет использования неадекватного тока покоя.) При условии, что пиковые токи, протекающие через транзисторы, малы, этот эффект безобиден. Однако, если пиковые токи увеличиваются за счет уменьшения сопротивления нагрузки, форма волны кроссовера быстро ухудшается, как показано на рис. 1 (с), и увеличение прямого смещения для получения более подходящего тока покоя мало влияет на удаление этой заметной выемки. до тех пор, пока прямое смещение не станет почти эквивалентным таковому для операции класса А.

Из опыта известно, что эти эффекты можно минимизировать, используя транзисторы с хорошими высокочастотными характеристиками и обратными путями база-эмиттер с низким импедансом. Каскад драйвера с низким импедансом также будет эффективным при условии, что он не будет отключаться (как в случае пары Дарлингтона), когда входной сигнал меняет полярность.

Эффект уменьшения импеданса цепи драйвера с 2000 Ом до 100 Ом показан на рис. 1 (d).

Отсутствие эффективной симметрии между верхним устройством  $pnp$  и нижним  $rnp$  также показано на рис. 1 (с). Эта эффективная асимметрия уменьшается при уменьшении импеданса источника.

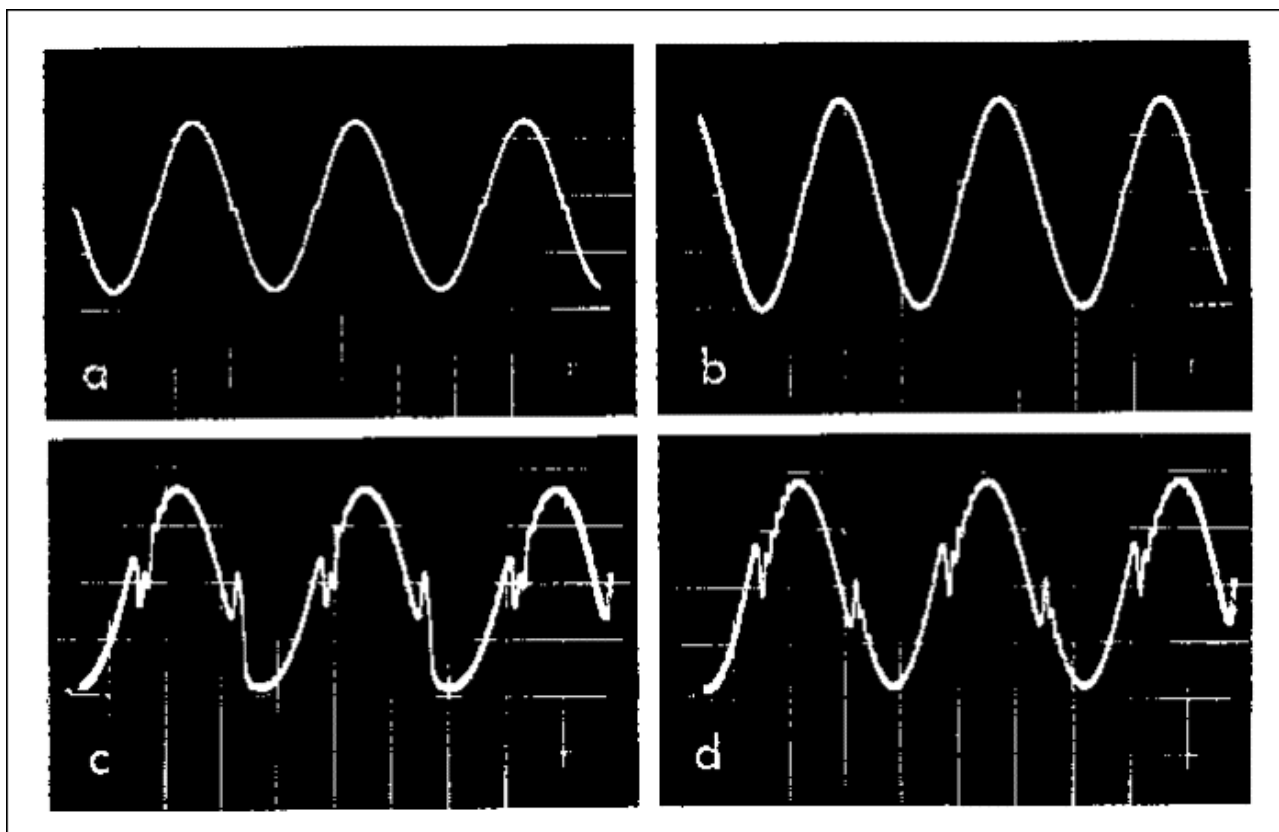


Рис. 1. Разделительные искажения в каскаде класса В на транзисторах с  $f_T$  около 2 МГц. (а) Низкочастотная синусоида при 10 мА. (б) Высокочастотная синусоида, показывающая влияние накопления отверстий на неоднородность кроссовера в условиях небольшой нагрузки. (с) Влияние накопления дырок и асимметрии  $pnp / rnp$  в условиях сильного тока на частоте 200 кГц. (д) Улучшение

условий в (с) за счет уменьшения импеданса источника.

Было отмечено, что этот эффект не проявлялся даже в условиях высокого тока эмиттера, пока рабочая частота не приблизилась к  $0,05 f_T$ . При  $0,1 f_T$  проблема была серьезной, и это свидетельствует о том, что возникновение высоких переходных токов, которые могут возникать в определенных системах громкоговорителей, и высоких выходных сопротивлений каскадов драйвера, является наиболее нежелательным, если только самые высокие частотные компоненты формы волны не являются низкими по отношению к переходной частоте выходные транзисторы. При наличии силовых транзисторов с частотами перехода порядка 4 МГц (таких как серия MJ480 / 490) маловероятно, что явление накопления дырок будет проблематичным при скорости изменения напряжения сигнала, которая может встречаться в аудиосистеме. усилитель, пока каскад драйвера не оставляет разомкнутой цепь базы выходного транзистора при отключении. Однако использование выхода драйвера или базовой схемы с импедансом не более нескольких сотен Ом представляется разумным.

#### Переходные нестабильности нагрузки на громкоговорители

Измерения фазового угла, выполненные с помощью входного синусоидального сигнала переменной частоты от источника с высоким импедансом, показывают, что даже простой моноблочный громкоговоритель может иметь довольно сложные характеристики. Реактивное сопротивление, которое обычно является индуктивным, быстро изменяется, а иногда даже становится емкостным на частотах, близких к конусным и структурным резонансам.

В общем, характеристики большинства распространенных конструкций транзисторных усилителей мощности таковы, что проблемы неустойчивости не возникают при индуктивных нагрузках, а включение небольшого дросселя с индуктивностью в несколько микрогенри в выходной провод динамика является хорошо известным. техника для предотвращения неустойчивости при неблагоприятных условиях нагрузки. Однако емкостные нагрузки часто могут ухудшать запас устойчивости контура обратной связи, и именно в этом отношении

реактивные характеристики нагрузки громкоговорителя являются наиболее важными, поскольку предполагалось, что область выходного сигнала, где это могло возникнуть наиболее легко, была той, в которой выходные транзисторы переводились из проводящего в состояние отсечки, входной сигнал который обеспечивал переходный процесс контролируемой крутизны (путем изменения входной амплитуды), но задерживался в средней точке, был обеспечен схемой на рис.2.

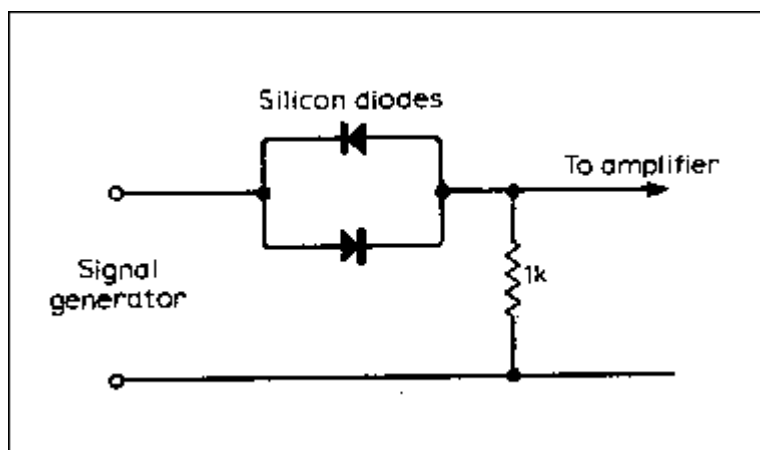


Рис. 2. Схема генерации тестового сигнала, показанная на рис.3.

Форма волны, генерируемая этим устройством, показана на рисунке 3, а результат введения такой формы волны в усилитель с плохим запасом устойчивости, подключенный к резистивной нагрузке, шунтированной соответствующим значением емкости, показан на рисунке 4 (а). (Расширение кривой осциллографа в горизонтальных областях в средней точке формы сигнала было связано с неадекватно зарегистрированным  $h_{fe}$ -колебанием.)

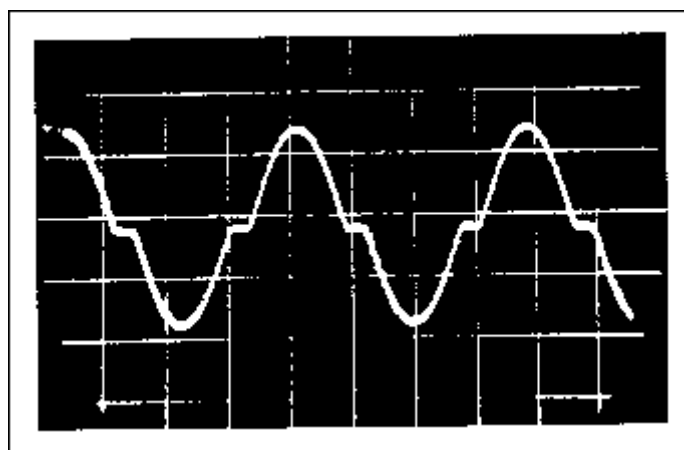


Рис. 3. Тестовая форма сигнала для обеспечения входного сигнала с задержкой переходных процессов.

Форма выходного сигнала, которую можно получить из конструкции с лучшим запасом устойчивости и улучшенной полосой пропускания, показана на рисунке 4 (b). В обоих случаях величина входного сигнала была отрегулирована так, чтобы обрезание происходило как на отрицательных, так и на положительных пиках.

Поскольку высокочастотная неустойчивость, показанная на рис. 4 (а), которая не возникала при отсутствии большого входного сигнала и которая вообще требовала определенного диапазона шунтирующей емкости, чтобы ее вызвать, - также имела место на частях сигнала, предшествующих После прекращения переходного процесса был сделан вывод, что изменение реактивного сопротивления перехода база-эмиттер при отключении или включении не было основной причиной переходной индуцированной неустойчивости, наблюдаемой в этой конкретной конструкции.

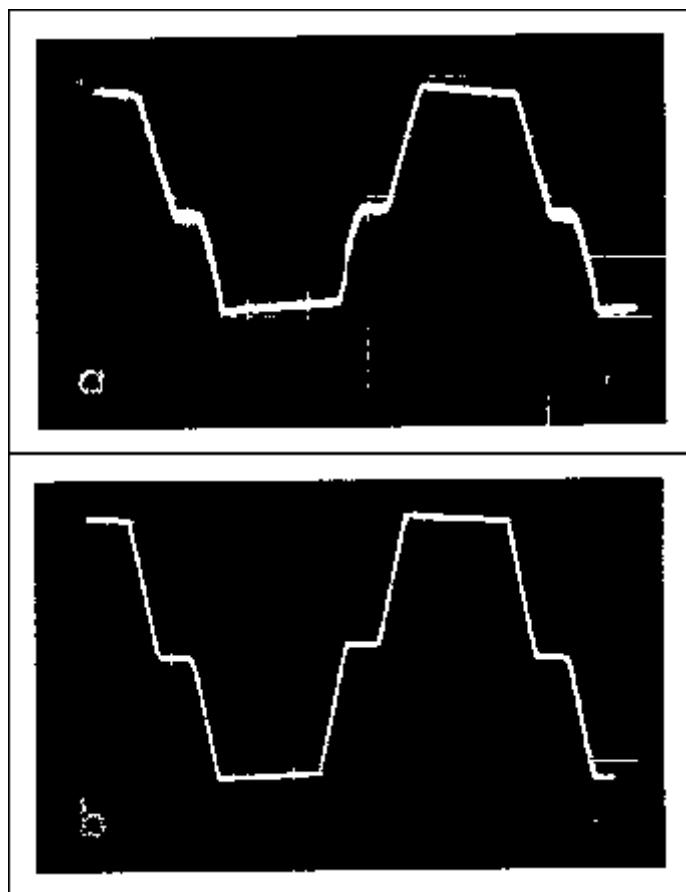


Рис. 4. Характеристики усилителя при тестовой форме волны 10 кГц. (а) Реакция усилителя, показывающая недостаточную стабильность при реактивной нагрузке. (б) Реакция улучшенного усилителя на реактивную нагрузку.

### Прямоугольная форма и качество звука

Принимая во внимание тот факт, что акустическая система может представлять реактивную нагрузку того типа, который, как установлено, в определенных обстоятельствах вызывает нестабильность сигнала, и поскольку эта нестабильность может быть спровоцирована прямоугольным сигналом на входе в усилитель с подходящей реактивной мощностью нагрузки, была проведена серия тестов и сравнительных слушаний, чтобы определить, существует ли какая-либо слышимая связь между ними. В этом случае было обнаружено, без сомнения, что система усилителя, которая не показывала никаких признаков нестабильности в диапазоне шунтирующих емкостей нагрузки, скажем, до 0,33 мкФ, имела лучшее качество звука даже на простой акустической системе, чем одна в которых некоторое значение шунтирующего конденсатора может вызвать высокочастотные колебания. Более того, в более сложной акустической системе с кроссоверной сетью и высокочастотным емкостным «твитером», можно было услышать разницу между системами, которые в лаборатории при некоторой комбинации RC-нагрузок давали прямоугольный отклик, такой как на рис. 5 (а), и те, которые имели отклик, подобный показанному на рис. . 5 (б). В испытаниях на прослушивание нельзя было провести никакого положительного различия между системой, выдающей сигнал, такой как на рис. 5 (б), и системой, в которой прямоугольный сигнал на входе может вызвать одиночный «всплеск» выброса.

Поскольку частота "кольцевого" сигнала на рис. 5 (а) выходит далеко за верхние пределы слышимого спектра, ясно, что не он сам по себе вызывает нежелательное качество звука, а скорее, этот тип поведение является симптомом другого, более нежелательного эффекта, когда усилитель используется с нагрузкой на громкоговоритель.



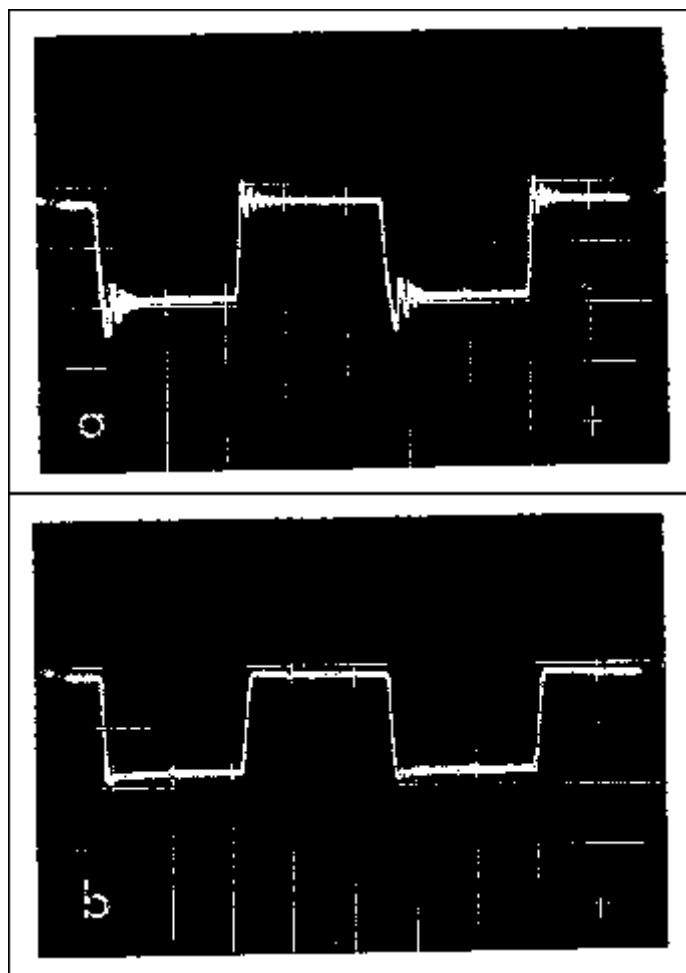


Рис. 5. Реакция усилителя на реактивную нагрузку (15 Ом, 0,47 мкФ) с прямоугольной волной 10 кГц.  
(а) Звон свидетельствует о нестабильности. (б) Отсутствие переходного кольца указывает на лучшую стабильность.

Выводы, которые были сделаны из этой серии экспериментов, следующие: (1) желательно использовать транзисторы выходной мощности, в которых частота перехода по крайней мере в десять раз выше, чем самая высокая частотная составляющая сигнала, которая передается в усилитель от предыдущих этапов; (2) что предпочтительно управлять выходными транзисторами от источника, который имеет низкий импеданс по всему размаху напряжения сигнала, или, по крайней мере, чтобы обеспечить путь тока база-эмиттер с достаточно низким сопротивлением; и (3) фазовые / частотные характеристики контура обратной связи должны быть такими, чтобы выходной сигнал прямоугольной формы без выбросов был получен при стендовых испытаниях усилителя с широким диапазоном значений шунтирующей емкости в RC-фиктивной нагрузке.

Когда эти требования были выполнены, и когда уровни гармонических искажений в диапазоне от 40 мВт до максимальной номинальной выходной мощности были на достаточно низком уровне, не было слышимой разницы при самых тщательных испытаниях на прослушивание между несколькими различными конструкциями. Однако в системах класса В трудно получить желаемый низкий уровень гармонических искажений при низких уровнях сигнала без использования значительного количества отрицательной обратной связи, и это приводит к ухудшению отклика усилителя на сигналы, содержащие переходные процессы.

Использование системы класса АВ, если проблемы с поддержанием правильного уровня прямого смещения могут быть решены удовлетворительно, должно способствовать достижению этих желаемых стандартов, особенно если петлю высокочастотной отрицательной обратной связи можно сделать довольно простой.

В следующем месяце будет представлена полная информация об усилителе класса АВ мощностью 15-20 Вт со следующими характеристиками:

**Выходная мощность:** 15 Вт при 15 Ом или 18 Вт при 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 +/- 1,0 дБ при максимальной выходной мощности.

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

**Общее гармоническое искажение:** 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% при 10 Вт (12,3 В на 15 Ом) и 70 Гц и при 1 В на 10 кГц.

**Искажение передачи прямоугольной волны:** Менее 0,2% при 10 кГц.

## РЕКОМЕНДАЦИИ

1. Линсли Худ, Дж. Л., «Простой усилитель класса А», *Wireless World*, апрель 1969 г.
2. Бейли, АР, «30-ваттный усилитель высокой точности», *Wireless World*, май 1968 г.
3. Уильямсон, Р., *Hi-Fi News*, февраль 1969 г., стр. 320–329.
4. Хардкасл, И., Лейн, Б., «Недорогой усилитель мощностью 15 Вт», *Wireless World*, Октябрь 1969 г.
5. Шоу, И.М., «Квазикомплементарная модификация выходного каскада», *Wireless World*, JUNE 1969 г.
6. Баксандалл, П.Дж., «Письма в редакцию», *Wireless World*, сентябрь 1969 г.
7. «Выход с низким уровнем искажений класса В», *Wireless World*, апрель 1968 г.

[\[ Назад \]](#)

ИСТОРИЯ: Страница создана 20.07.2001

## Усилитель звука класса АВ мощностью 15-20 Вт

### Конструкция с характеристиками класса А, но с пониженным тепловым рассеяние

*автор: JL Linsley Hood*

(*Wireless World*, июль 1970 г.)

Многие конструкции класса В могут работать в классе А на низких уровнях мощности, если ток покоя увеличивается. Тем не менее, это часто ухудшает характеристики искажения выходного каскада, особенно на промежуточных (и важных для слуха) уровнях мощности, за счет смещения точки кроссовера в область, где крутизна передачи намного круче, а прерывистость кроссовера, следовательно, гораздо более заметна. Этот эффект значительно усиливается тем фактом, что почти все современные системы бестрансформаторных усилителей мощности используют либо пару Дарлингтона, либо конфигурацию выходных пар с расширенным (rnp / rpn) эмиттерным повторителем, и они имеют очень высокую взаимную проводимость.

Использование дополнительной пары эмиттерных повторителей, питаемых от источника напряжения, имеющего выходной импеданс, который намного ниже, чем нормальный входной импеданс выходных устройств, явилось из этого направления мысли, чтобы предложить лучший способ минимизировать несколько проблем. упомянутый выше.

На практике необходимые низкоомные цепи база-эмиттер можно организовать довольно просто, управляя выходными транзисторами от резистора эмиттерной нагрузки с подходящими ответвлениями в обычном

Схема эмиттер-повторитель при условии, что ток в этой цепи нагрузки достаточен для обеспечения необходимой выходной мощности.

Более того, этот тип схемотехники также будет работать в классе А как простой каскадный эмиттерный повторитель, как можно видеть из схем, показанных на рис. 1. На (а) транзисторы  $Tr_1$  и  $Tr_2$  действуют как обычные Пара Дарлингтона с резистивной эмиттерной нагрузкой, к которой выходная нагрузка  $Z_L$  подключена через  $C_1$ . В (b) используется по существу та же схема, но с использованием транзистора комплементарного типа в качестве эмиттерного повторителя второго каскада.

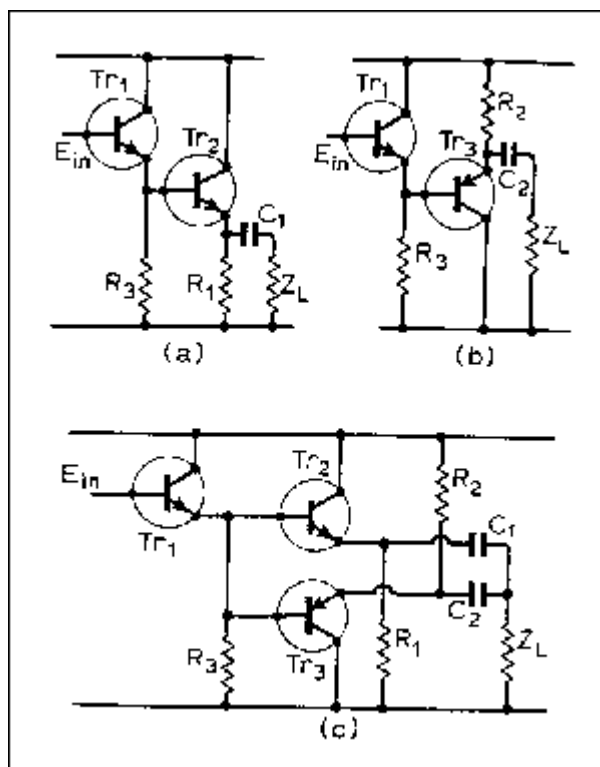


Рис. 1. Конфигурация эмиттерного повторителя для работы класса А.

Затем можно расположить схему, как показано на (c), так, чтобы обе эти конфигурации использовались одновременно. Затем в качестве  $R_1$  и  $R_2$  можно использовать резисторы с удвоенной омической величиной, с половиной тока эмиттера в каждом транзисторе, чтобы обеспечить идентичный согласованный импеданс выходной нагрузки. На практике эту схему можно упростить до формы, показанной на рис. 2, и исключить резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , поскольку ток нагрузки для каждого транзистора может протекать через другой. Это также повышает эффективность, поскольку транзисторы имеют очень высокий динамический импеданс и создают друг для друга хорошие эмиттерные нагрузки. Два резистора малой мощности  $R_x$  и  $R_y$  включены для помощи в стабилизации рабочих точек выходного транзистора.

Фактическое значение тока покоя в выходном каскаде можно установить с помощью настройки  $VR_1$ . Чтобы избежать асимметрии, на низких звуковых частотах байпасный конденсатор должен иметь как можно более высокое значение.

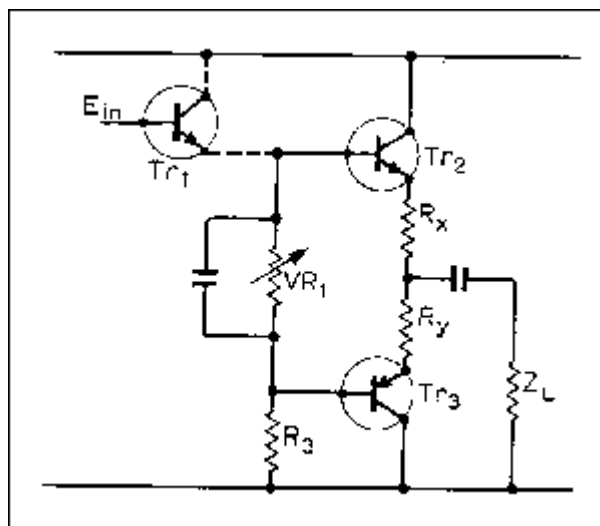


Рис. 2. Упрощение рис. 1 (с).

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, характеристики которой были известны. Фактически, система может быть построена на основе конструкции класса А, при этом ток покоя снижен до гораздо более низкого уровня, а пара соответствующим образом смещенных последовательно расположенных эмиттерных повторителей находится между выходом и нагрузкой громкоговорителя. Однако это не помогло бы максимально использовать такую систему. В частности, следует отметить, что если потенциал на эмиттере (или базе)  $Tr_1$  на фиг.2 поддерживается постоянным, ток через цепь резисторов  $R_3$ ,  $VR_1$  будет постоянным для любого конкретного значения  $VR_1$ , и поэтому потенциал включения, приложенный между основаниями  $Tr_2$  и  $Tr_3$ , также останется постоянным (или практически так). Это позволяет точно определить постоянный ток выходных транзисторов, поскольку выходным потенциалом постоянного тока можно управлять с помощью отрицательной обратной связи постоянного тока с единичным усилением, и это эффективно контролирует потенциал эмиттера  $Tr_3$ .

Кроме того, поскольку последний каскад усилителя напряжения не должен обеспечивать значительную мощность, его можно оптимизировать для усиления напряжения с увеличением имеющейся отрицательной обратной связи. Практическая схема усилителя этого типа показана на рис.3.

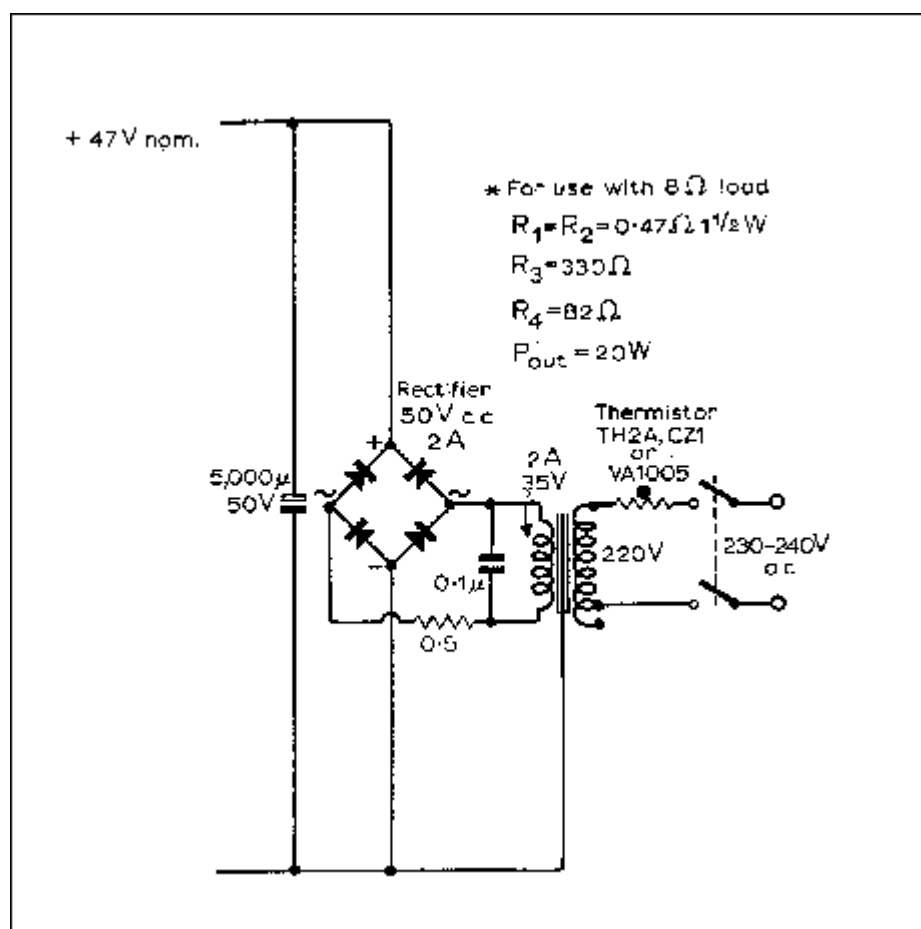
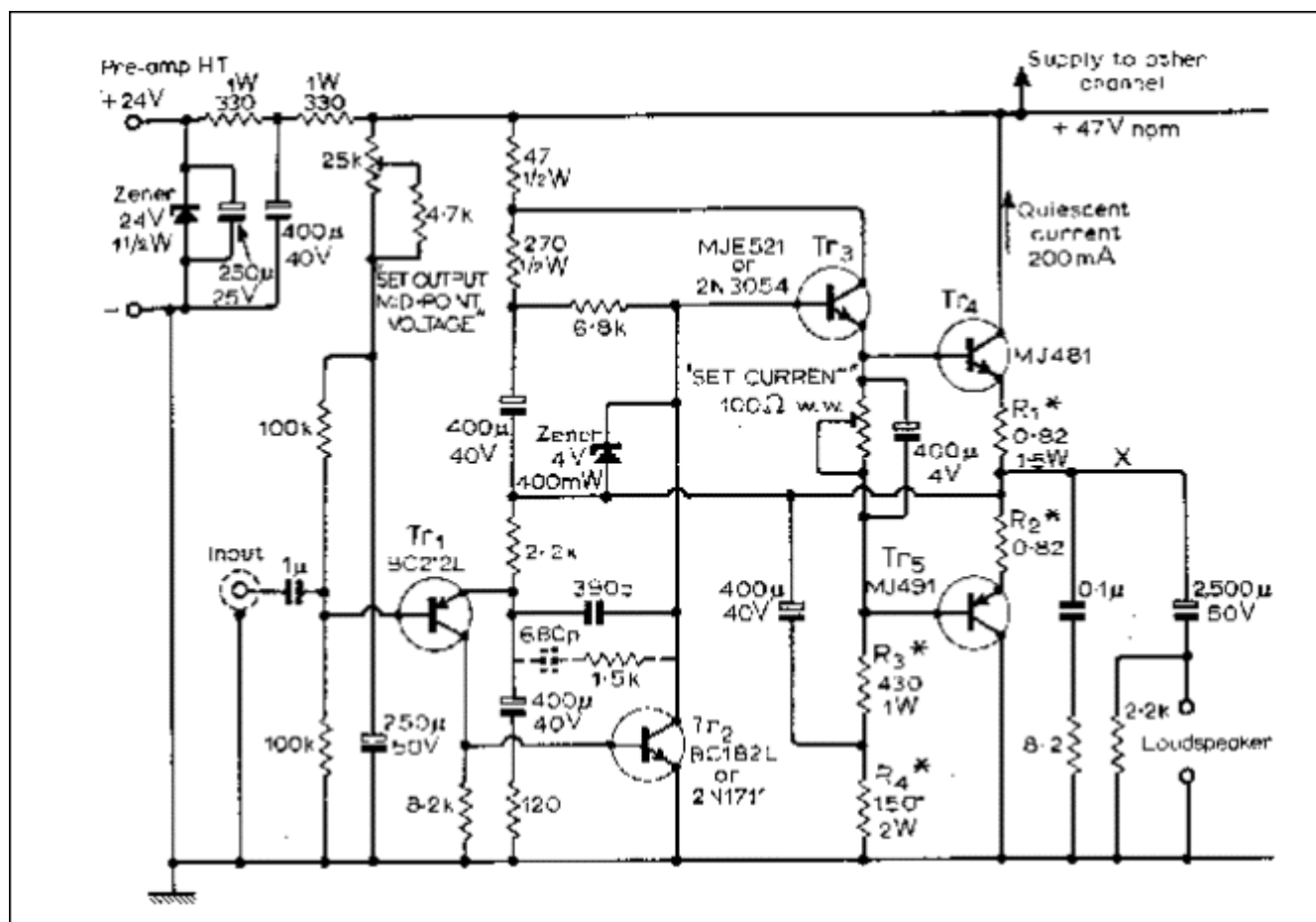


Рис. 3. Схема усилителя мощности. Пунктирные компоненты (680 пФ, 1,5 кОм) можно добавить, если используются электростатические динамики

Первые два каскада усилителя напряжения на транзисторах следуют традиционной практике проектирования, с коллекторным нагрузочным резистором Tr2, установленным для получения большого размаха напряжения на базе Tr3 с минимальным практически возможным искажением второй гармоники. Коллектор Tr3 также частично снабжен нагрузочной лентой, чтобы уменьшить размах пикового напряжения и улучшить симметрию формы выходного сигнала перед применением обратной связи контура. (Без общей

пfb искажение при полной выходной мощности чуть меньше 4%, почти полностью вторая гармоника. Это похоже на работу хорошего выходного каскада триодного клапана до применения пfb) На нижний конец R3 также подается выходной сигнал для улучшения размаха выходного напряжения, получаемого от Tr5.

Конденсатор 390 пФ между эмиттером Tr1 и коллектором Tr2 и резистор 8,2 Ом, включенный последовательно с конденсатором 0,1 мкФ на выходе, обеспечивают необходимую коррекцию фазового угла и определяют высокочастотное усиление контура обратной связи. При показанных значениях наблюдается спад на 6 дБ / октава за пределами 100 кГц, и система полностью стабильна при любых условиях нагрузки. Однако при использовании емкостной нагрузки большой величины будет некоторый выброс при быстром переходном процессе. Автор считает, что желательно чистота звука, чтобы исключить такие выбросы, и поэтому рекомендуется, чтобы конденсатор 390 пФ был шунтирован комбинацией 680 пФ 1,5 кОм, где он предназначен для управления электростатическими акустическими системами. Однако при нормальных нагрузках это просто снижает точку спада ВЧ,

Потенциометр с проволочной обмоткой на 100 Ом между основаниями Tr4 и Tr5 используется для установки уровня тока покоя примерно на 200 мА. Выбранный уровень тока определяет уровень мощности, при котором система переходит из класса А в режим работы класса В. При рекомендуемом уровне 200 мА эта передача будет происходить примерно при 1,2 Вт с динамиком на 15 Ом (640 мВт для 8 Ом).

Если постоянный ток через выходной каскад увеличивается, постепенно увеличивающиеся уровни выходной мощности могут быть получены в пределах области класса А, вплоть до уровня, на котором усилитель работает как чистая система класса А. Единственный наблюдаемый недостаток в этом упражнении состоит в том, что требования к источнику питания и тепловыделение в выходных транзисторах пропорционально увеличиваются. Однако, если выходные транзисторы имеют разное происхождение или иным образом плохо спарены, работа схемы в классе А гарантирует, что уровни искажений и другие стандарты производительности будут достигнуты, несмотря на это.

#### **Тактико-технические характеристики**

Приведенные ниже характеристики 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 развязывающих конденсаторов  $h_t$  и «бутстрапных» конденсаторов выбраны таким образом, чтобы избежать проникновения пульсации в сигнальных цепях. Единственное существенное различие, наблюдаемое при использовании стабилизированного и сглаженного источника питания хорошего качества, - это небольшое улучшение и без того чрезвычайно хорошего 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).

**Полный коэффициент гармонических искажений.** 0,02% при 15 Вт / 15 Ом или 18 Вт / 8 Ом; менее 0,02% на всех уровнях мощности меньше максимальной выходной мощности.

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

**Искажение передачи прямоугольной волны.** Менее 0,2 Вт при 10 кГц.

**Время нарастания.** 3μs.

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

Прирост. 18х.

Уровень шума. ( Простой источник питания) -70 дБ против 1 Вт.

Уровень шума. ( Простой источник питания) -80 дБ относительно 1 Вт. (Эти цифры, соответственно, лучше, чем -80 дБ и -85 дБ при регулируемом источнике питания).

Фактор обратной связи. 46 дБ (номинал).

Входное напряжение для макс. выход. 850 мВ среднеквадр.

Стабильность нагрузки. Безусловный.

Для перфекциониста подходящая конструкция регулируемого источника постоянного тока с защитой от возвратного короткого замыкания и перегрузки показана на рис. 10. Это дает примерно 10 дБ улучшение шума и (среднеквадратичное значение) очень низкочастотного шума.

Графики усиления / частоты и выходной мощности / частоты показаны на рис. 4 и 5, а соотношение между выходной мощностью и искажением, а также частотой и искажением сигнала показано на фиг. 6 и 7. Характеристики прямоугольной волны в резистивной нагрузке 15 Ом с любым значением шунтирующей емкости до 0,1 мкФ при 1 кГц, 10 кГц и 50 кГц показаны на рис. 8. Выходной синусоидальный сигнал на 1 кГц и 15 Вт с Активная нагрузка 15 Ом (42,5 В (размах)) и связанные с ней гармонические искажения (представляющие 0,02%) показаны на рис.9.

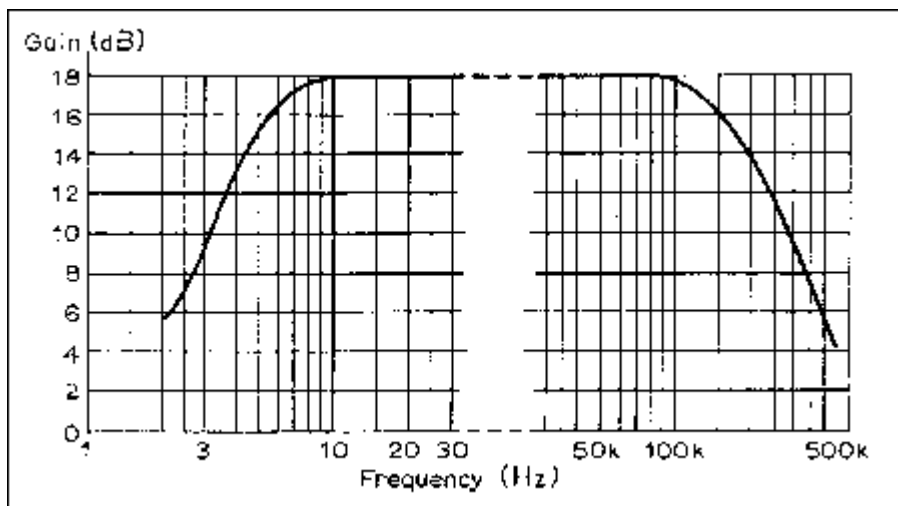


Рис. 4. Коэффициент усиления / частотные характеристики.

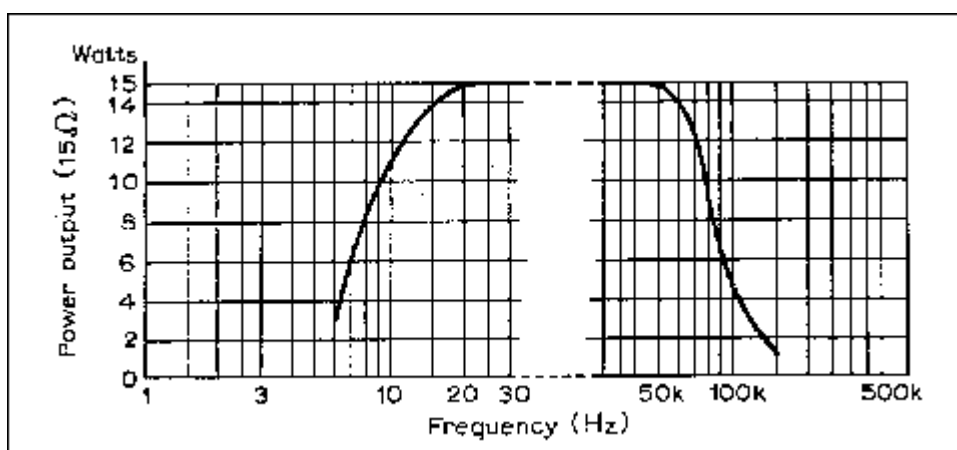


Рис. 5. Выходная мощность / частотные характеристики.

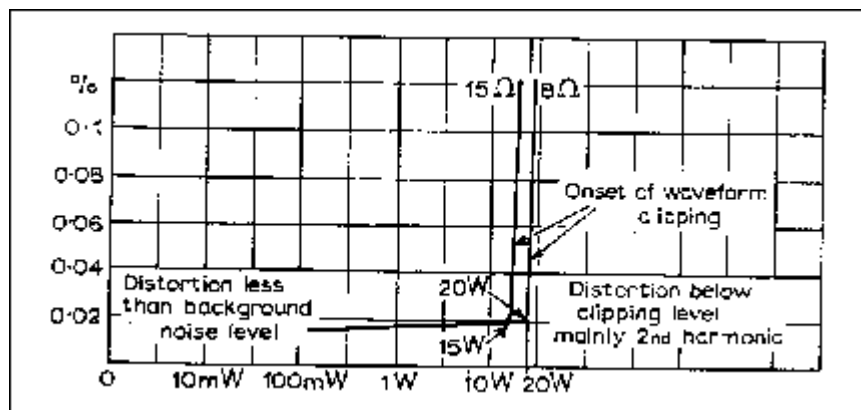


Рис. 6. Характеристики выходной мощности / искажений. Нагрузочная характеристика 8 Ом  
был измерен с использованием модифицированных компонентов выходного каскада.

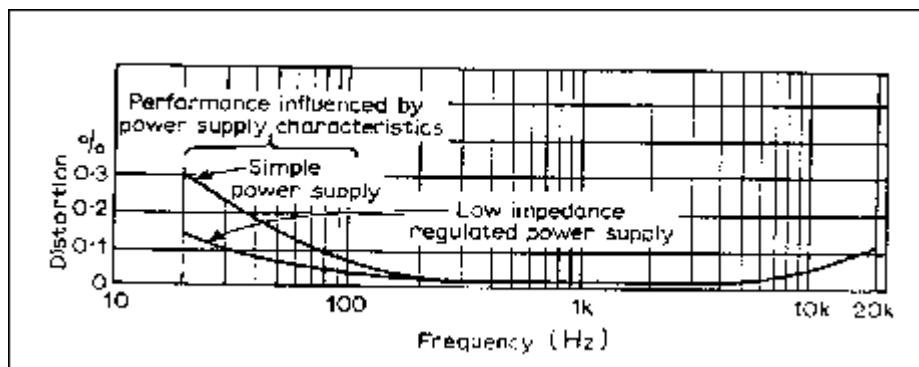
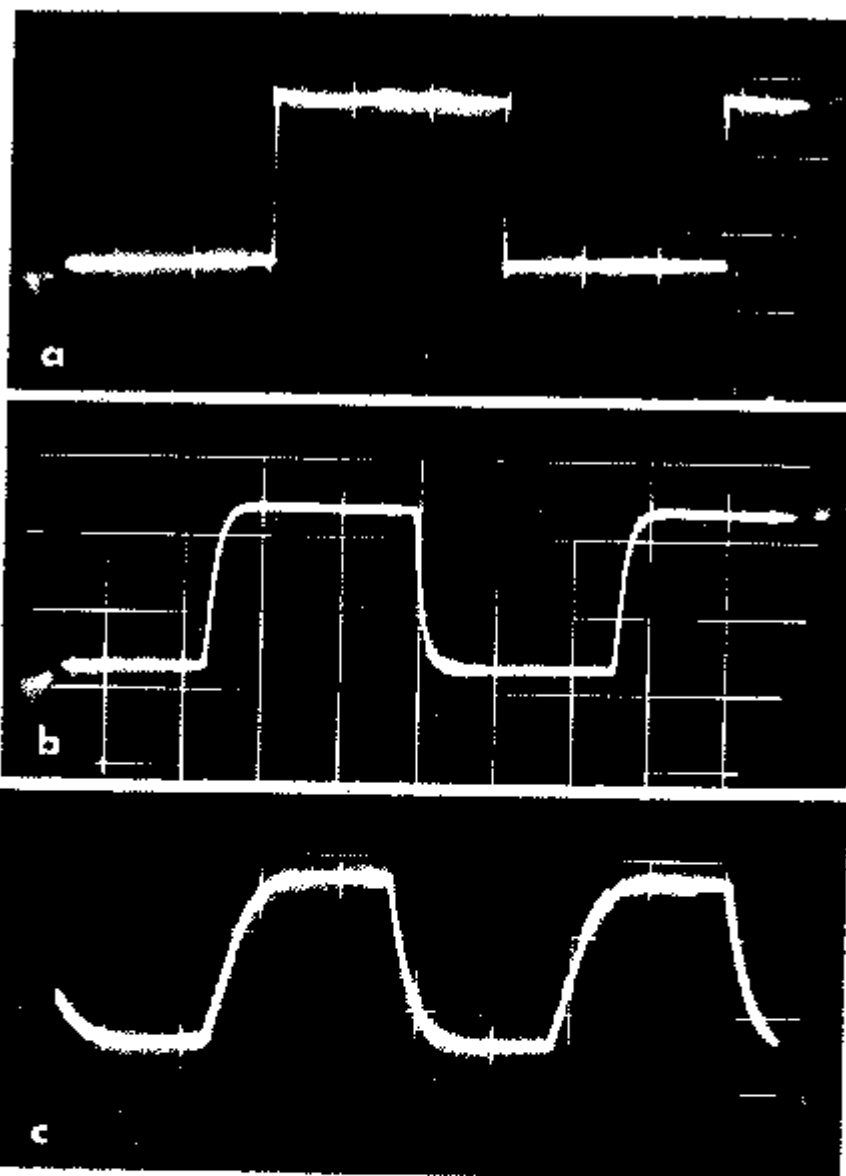
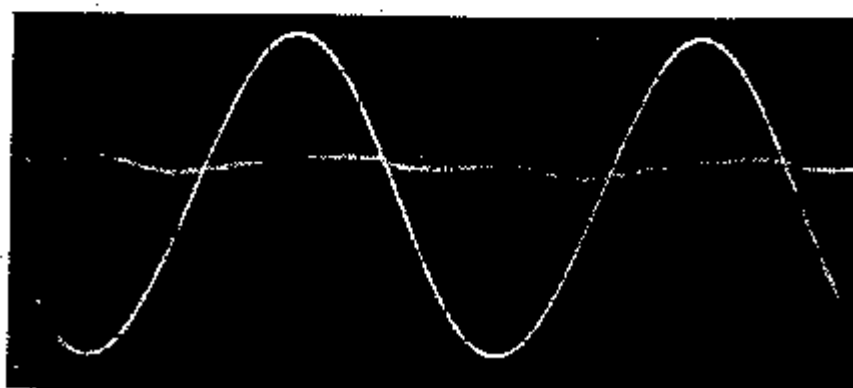


Рис. 7. Влияние частоты сигнала на искажение (1 Вт на 15 Ом).





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

Как описано в прошлом месяце, во время разработки этой схемы был проведен ряд экспериментов, чтобы попытаться связать звуковые эффекты с явлениями, наблюдаемыми и измеряемыми в лаборатории, и был сделан анализатор искажения передачи (заявка на патент Великобритании № 7925/1970). для оценки производительности с несинусоидальными сигналами. (На ранних этапах проектирования был достигнут момент, когда ухо автора больше не могло обнаружить последующие улучшения.)

Переходная характеристика 10-ваттной конструкции класса А (как первоначально опубликовано ( <sup>1</sup>), без доработок ( <sup>2</sup>), предложенный в октябре 1969 года для уменьшения ширины полосы ВЧ) превосходит данную схему в диапазоне от 50 кГц до 2 МГц в условиях нагрузки с довольно низким емкостным реактивным сопротивлением. При более неблагоприятных условиях нагрузки нынешняя конструкция будет (технически) лучше. Однако самые тщательные сравнительные испытания на прослушивание, проведенные с участием нескольких многострадальных друзей автора, не смогли выявить какой-либо слышимой разницы между этими двумя конструкциями, которые почти наверняка превзойдут по характеристикам лучшие доступные клапанные и трансформаторные схемы. единицы.

### Конструктивные пункты

Компоновка, использованная в одном из прототипов этой конструкции, показана на рис. 11 с использованием 0,15-дюймового. матричная медная пластина. Компоновка не должна иметь особого значения при соблюдении обычных мер предосторожности, таких как разумное разделение входных и выходных цепей и обеспечение того, чтобы провода источника питания и обратный провод громкоговорителя были подключены к плате в точке, близкой к той, к которой припаяны выводы коллектора выходных транзисторов.

Поскольку схема имеет единичное усиление на постоянном токе, возникновения «хлопка» при включении в громкоговорителе можно избежать, используя достаточно большую постоянную времени в схеме развязки, которая обеспечивает базовое смещение для Tr1. Напряжение на «X» (рис. 3) затем будет следовать за базовым потенциалом Tr1, поскольку оно медленно возрастает после включения. Нежелательно, чтобы в течение этого периода подавалось полное высокое напряжение, и этого можно избежать за счет включения термистора (Radiospares TH2A или аналогичного) в первичную цепь сетевого трансформатора. Поскольку это вызовет падение напряжения примерно на 10-15 В, это должно быть учтено в точке ответвления на сетевом трансформаторе. Также,

Рассеивание выходных транзисторов обычно составляет около 8 Вт, и обе выходные пары могут быть установлены на одном 3,5-дюймовом. x 4 дюйма черный анодированный, ребристый радиатор. Радиатор следует заземлить - очень просто, не используя слюдяную шайбу на MJ491.

Рассеивание на транзисторе драйвера в некоторых случаях составляет порядка 2 Вт, и это несколько превышает мощность, с которой может безопасно работать обычное устройство в корпусе TO-5, такое как 2N1613, если не используются очень осторожные устройства отвода 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 несколько предпочтительнее, и она использовалась во всех прототипах. Этот этап, однако, не очень критичен, и эти вариации типа транзистора вряд ли существенно повлияют на общую производительность системы.

Texas BC212L и 182L являются предпочтительными типами транзисторов для Tr1 и Tr2, хотя 2N1613 также использовался в некоторых моделях разработки как Tr2 с идентичными результатами. Motorola 2N3906 и 3904 также можно было использовать в позициях Tr1, Tr2 с почти одинаковой производительностью, но это не было опробовано. Рекомендуется использовать 5% -ные углеродные пленочные резисторы мощностью 0,5 Вт, за исключением тех мест, где требуется более высокая мощность. R1 и R2 должны быть небольшого диаметра или иметь низкую индуктивность. Различные электролитические конденсаторы могут иметь более высокое значение или напряжение, работающее без вреда.

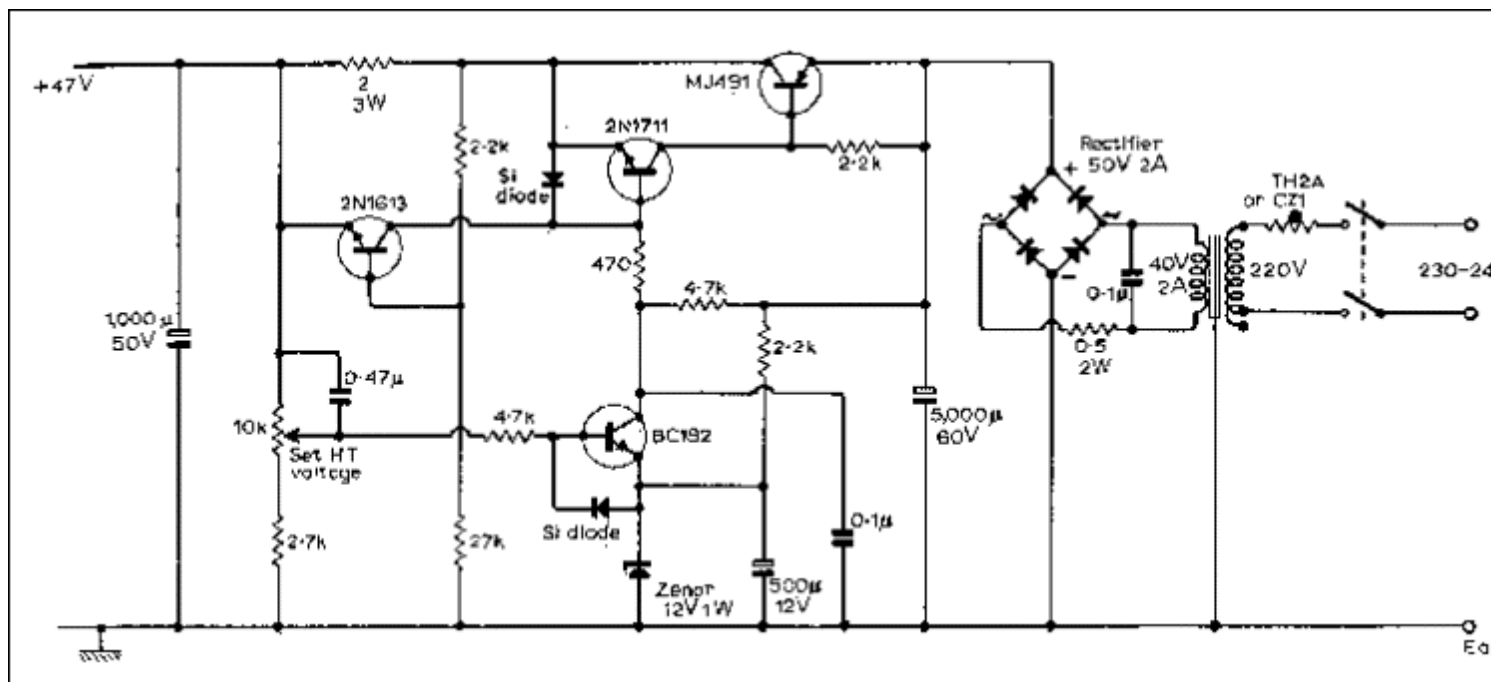


Рис. 10. Стабилизированный источник питания с возвратной защитой от КЗ (12-49В).

## Приложение 1

Расчет уровней выходной мощности, достигаемых при заданном токе покоя в работе класса А.

Максимальная выходная мощность, которая может быть получена от выходного силового каскада, такого как показанный на рис. 3, в классе А, полностью определяется током покоя и импедансом нагрузки при условии, что доступно соответствующее высокое напряжение. На частотах, которые достаточно низки для того, чтобы игнорировать «бесшумные» составляющие тока нагрузки, максимальное отклонение тока, которое может быть вызвано протеканием через нагрузку без вывода того или иного выходного транзистора за пределы отсечки, равно чтобы удвоить ток покоя через выходной каскад. Поскольку это пиковый ток через нагрузку, если форма волны синусоидальная, среднеквадратичный эквивалентный ток будет  $2 \times I_q / \sqrt{2}$ , а на низких частотах мощность, развиваемая в нагрузка будет  $2 \times I_q^2 \times R_L$ .

Например, если каскад должен работать в классе А мощностью до одного ватта при нагрузке 15 Ом, размах пикового тока через нагрузку должен быть  $1 = 2 \times I_q^2 \times 15$  или  $I_q = 183\text{mA}$ . Аналогично, для нагрузки 8 Ом  $I_q = 250\text{mA}$ .

С предложенным постоянным током (200 мА) 1,2 Вт или 640 мВт будут даны для нагрузок 15 Ом и 8 Ом соответственно. Этого должно хватить для обычного прослушивания. Для работы полного класса А мощностью до 15 Вт потребуются токи покоя 710 мА и 970 мА соответственно.

## Приложение 2

### Защита выходного транзистора

Использование конфигурации выходной цепи класса В (и класс АВ входит в эту категорию на соответствующих уровнях мощности) в транзисторных усилителях мощности этого общего типа приводит к возможности протекания очень высоких мгновенных токов, что, к сожалению, приведет к в равной степени мгновенное разрушение задействованных транзисторов, если усилитель работает на максимальной мощности до эффективного короткого замыкания, и в некоторых случаях это может быть нагрузка с очень высоким емкостным реактивным сопротивлением.

Классическая система защиты выходных транзисторов с использованием двух входных байпасных транзисторов разработана Бейли (3), и это также применимо к выходной цепи этой конструкции. Однако из-за асимметрии по постоянному току между потенциалом на базе Tr3 и выходной точкой 'X' можно использовать гораздо более простую схему, состоящую исключительно из стабилитрона хорошего качества (с низкой утечкой) между этими двумя точками, с положительный конец стабилитрона соединен с базой Tr3. Подойдет любой стабилитрон 4-4,7 В при условии, что ток утечки при 3 В обратный, и

0,4 В вперед, меньше 10 мкА. Серия ITT400mW ZF4.7 вполне подойдет. Опять же, для вывода 20 Вт на 8 Ом резисторы R1 и R2 должны быть уменьшены до 0,47 Ом.

#### РЕКОМЕНДАЦИИ

1. Дж. Л. Линсли Худ, «Простой усилитель класса А», Wireless World, апрель 1969 г.
2. «Письма в редакцию», Wireless World, октябрь 1969 г.
3. AR Bailey, "Защита выходных транзисторов в усилителях AF", Wireless World, июнь 1968 г.

[\[ Назад \]](#)

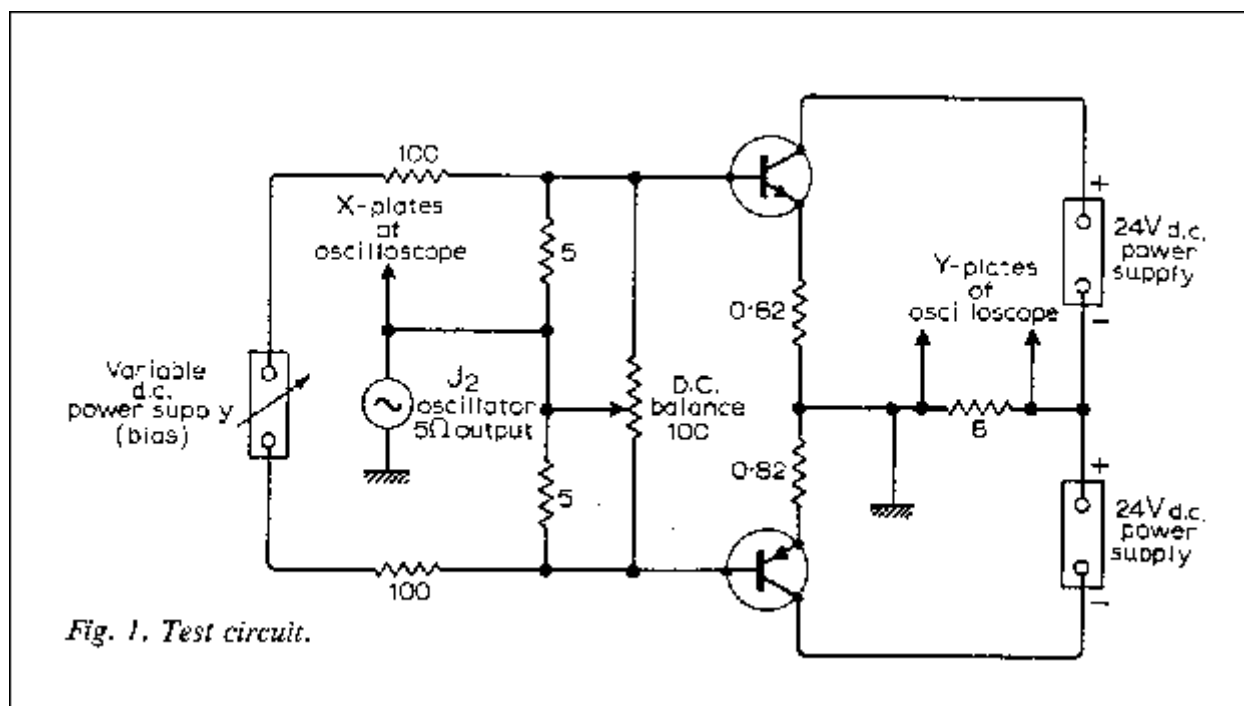
ИСТОРИЯ: Страница создана 20.07.2001

## Усилитель звука класса АВ мощностью 15-20 Вт

### Письма в редакцию Wireless World

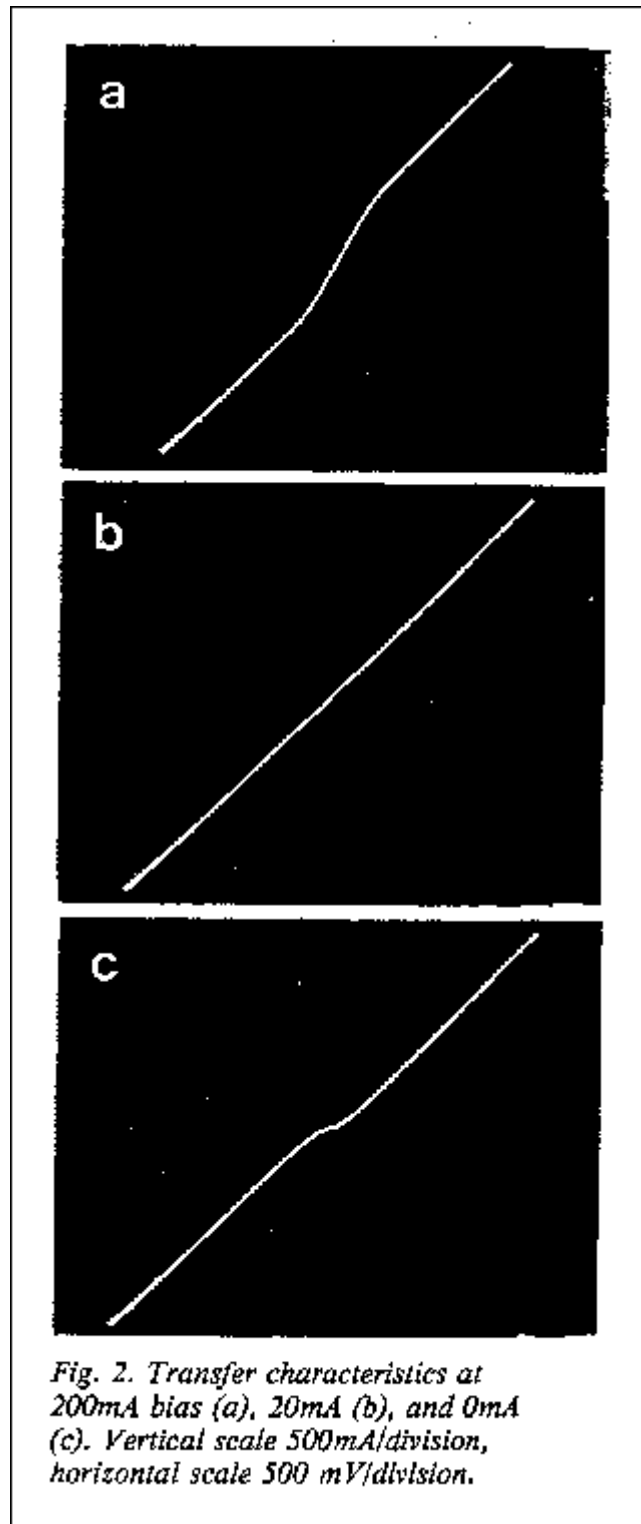
Усилитель класса АВ ( Август 1970 г.)

Г-н Линсли Худ совершенно прав, когда заявляет, что работа транзисторных выходных каскадов в классе АВ может вызвать повышенные искажения из-за изменения наклона передаточной характеристики вокруг точки кроссовера. Однако я боюсь, что он ошибается, предполагая, что низкое сопротивление источника решает проблему.



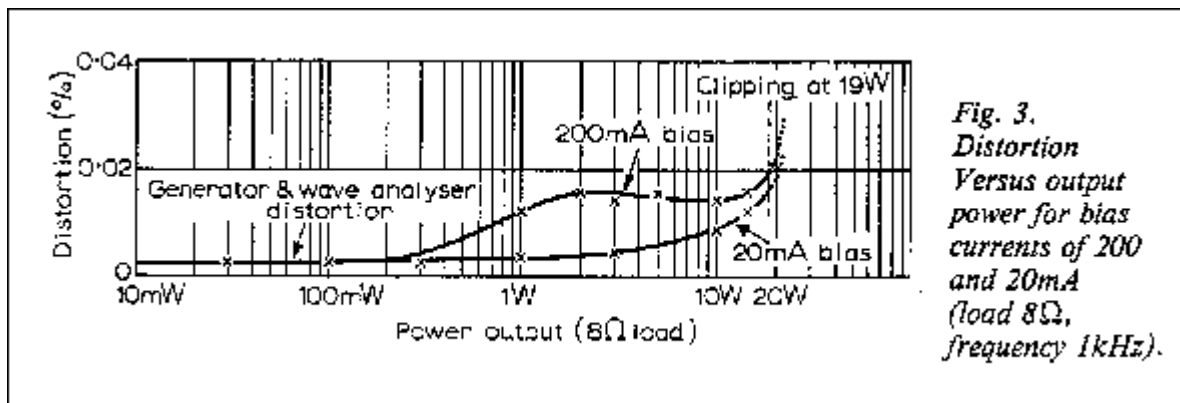
На рис. 1 показана тестовая схема, которую я построил для измерения передаточной характеристики выходного каскада при различных условиях смещения, а результаты показаны на рис. 2 для 200 мА,

20 мА и 0 мА. Обратите внимание на заметное изменение наклона при смещении 200 мА. В испытательной схеме транзисторы работают в режиме общего эмиттера, чтобы можно было легче увидеть изменения наклона передаточной характеристики, но это не влияет на достоверность результатов, поскольку влияние нагрузки на эмиттер. Схема предназначена только для обеспечения локальной отрицательной обратной связи. В тех же условиях двухтактный эмиттерный повторитель, использующий выходной каскад с передаточной характеристикой на рис. 2 (b), будет производить меньше искажений, чем аналогичный выходной каскад с передаточной характеристикой на рис. 2 (c).



Чтобы проверить это, я сконструировал усилитель г-на Линсли Гуда и измерил искажения при 200 мА и токе смещения 20 мА с помощью анализатора волн Marconi TF2330 и генератора с малыми искажениями TF2100 / 1M1. Результаты показаны на рис. 3 и ясно показывают улучшение искажений на промежуточных уровнях выходного сигнала, вызванное более низким током смещения. Однако, несмотря на полученные отличные результаты, я бы не советовал конструкторам этого усилителя использовать смещение.

ток всего 20 мА, поскольку он имеет тенденцию быть довольно нестабильным. Смещение 50 мА будет примерно оптимальным, и на этом уровне все еще будет "горб" на кривой искажений, но он будет меньше, чем смещение 200 мА, и будет устранен до более низкого уровня мощности. Я также считаю, что использование термокомпенсирующего диода или транзистора в цепи смещения настоятельно рекомендуется, чтобы минимизировать тепловые колебания.



Г-н Линсли Худ также ошибается, когда заявляет, что драйвер эмиттерного повторителя Tr3 представляет выходные транзисторы с низким импедансом истока. Это было бы правдой, если бы не конденсатор начальной загрузки, который повышает эффективное значение нагрузочного резистора 6,8 кОм в коллекторе Tr2 примерно до 50 кОм. Таким образом, полное сопротивление источника, видимое выходными транзисторами, составляет около 1 кОм, то есть примерно вдвое больше их входного сопротивления с эмиттерной нагрузкой 8 Ом.

Еще один момент касается коэффициента усиления по току выходных транзисторов. Указанный разброс усиления для используемых устройств MJ481 / MJ491 составляет 30-200 при 1 А. Поскольку от каскада драйвера поступает только 40 мА, пиковый ток коллектора с устройствами с минимальным усилением составляет всего 1,2 А. Это соответствует выходной мощности около 8 Вт на 15 Ом и 5 Вт на 8 Ом. Для достижения заявленной автором выходной мощности выходные транзисторы должны иметь минимальный коэффициент усиления по току около 80 при 1 А. Возможно, автор мог бы предложить альтернативные значения компонентов для тех, кому не повезло обзавестись транзисторами с низким коэффициентом усиления.

И последнее. Автор, очевидно, придает большое значение «искажению передачи прямоугольной волны», но он еще не сказал нам, как он это определяет. Хорошо известно, что любая сеть, активная или пассивная, не имеющая линейной фазовой / частотной характеристики, будет вызывать переходные искажения прямоугольной волны. Считает ли автор, что, например, LC-фильтр с резкой отсечкой на частоте 50 кГц будет производить слышимые искажения? Звон, создаваемый таким фильтром, был бы очень похож на звон, производимый звуковым усилителем с нагрузкой 15 Ом и 2 мкФ.

Д.С. ГИББС,  
Бери, Ланкс.

#### Автор отвечает:

В письме г-на Гиббса поднимается ряд интересных моментов, с некоторыми из которых я согласен. Однако я сожалею, что в некоторых случаях он неправильно понимал этот аргумент.

Взять его по отдельности.

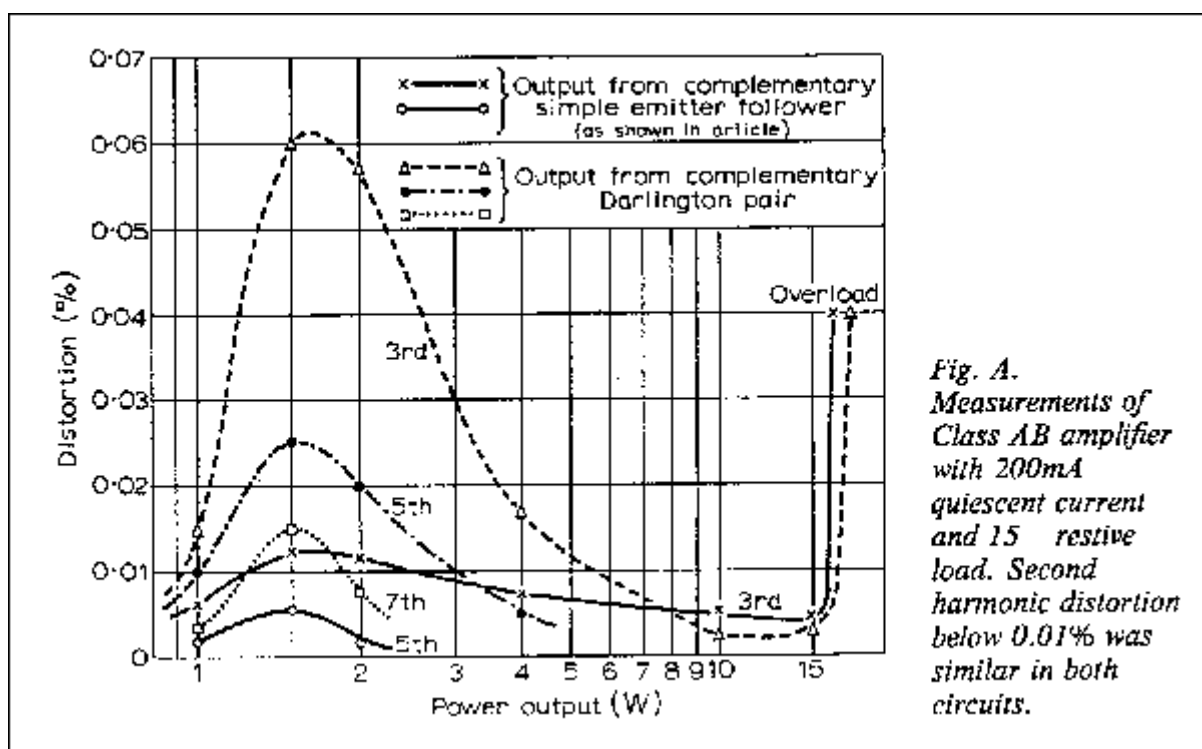
1. Оптимальный ток покоя: тот факт, что существует оптимальное значение тока покоя в выходном каскаде класса В для минимальных гармонических искажений, хорошо известен и не оспаривается. Этот оптимальный ток зависит, среди прочего, от коэффициента усиления по току выходных транзисторов (или произведения коэффициентов усиления по току, если используется пара Дарлингтона или аналогичная конфигурация выходного каскада) и, в первом приближении, тем выше эффективный ток. Коэффициент усиления отдельных половинок выходного каскада тем ниже оптимальное значение тока покоя. Из

цифры, которые приводит г-н Гиббс, могут показаться, что транзисторы, которые он выбрал для этого эксперимента, имели высокий коэффициент усиления по току.

Однако суть не в этом. Я считаю, что основная часть обычного прослушивания выполняется с уровнями выходной мощности, которые составляют порядка 50-250 мВт, и только очень редкие переходные процессы требуют уровней мощности в диапазоне 1-2 Вт. Я также считаю, что для усилителя выгодно работать в истинных условиях смещения класса А для нормальных уровней мощности прослушивания, поскольку это позволяет избежать большинства негативных эффектов, которые могут возникнуть в классе В, например, из-за несовпадения характеристик выходного транзистора. Эти вредные эффекты вызывают основную часть гармонических и интермодуляционных искажений высокого порядка, которые кажутся неприятными для уха.

Следовательно, вопрос просто в том, какая конфигурация выходного каскада будет работать лучше всего при прямом смещении, скажем, 200 мА (это выбрано, чтобы обеспечить работу класса А до 600 мВт - 1,2 Вт при нагрузке 8-15 Ом). Простая комбинация дополнительных эмиттерных повторителей кажется лучшей для этой цели.

Измерение уровней гармонических искажений очень низкого порядка затруднено и зависит от таких факторов, как полное сопротивление источника питания, соединения выводов и т. Д., Поэтому я благодарен за то, что измерения г-на Гиббса подтверждают мои собственные выводы о том, что такая конструкция, с таким выходным каскадом и прямое смещение не приводит к возникновению уровней гармонических искажений, превышающих 0,02%. Мои собственные последующие измерения с помощью анализатора гармоник показывают, что искажение, возникающее в области «горба», в основном является третьей гармоникой, тогда как более высокая величина искажения, создаваемая более традиционной комплементарной парой Дарлингтона, смещенной до 200 мА, в аналогичной схеме также содержит больше этих нежелательных на слух гармоник более высокого порядка (см. мой рис. А). Имеет ли кто-то 0,015% или 0,005% thd, вероятно, представляет только академический интерес для пользователя.



2. Импеданс база-эмиттер. Я считаю, что для хороших высокочастотных и переходных характеристик желательно, чтобы импеданс между базой и эмиттером выходных транзисторов был низким. В случае схемы усилителя класса AB этому условию удовлетворяет потенциометр 100 Ом, комбинация 400 мкФ, подключенная между базами двух транзисторов выходного каскада, поскольку, когда один из них отключен, другой проводит ток и обеспечивает необходимую базу. обратный путь к эмиттеру. Использование относительно высокого импеданса драйвера действительно выгодно для минимизации гармонических искажений из-за нелинейности импеданса базы транзистора.

3. Выходная мощность. Вопрос о диапазоне усиления по току транзисторов серии M481-491 уже поднимался ранее в различных контекстах в этих столбцах. Мой собственный опыт работы с довольно большим их количеством показывает, что наименьший коэффициент усиления по току, при 1 А, составляет порядка 75, а большинство, фактически, находится в диапазоне 100–150. Однако на самом деле это не является важным ограничением в динамических условиях, потому что эффект самонастраивающегося подключения к эмиттерной нагрузке Tg3 обеспечивает адекватный ток возбуждения даже с транзисторами с низким коэффициентом усиления.

4. Звуковые эффекты переходных выбросов на реактивные нагрузки. Мои экспериментальные данные заключаются в том, что иногда существует слышимая разница между усилителем, стабильность которого в условиях реактивной нагрузки такова, что выбросы не возникают при переходном входе, и усилителем, который «звонит». Я не думаю, что это имеет какое-либо отношение к природе кривой ВЧ-характеристики, хотя очевидно, что «кольцо» может быть получено с помощью фильтра нижних частот с крутым срезом. В случае аудиоусилителя, управляющего нагрузкой громкоговорителя, моя собственная гипотеза состоит в том, что некоторые системы громкоговорителей в некоторых динамических условиях могут обеспечивать отрицательное реактивное сопротивление, и это, хотя и временное, может преувеличивать зарождающуюся нестабильность реактивной нагрузки, присутствующую в усилителе. и вносить ложные (и слышимые) искажения формы сигнала.

Я воспользуюсь этой возможностью, чтобы добавить личное примечание. В первоначальном черновике моей статьи я наткнулся на философскую ловушку при расчетах выходной мощности, упустив из виду тот факт, что ток может протекать через нагрузку в обоих направлениях. При последующем рассмотрении я узнал об этой ошибке, и расчеты, приведенные в Приложении 1, верны. Однако та часть статьи, которая относится к этому - последняя половина третьего абзаца на странице 322 - ошибочна. Значения 1,2 Вт и 640 мВт следует заменить на показанные значения 300 и 160 мВт, а оставшиеся 35 слов этого абзаца удалить. Прошу прощения у читателей за это противоречие, появляющееся в тексте.

Дж. ЛИНСЛИ ГУД.

**Класс АВ - некоторые вопросы ( Сентябрь 1970 г.)**

После двух статей г-на Линсли Гуда о конструкции усилителя класса АВ, а также переписки в августовском номере, мы хотели бы поднять несколько вопросов, касающихся спецификации.

Общий коэффициент гармонических искажений составляет менее 0,02% на всех уровнях мощности ниже максимальной выходной мощности, но предположительно (см. Рис. 6 и 7) только на частоте 1 кГц, хотя и не указан как таковой. Каковы, например, уровни искажений при 100 Гц и 10 кГц при полной мощности?

При указании уровня шума для усилителя ширина полосы шума измерения не была указана, что делает результат таким же бессмысленным, как указание частотной характеристики без ограничений (например, +/- 3 дБ).

Значение для «искажения при передаче прямоугольной волны» равно 0,2% на частоте 10 кГц, но уровень мощности не указан. Поскольку «квадратно-волновое искажение передачи» является нестандартным количественным измерением, для того, чтобы результат был значимым, требуется объяснение, как указал г-н Гиббс в своем письме в августовском номере. Также для сравнения были бы полезны результаты для других усилителей, например, хорошего усилителя класса В.

МАРТИН СМИТ и HP WALKER,  
Саутгемптон, Хантс.



Несмотря на совершенство последнего усилителя г-на Линсли Гуда на практике, я бы не согласился с ним по некоторым пунктам, которые он поднимает в июльском номере.

Пара Дарлингтона имеет более низкую взаимную проводимость, чем отдельный выходной транзистор. Обратное может быть верным только для конфигурации дополнительной пары. В его первом абзаце обе пары имеют более высокую ценность.

Общая линейность выходного каскада на его рис. 2, когда он управляется от действительно низкого импеданса источника, действительно зависит от тока покоя, вопреки его ожиданиям. Ответ - высокое сопротивление привода при низком межбазовом сопротивлении. Это не ухудшает характеристики отсечки, поскольку проводящий транзистор имеет низкое сопротивление база-эмиттер по отношению к отключаемому.

Выходной каскад на рис. 3 работает между режимами с общим эмиттером и общим коллектором. Истинный эмиттерный повторитель на рис. 2 имеет собственные искажения примерно в 100 раз меньше, чем на рис. 3, при условии, что полное сопротивление источника достаточно низкое и ток покоя соответствует требованиям. Бесконечные значения емкости начальной загрузки необходимы для обеспечения работы чисто общего эмиттера; в этой схеме преобладает общий излучатель с частотой выше 30 Гц. Его расчет выходной мощности класса А предполагает, что выходные транзисторы имеют постоянную взаимную проводимость. Из-за изгиба этой характеристики при низких токах коллектора они не отключаются так быстро, как ожидалось. Выходной сигнал класса А любой версии составляет почти 2 ампер пик-пик. При постоянном токе 100 мА и отсутствии эмиттерных резисторов доступен выход класса А более 5 ампер пик-пик.

Сила высокого класса А не является, *ipso facto*, особой добродетелью. Правильный ток покоя связан с линейностью выходного каскада в динамических условиях, и он должен быть значительно ниже, чем требуется для работы полного класса А в хорошей конструкции класса АВ.

Взаимная проводимость MJ 481/491 с эмиттерными резисторами 0,82 Ом составляет 1 МОм при больших токах; при токе коллектора около 20 мА это значение падает до 0,5 МОм. Если Tr3, 4, 5 имеют высокие коэффициенты усиления по току, так что полное сопротивление возбуждения действительно низкое, это оптимальный ток покоя с полосой пропускания в несколько кГц. Более высокие токи покоя ухудшают характеристики. Ток 200 мА, несомненно, подходит для большей полосы пропускания, но никаких компромиссов не потребуются, если полное сопротивление привода будет достаточно высоким для всех комбинаций транзисторов.

Плохое согласование выходных транзисторов крайне маловероятно, чтобы вызвать какое-либо заметное ухудшение характеристик, за исключением измерителя искажений; в некоторых случаях низкая прибыль может быть даже выгодна. В обоих этих случаях операция полного класса А не нужна.

Мое последнее замечание касается избежания температурной компенсации смещения выходного каскада. Наказанием за это является очень низкая термическая стабильность в версии на 8 Ом.

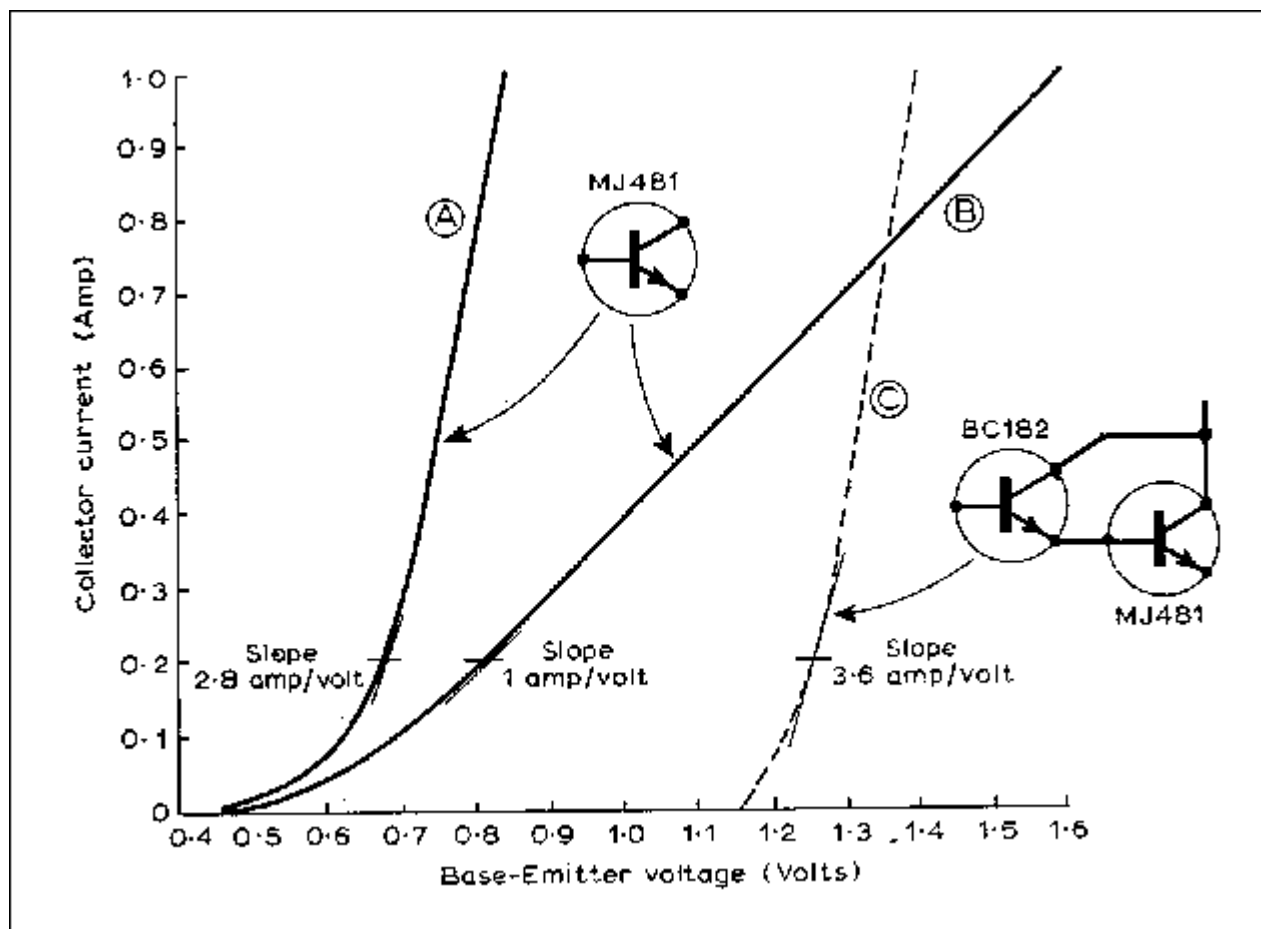
DLD MITCHELL,  
Университет Брэдфорда.

**Усилители класса АВ ( Октябрь 1970 г.)**

Я благодарен г-ну Митчеллу за его письмо в сентябрьском номере относительно моего усилителя класса АВ, но есть некоторые моменты, которые он высказал, которые, как мне кажется, не должны пройти без возражений.

В частности, он утверждает, что выходной каскад пары Дарлингтона имеет более низкую взаимную проводимость, чем отдельный выходной транзистор. Хотя теоретически это могло быть следствием того, что

Второй транзистор создает импеданс в цепи эмиттера первого, эта ситуация не возникает ни в каких системах с импедансом источника, кроме почти нулевого, как я проиллюстрировал на графиках передаточной характеристики на следующей странице.



Кривая А - передаточная характеристика простого (MJ481) транзистора с сопротивлением истока (входной цепи базы) 10 Ом. Кривая В показывает характеристики устройства, но с сопротивлением источника 100 Ом. Кривая С - это тот же выходной транзистор, но с входной конфигурацией Дарлингтона с использованием входного транзистора BC182. В этой конфигурации с сопротивлением источника 10, 100 или 1000 Ом нет ощутимой разницы в характеристиках.

В данном случае наклон пары Дарлингтона при 200 мА, который был выбран мной в качестве тока покоя, составляет 3,6 ампер / вольт по сравнению с 2,8 ампер / вольт для простого выходного транзистора.

Наличие всего лишь 100 Ом сопротивления входной цепи снижает его до 1 А / В, что подтверждает мысль, которую я сделал в своей статье, которая косвенно касалась обстоятельств, которые могли бы существовать в практической конструкции.

Второй момент, в котором я отличаюсь от г-на Митчелла, касается условий эксплуатации ступени класса А. Я считаю, что эту классификацию следует ограничить системами, в которых каждый компонент выходного каскада работает в своей линейной области на всем своем эффективном размахе выходного сигнала. Самого факта, что тот или иной выходной транзистор не отключен полностью, недостаточно для удовлетворения этого требования.

Хотя я не упоминал об этом отдельно в статье, использование усилителя истинного класса А действительно приводит к снижению искажений, как правило, до уровня менее 0,01% при уровнях мощности менее 15 Вт в диапазоне частот 100 Гц - 5 кГц, и содержание искажения затем линейно уменьшается с уменьшением величины выходного сигнала.

Мое решение в конструкции усилителя использовать переменный резистор в качестве источника смещения между базами выходных транзисторов, а не более сложную схему температурной компенсации, было частично основано на удобстве регулировки такого смещения. По сравнению, скажем, с цепочкой диодов (два кремниевых диода с прямым смещением на самом деле будут давать почти правильный ток покоя, и это устройство использовалось в некоторых прототипах, используемых друзьями) и частично на меньшей предрасположенности к катастрофическому отказу, чем у транзисторных "усиленных диодных" систем.

Моя кривая В показывает относительную нечувствительность выходного каскада с одним транзистором к изменениям прямого смещения (а выбор тока покоя 200 мА очень сильно снижает тепловые эффекты даже при нагрузке 8 Ом!). А также превосходную линейность передачи такого типа. Система, которая способствует более низким показателям гармонических искажений, достигаемым с таким выходным каскадом, по сравнению с более обычными двухтактными конфигурациями.

И г-н Митчелл, и г-н Гиббс (письма, август 1970 г.) поставили меня перед задачей за мое наблюдение в статье о том, что «использование дополнительной пары эмиттерных повторителей, управляемых низким импедансом источника», по-видимому, дает наилучшие результаты. способ минимизировать несколько проблем», описанный во введении.

Рассматриваемая статья была фактически написана как одна довольно длинная статья, которая была разделена на две части для удобства публикации, и это разделение в сочетании с некоторыми редакционными исключениями привело к тому, что вышеприведенному наблюдению было придано неожиданное значение. Поскольку на этом этапе я просматривал мыслительные процессы, которые привели к выбору этой конфигурации выходного каскада, было бы лучше, если бы я продолжил, «и поэтому этот тип этапа был выбран в качестве отправной точки для этого проекта».

В самом деле, как предварительные расчеты, так и первоначальные эксперименты показали, что с точки зрения линейности работы, то, что выходной каскад должен иметь низкий импеданс источника, было нецелесообразно и нежелательно, и решение, предложенное г-ном Митчеллом в его буква об относительно высоком импедансе драйвера при низком межбазовом импедансе была конфигурацией, которая была принята в окончательной конструкции.

В ответ на письмо господ Смита и Уокера в сентябрьском выпуске я хотел бы указать, что полное гармоническое искажение было указано на частоте 1000 Гц, потому что это рекомендация спецификаций BS и DIN. Значения  $thd$  при полной мощности при 100 Гц и 10 кГц обычно составляют 0,04% и 0,06% соответственно. На низких частотах на гармонические искажения в основном влияют импедансы байпасного конденсатора источника питания, а также развязывающих и «бутстрапных» конденсаторов, и, если необходимо, можно улучшить их, увеличив их значение.

На высоких частотах содержание искажений в основном определяется преднамеренным и необходимым уменьшением коэффициента усиления разомкнутого контура и коэффициента обратной связи, необходимого для поддержания хорошей стабильности реактивной нагрузки, хотя компоновка схемы и паразитные емкости имеют некоторое влияние.

Прошу прощения за отсутствие ограничений полосы пропускания для измерений коэффициента шума. Фактически, это были те характеристики, которые налагались характеристиками усиления / частоты усилителя, которые можно было бы измерить милливольтметром с очень широкой полосой пропускания. Использование более ограниченной полосы пропускания, скажем, 20 Гц - 20 кГц, позволит заметно улучшить указанный коэффициент шума. (На самом деле, это совершенно неслышно.) Однако, просматривая прошлые номера журнала Wireless World, я обнаружил, что другие авторы также упустили из виду ширину полосы измерения при указании уровней шума. Этот момент, возможно, будет отмечен в будущем.

Сожалею, что параметр измерения «искажение передачи прямоугольной волны» не сопровождался каким-либо дополнительным объяснением. На практике искажение передачи измеряется путем электрического сравнения форм сигналов на входе и выходе тестируемой системы, а затем выражения ошибки, возникающей при передаче, в процентах от формы сигнала на входе, как

измеряется с помощью откалиброванного среднеквадратичного значения вольтметра, такого как тот, который используется для обычных измерений  $\text{thd}$ . Для этого можно использовать любую удобную форму сигнала.

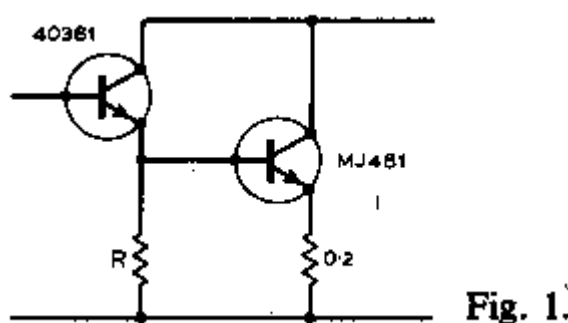
Типичные значения искажения передачи для обычных конструкций аудиоусилителей, использующих прямоугольную волну 10 кГц и диапазон резистивной нагрузки от 0,2% до 10%. Ошибки передачи прямоугольной волны до 30% довольно часто встречаются в условиях реактивной нагрузки, и это, в сочетании с относительно высокими уровнями искажений, иногда обнаруживаемыми при низких уровнях громкости, может составлять большую часть так называемого «транзисторного звука». В отличие от гармонических искажений, искажения передачи с реактивными нагрузками могут ухудшаться по мере увеличения количества отрицательной обратной связи.

JL LINSLEY HOOD,  
Тонтон, Сомерсет.

#### Снова усилители класса AB (Декабрь 1970 г.)

Ответ г-на Линсли Гуда в октябрьском номере на мое письмо (август) действительно проясняет трудности, с которыми я столкнулся, следуя его статье и его ответу г-ну Гиббсу (августовский номер), но я чувствую себя обязанным более полно обосновать свои возражения. Я понимаю взаимную проводимость транзистора или пары транзисторов как  $dlc / dV_{be}$ .  $V_{be}$  измеряется между входной базой и выходным эмиттером точно в тех условиях импеданса источника, близких к нулю, к которым он относится. При значениях менее 1 Ом сохраняется форма основной взаимной характеристики MJ481. Кривая, полученная при сопротивлении источника 100 Ом, больше похожа на характеристику усиления по току, за исключением низких токов коллектора. Если исключить влияние резистора на 10 Ом из кривой А мистера Линсли Гуда, наклон действительно станет круче, чем у кривой С.

1) с соответствующими изменениями. Проще работать с точки зрения взаимных сопротивлений, чем проводимости, и типичные значения этих сопротивлений показаны в таблице 1 (R здесь бесконечно).



Взаимное сопротивление комбинаций этих трех, включая MJ481, является суммой этих сопротивлений, наблюдаемых на выходном эмиттере. Предполагается, что MJ481 имеет коэффициент усиления по току 100; это не влияет на аргумент, поскольку характеристика 40361 почти экспоненциальна, так что наклон приблизительно обратно пропорционален  $I_c$ . Результаты для четырех случаев показаны в Таблице 2. Оптимальным током покоя для каскада, управляемого напряжением, обычно является ток коллектора, при котором наклон сопротивления в два раза превышает значение высокого тока.

**Table 1**

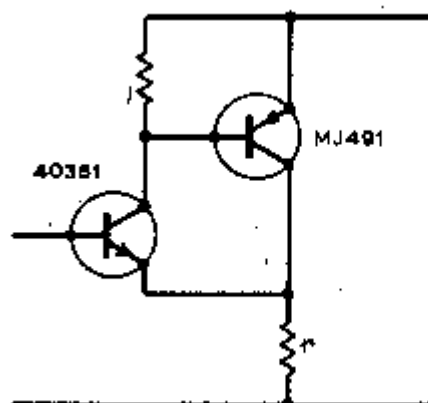
$\frac{dV_{be}}{dI_c}$ of MJ481	$I_c$ of MJ481	$I_c$ of 40361	$\frac{dV_{be}}{dI_c}$ of 40361
			100
$\Omega$	mA	mA	$\Omega$
0.16	1.000	10	0.04
0.25	200	2	0.15
0.32	100	1	0.30
0.50		0.5	0.50

**Table 2**

Combination of components	Slope at 1 A output current	Optimum quiescent current	Slope at this current
	$\Omega$	mA	$\Omega$
MJ481	0.16	100	0.32
MJ481 + 0.2 $\Omega$	0.36	50	0.70
MJ481 + 40361	0.20	200	0.40
MJ481 + 40361 + 0.2 $\Omega$	0.40	100	0.82

Видно, что добавление эмиттерного резистора снижает оптимальный ток покоя, а драйвера увеличивает его, хотя любое добавление снижает общую взаимную проводимость при всех токах. Эффект конечных значений R заключается в уменьшении изменений, вносимых водителем.

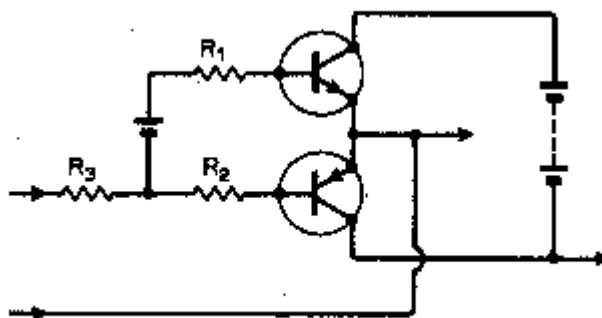
Конфигурация pnp / npn более сложна (см. Письмо г-на Баксандалла в выпуске за сентябрь 1969 г.), но в целом она имеет более высокую взаимную проводимость (рис. 2,  $r = 0$ ), чем простой выходной транзистор. При обычных значениях  $r$  комбинация линейна вплоть до гораздо более низких коллекторных токов выходного транзистора, что дает более низкий ток полуклонной кривой. При высоком импедансе источника оптимальный ток покоя для дополнительного или квазикомплементарного выходного каскада не так легко определить. Вполне возможно, что опыт мистера Линсли Гуда в этих обстоятельствах приводит его к выводу (августовский выпуск), что оптимальный ток покоя изменяется обратно пропорционально абсолютной величине усиления тока на половине выходного каскада.



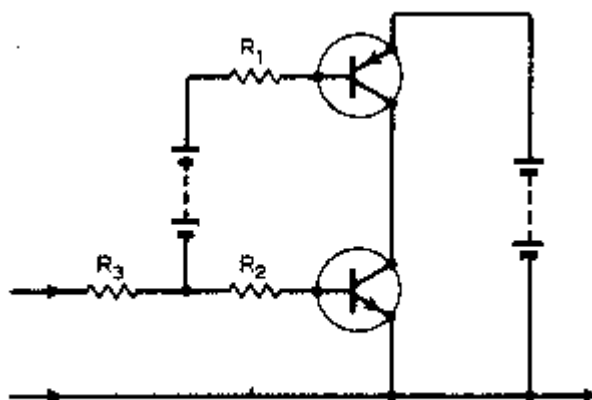
**Fig. 2**

«Обстоятельства, которые могли бы существовать в практическом проекте» - это как раз те, которые указаны здесь разработчиком; полное сопротивление источника менее 1 Ом вполне возможно. Возникает вопрос о том, чтобы вставить резисторы в вывод базы, прежде чем даже измерять основные свойства транзисторов. . Полученная таким образом взаимная характеристика актуальна только для полного усилителя.

который имеет эти импедансы последовательно с каждой половиной выходного каскада - резисторы  $R_1$  и  $R_2$  на рис. 3 и 4 - за исключением чистого класса В с использованием транзисторов, которые отлично отключаются и делают это с нулевым напряжением база-эмиттер. Если  $R_1$  и  $R_2$  равны нулю, а  $R_3$  конечно, общую передаточную характеристику всего выходного каскада лучше не рассматривать с точки зрения взаимной проводимости, измеренной при отсутствии одного транзистора.



**Fig. 3**



**Fig. 4**

Прошу прощения за возражения относительно статьи, поскольку она не передает того смысла, который задумал автор, но я основывал свои аргументы на самом дизайне. Сопротивление источника выходного каскада действительно низкое. Минимальный коэффициент усиления по току MJE521 при токе коллектора 50 мА составляет около 80, что дает максимальное сопротивление привода 70 Ом (полученное от резистора 6,8 кОм). Входное сопротивление выходного каскада варьируется от 50 до 100 Ом в версии на 15 Ом с выходными транзисторами с усилением тока 100. Это несоответствующее соотношение между этими двумя величинами, которое отвечает за эффекты, о которых я говорил.

Было бы удобно, если бы конденсатор начальной загрузки мог обеспечивать дополнительный ток, необходимый для управления MJ491 с низким коэффициентом усиления, которым требуется базовый ток, превышающий постоянный ток в каскаде драйвера. Это могло произойти только в том случае, если конденсатор начальной загрузки временно выдерживал большее напряжение, чем в статических условиях. Эта ситуация возникает во время короткого отрицательного переходного процесса (MJ491 включен) через короткое время после длительного положительного отклонения (MJ481 on). Короткий и длинный относятся к постоянной времени нагрузочного конденсатора и  $R_4$  на рис. 3 статьи. Я не могу себе представить, насколько распространены эти условия в музыке (с любыми компонентами постоянного тока, которые могли быть удалены задолго до того, как начальный конденсатор скажет свое слово).

Остальные моменты, на которые я хотел бы обратить внимание, лучше отложить на будущее - мы оба, похоже, черпаем материал, который должен увидеть свет в статьях, а не в письмах.

Дункан Митчелл,  
Аспирантура электротехники и электронной техники, Брэдфордский  
университет.

[\[ Назад \]](#)

**ИСТОРИЯ:** Страница создана 20.07.2001 12.01.2002  
Добавлено письмо декабря 1970 г.

# Выходной каскад JLN Class-A

## Односторонний или двухтактный?

Меня несколько раз спрашивали, является ли выходной каскад JLN Class-A несимметричным или двухтактным. Мой обычный ответ был «хотите вы краткий или длинный ответ?», А затем, не дожидаясь ответа на вопрос, который в любом случае был риторическим, я отправил длинный. Эта краткая статья может избавить меня от необходимости писать ее снова.

Давайте начнем с определения того, что мы подразумеваем под несимметричным и двухтактным подключением к выходному каскаду аудиоусилителя.

Несимметричный каскад имеет одно выходное устройство (или комбинацию устройств, например пару Дарлингтона или Шиклаи), которое обрабатывает весь сигнал. Этап должен работать в классе А, а пиковый выходной ток равен току покоя.

Двухтактный выходной каскад может работать как в классе А, так и в классе В (где каждый транзистор отключается на половину цикла). Я буду рассматривать только сценарий класса А. Требуются два устройства вывода (или комбинация устройств), и они обычно являются дополнительными типами, когда используются BJT или MOSFET. Схема устроена так, что по мере того, как одна половина выходного каскада включается больше и подает или принимает больше тока, другая половина отключается на аналогичную величину, и ее ток уменьшается. Таким образом, ток в нагрузке вдвое превышает изменение тока в одной половине выходного каскада, а пиковый выходной ток, при поддержании работы класса А, равен удвоенному току покоя (не совсем, но почти что черт возьми). ).

Выходной каскад JLN можно анализировать по-разному. Дуг Селф описывает схему как двухтактную, где Q2 является эмиттерным повторителем, а Q1 действует как источник тока, управляемый напряжением. Джеймс Сагден высказывает аналогичное мнение: «... выходной каскад больше похож на белый катодный повторитель. Верхний транзистор - это «ведомый» элемент, действующий как эмиттерный повторитель, а второе устройство как эмиттерная нагрузка, но снова возбуждаемое в таком состоянии. способ изменяться в лучшую сторону ".

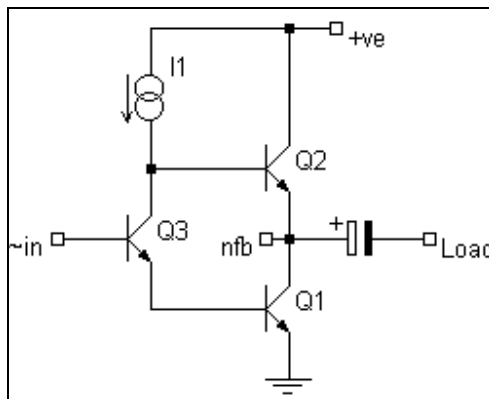
С другой стороны, сам JLN высказал мнение в статье 1996 года, что, если бы согласованные устройства не были доступны, было бы лучше использовать транзистор с более высоким коэффициентом усиления в качестве Q1, чтобы выходная цепь работала как усилитель с активной нагрузкой коллектора, а не выходной эмиттерный повторитель с активной эмиттерной нагрузкой. Позже он заявил в статье в Electronics World (май 2000 г.), что «... моя схема 10 Вт класса А не использовала двухтактную пару выходных устройств для обеспечения необходимого низкого выходного сопротивления. Вместо этого она использовала ' Каскад усилителя, соединенный парой Дарлингтона, состоящий из Q1 и Q3, управляющих Q2 в качестве активной нагрузки ».

Все утверждения в последних двух абзацах, похоже, указывают на одно «управляемое» устройство (таким образом, соответствующее определению несимметричного) с активной нагрузкой эмиттера или коллектора, обеспечивающей некоторое двухтактное действие. Это во многом похоже на схему Pass Aleph, которая является несимметричной с модулированным источником тока для выходной нагрузки MOSFET. Основное различие между ними заключается в том, что Aleph модулирует источник тока посредством выходного тока, тогда как JLN делает это через входной сигнал.

Хотя JLN заявил, как указано выше, в схеме класса А не используется двухтактная пара выходных устройств, это противоречит его комментарию в оригинальной статье 1969 года о том, что «Использование второго аналогичного транзистора. в качестве нагрузки коллектора ..... позволит эффективно управлять нагрузкой в двухтактном режиме, если входы двух транзисторов имеют подходящую величину и противоположны по фазе. Это требование может быть выполнено, если транзистор драйвера подключен, как показано на рис. 2 ».



Однако теперь альтернативный вид, основанный на информации, опубликованной Wireless World еще в 1973 году. Выходной каскад JLN в основном показан на следующей диаграмме. Источник постоянного тока питает переход Q2b / Q3c. Предполагая, что Q1 и Q2 идеально согласованы, при отсутствии сигнала половина выходного сигнала  $ccs$  подается на базу Q2, а другая половина проходит через Q3 в базу Q1.



Ток  $ccs$  в сочетании с коэффициентом усиления  $Q1 / Q2$  определяет ток покоя выходного каскада. Когда сигнал присутствует на базе Q3, Q3 будет пропускать больше или меньше тока в зависимости от полярности сигнала. Если он включится больше, ток в базе Q1 увеличится. Из-за фиксированного выхода  $ccs$  ток в базе Q2 должен уменьшиться на аналогичную величину. Обратное верно, если сигнал заставляет Q3 пропускать меньший ток. Таким образом, у нас есть точный фазоделитель тока и достигается истинная двухтактная работа Q1 и Q2.

Если бы транзисторы были совершенными устройствами, двухтактное действие позволило бы пиковому выходному току равняться удвоенному току покоя. Однако это не так, и  $I_c$  не изменяется линейно с  $I_b$ , особенно когда  $V_{ce}$  также изменяется. Это означает, что для конкретного изменения тока базы изменение  $I_c$  транзистора, который имеет уменьшенный ток базы, будет больше, чем увеличение  $I_c$  для другого транзистора. Моделирование показало, что пиковый выходной ток для JLN будет в 1,3–1,55 раза больше тока покоя в зависимости от конкретных используемых выходных транзисторов.

Итак, что произойдет, если транзисторы не будут идеально согласованы? При отсутствии сигнала базовые токи на Q1 и Q2 не будут равны (ток  $ccs$  будет разделен на обратное соотношение двух коэффициентов усиления). Как я доказал в одном из своих постов на форуме diyAudio, это ограничивает возможное изменение базового тока для одного из устройств вывода. При низких уровнях сигнала это не имеет большого значения, двухтактное действие сохраняется, но по мере увеличения уровня сигнала двухтактное действие прекращается раньше, чем это было бы с согласованными транзисторами. Фактически можно показать, что при значительной разнице в усилении между двумя выходными транзисторами пиковый выходной ток (в одном направлении) может быть равен (или даже меньше) току покоя. Если пиковый (симметричный) выходной ток равен току покоя, остается ли у нас двухтактная работа?

На самом деле я сомневаюсь, что любой из этих анализов или объяснений является строго точным из-за сложного взаимодействия между Q1, Q2 и Q3 и внутренней обратной связи вокруг контура, образованного этими тремя устройствами. Однако достаточно сказать, что эта конструкция обеспечивает очень хорошее качество звука, поэтому, возможно, нет необходимости слишком долго размышлять о тонкостях и внутренней работе схемы.

Ну, похоже, я не ответил на исходный вопрос «JLN несимметричный?». Возможно, мне лучше вместо этого дать короткий ответ -

Да или нет.

# Модульная конструкция предусилителя

(Wireless World, июль 1969 г.)

Оптимально спроектированные этапы, которые можно использовать отдельно или в нескольких разных комбинации

Дж. Л. Линсли Худ, MIEE

Тип искажения, вносимого транзисторным усилителем класса А, работающим при низком уровне сигнала, будет преимущественно второй гармоникой и безопасен для уха. Хотя гармонические искажения удобны для измерения и представляют собой разумный критерий для сравнительных целей, на низких уровнях их присутствие менее важно, чем наличие интермодуляционных эффектов, которые они вызывают. Когда сложный сигнал передается через нелинейный элемент, образуются продукты интермодуляции между отдельными компонентами сигнала, которые легко проявляются в окончательном слышимом результате как «размытие» и потеря отдельной идентичности отдельные компоненты, составляющие единое целое. Мерилом этого является легкость (или трудность) различения слов хорового исполнения при наличии оркестрового фона.

Измерения рядом рабочих (1) показали, что величина продуктов интермодуляции может быть намного больше, чем величина общего уровня гармонических искажений, а нелинейности, которые, вероятно, будут иметь наибольшее значение в этом отношении, - это те, которые находятся на низко- и высокочастотном концах слышимый диапазон.

На данный момент характеристики звуковых усилителей в этом отношении намного лучше, чем у FM-трансляции, магнитофонные записи, системы воспроизведения дисков или громкоговорители. Тем не менее, прогресс в технологиях производства грампластинок, звукоснимателей и громкоговорителей позволил постоянно улучшать их характеристики по гармоническим и имм искажениям, и ясно, что любая конструкция усилителя, предлагаемая в настоящее время, должна иметь очень высокий стандарт производительности. Если мы хотим, чтобы он сохранял постоянную ценность в течение следующего десятилетия.

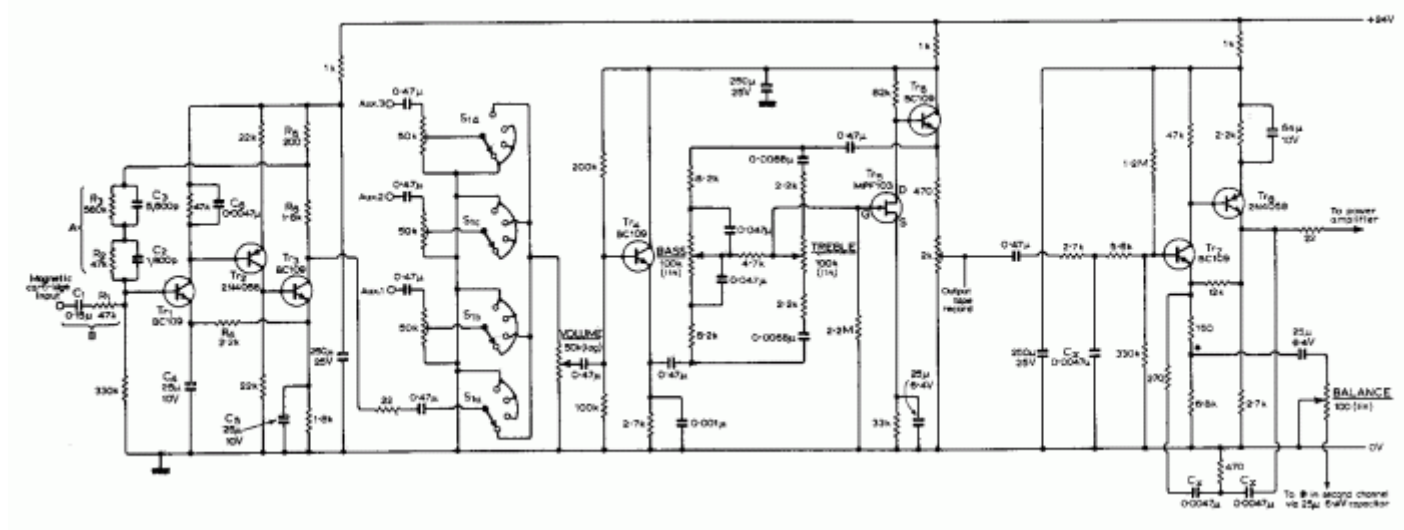


Рис. 1. Возможное сочетание этапов.

(Нажмите на рисунок, чтобы увидеть изображение с более высоким разрешением)

Автором разработан ряд качественных каскадов предусилителей. Каждый каскад выполняет свою требуемую операцию с незначительными шумами и искажениями. При объединении, как, например, на рис. 1, общий уровень гармонических искажений составляет менее 0,1% во всем частотном диапазоне.

20 Гц-20 кГц при любой настройке регулятора тембра и для выходного сигнала до 2 В. Каждый каскад может работать сам по себе и имеет достаточно низкий выходной импеданс, чтобы экранированные кабельные соединения могли быть выполнены без высоких частотных потерь.

#### Схема выравнивания магнитных датчиков

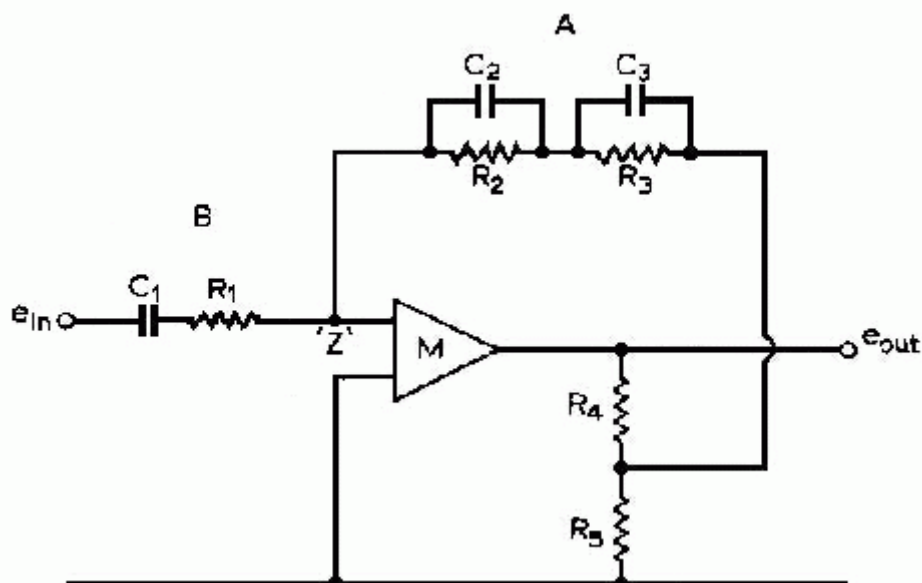


Рис. 2. Фазаинвертирующий усилительный каскад, используемый для получения характеристики воспроизведения RIAA.

Требуемые характеристики воспроизведения RIAA могут быть аппроксимированы несколькими различными схемами. Наиболее простой с точки зрения расчета производительности вариант, показанный на рис. 2, с использованием простого фазоинвертирующего каскада усилителя. Если усиление усилителя  $M$  достаточно велико, точка  $Z$  становится виртуальной землей (см. Приложение I), а входное сопротивление цепи эквивалентно входному сопротивлению входной сети В. Сопротивление нагрузки, требуемое для звукоснимателя, обычно 47-50 кОм., обеспечивается подходящим выбором  $R1$ . С резистором  $R2$ , равным  $R1$ , усиление каскада равно  $R4 + R5 / R5$  на средней частоте (обычно 1 кГц), если полное сопротивление  $C2$  велико, а сопротивление  $C3$  мало по отношению к  $R2$ . Так как выходное напряжение, которое ожидается от большинства картриджей магнитных датчиков хорошего качества, находится в диапазоне 4-10 мВ для записанной скорости 5 см / с, для этого каскада достаточно усиления 10. Требуемая кривая частотной характеристики воспроизведения, показанная на рисунке 3, может быть получена путем подходящего выбора  $C2$  и  $C3$ . Поскольку две цепи А и В определяют частотную характеристику этой схемы, очевидно, что их можно заменить, чтобы обеспечить широкий диапазон различных рабочих характеристик без изменения схемы блока усилителя М.

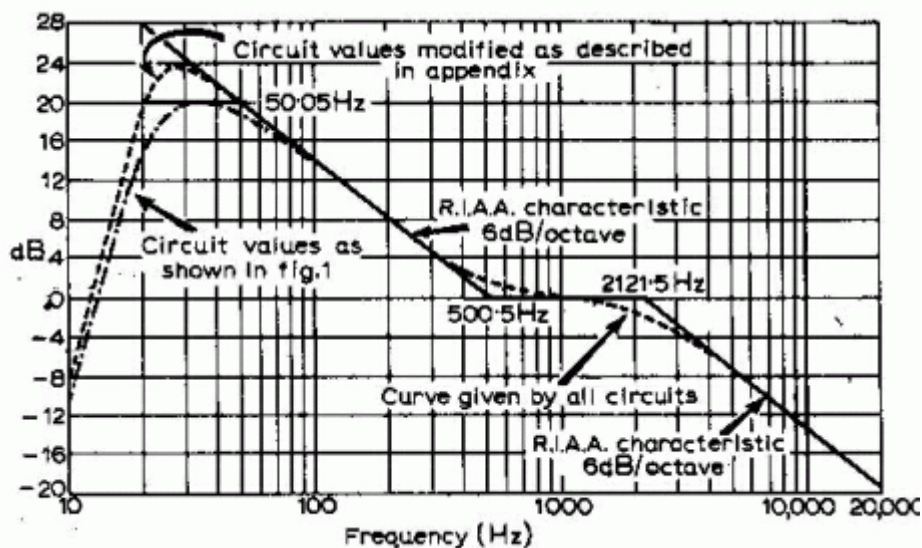


Рис. 3. Требуемая АЧХ RIAA и аппроксимация схем к ней.

Окончательную схему можно увидеть в передней части рис. 1. Поскольку требуется инверсия фазы между входом и выходом, и поскольку необходимое усиление выше, чем можно получить от любой схемы с одним транзистором, была использована триплетная схема. Tr1 и Tr3 - это каскады усиления напряжения с высоким коэффициентом усиления и малым шумом, а Tr2 - это каскад преобразования фазы и напряжения, позволяющий использовать входной транзистор в наиболее линейной области. Выходной транзистор имеет низкое сопротивление нагрузки коллектора, что позволяет снизить искажения до минимально возможного уровня.

Стабильность рабочей точки по постоянному току обеспечивается отрицательной обратной связью по постоянному току через R3 и R2 на базу Tr1 и через R4 на эмиттерную цепь того же транзистора. Схема R4, C4 и C5 также обеспечивает путь обратной связи, необходимый вместе с входным конденсатором C1, чтобы обеспечить фильтр грохота с крутым срезом 18 дБ / октаву с частотой переключения 25 Гц (см. Приложение II), и максимальное затухание более 40 дБ на частоте 8 Гц.

Конденсатор C6 обеспечивает фазовую коррекцию и необходим для получения чистого прямоугольного сигнала и отсутствия переходного звона при использовании с емкостной нагрузкой.

Отклик этой схемы особенно хорош, и она может выдавать выходное напряжение до 1 В с искажениями менее 0,02% в диапазоне от 100 Гц до 10 кГц.

#### Этапы выравнивания керамического картриджа

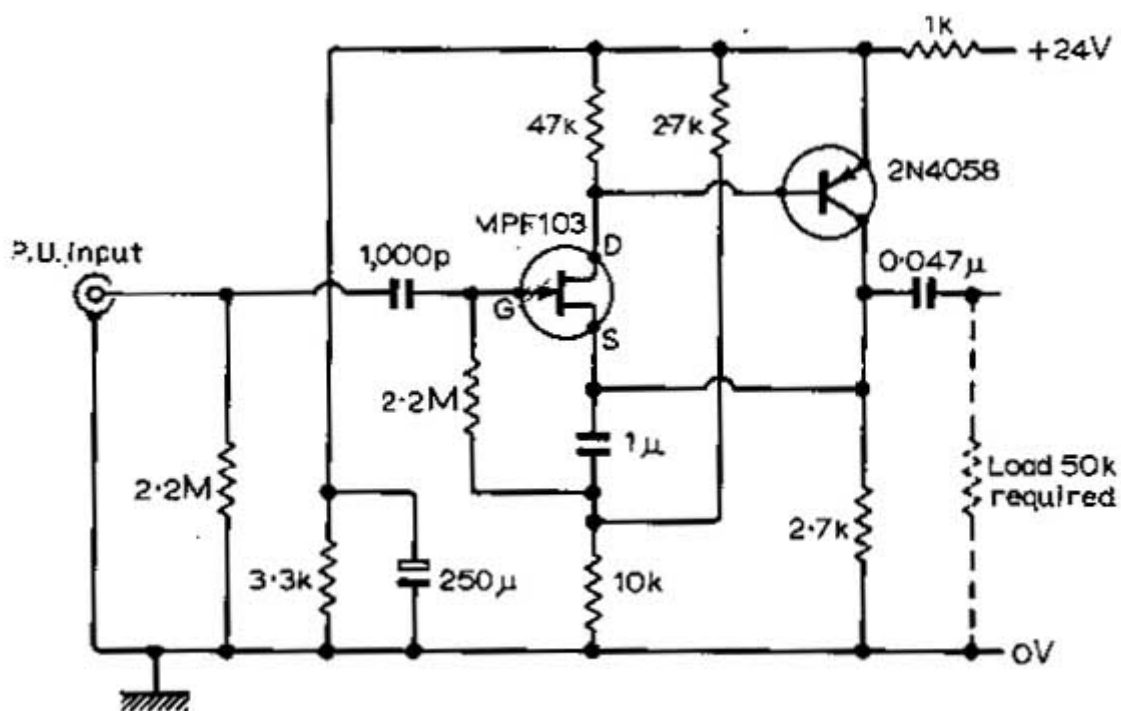


Рис. 4. Ступень преобразования импеданса для использования с керамическим картриджем. Это может быть непосредственно заменяет магнитную кассету на передней части рис.1.

На рис. 4 показан каскад преобразования импеданса, вносящий искажения менее 0,05% на частоте 1 кГц и имеющий ровную характеристику от 35 Гц до более 200 кГц с спадом 18 дБ / октаву ниже 35 Гц. Эта простая ступень может быть напрямую заменена ступенью магнитного картриджа на Фиг.1.

В качестве альтернативы, если потребуется, чтобы предварительный усилитель мог справляться с входами от обоих магнитных керамических картриджей, тогда могут быть предусмотрены переключаемые схемы выравнивания для А и В. Они показаны на рис. 5. При использовании керамического картриджа выходной сигнал составляет от 50 до 200 мВ. Чтобы сохранить требуемую форму характеристики фильтра грохота, необходимо изменить значения C4 и C5 с 25 мкФ на 12,5 мкФ. Отклик предусилителя будет таким, как показано на рис.5, кривая 1.

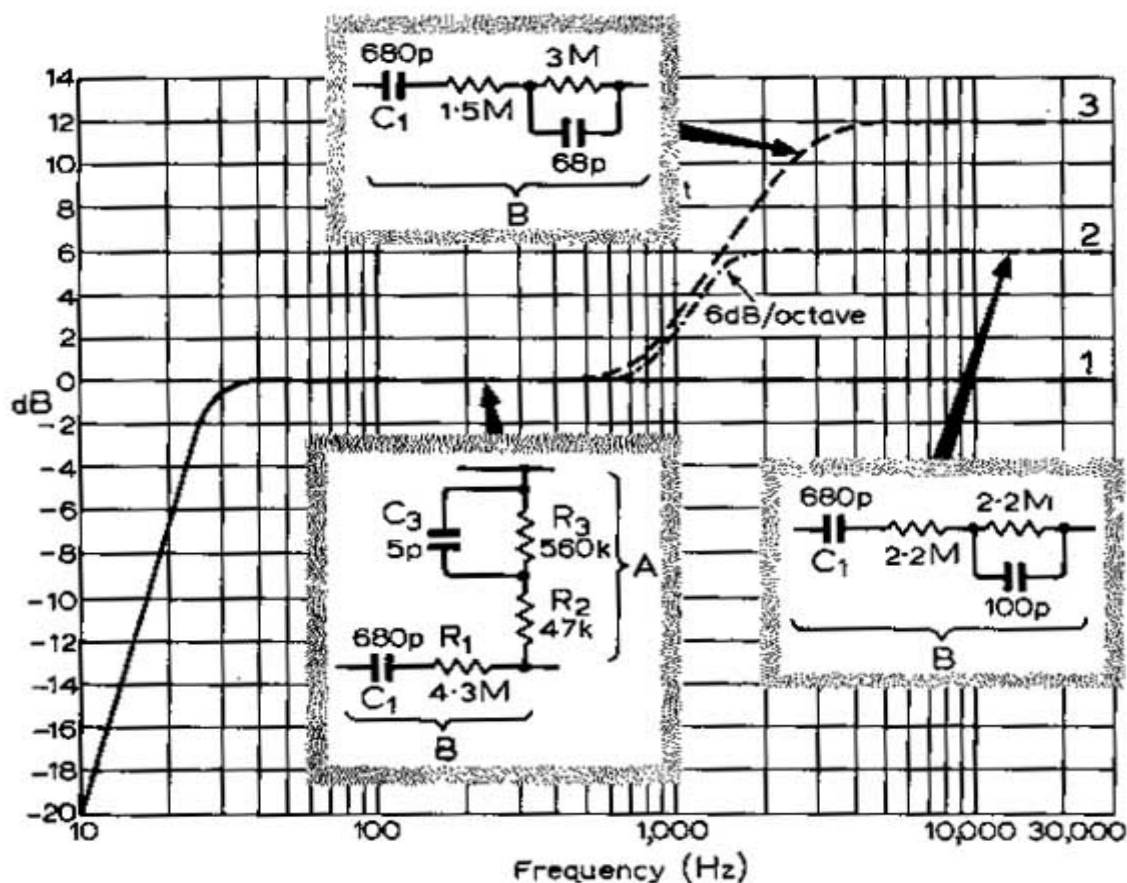


Рис. 5. Изменения в схемах выравнивания А и В входного каскада магнитного картриджа, позволяющие напрямую использовать керамический картридж. Компоненты для сети А одинаковы для показаны три кривые.

Характеристики многих комбинаций керамического звукоснимателя / усилителя неутешительны по сравнению с характеристиками хорошего магнитного картриджа с аналогичным усилителем. Иногда это происходит из-за несоответствия между картриджем и усилителем, или из-за неадекватного обеспечения входного импеданса (в модификации, показанной на рис.5, это 4,4 МОм), или из-за отказа пьезоэлектрического элемента внутри картриджа для обеспечения необходимого выравнивания для ожидаемого падения выходного напряжения на 12 дБ, когда запись, имеющая скоростные характеристики RIAA, воспроизводится на устройстве, чувствительном к смещению. В последнем случае очень значительное улучшение относительных характеристик керамического картриджа может быть получено путем шунтирования части входного резистора во входной цепи В с помощью небольшого конденсатора. Кривые 2 и 3 на рис.

## Этап тон-контроля

Степень регулировки тембра обычного типа и использует систему отрицательной обратной связи, разработанную Баксандааллом (<sup>2</sup>). Однако он отличается от обычной практики тем, что в качестве активного элемента используется переходной полевой транзистор. Полевые транзисторы имеют как более низкий уровень шума, так и лучшую линейность, чем биполярные транзисторы, и в этом типе схемы высокий входной импеданс приводит к незначительной нагрузке на сеть регулировки тембра. Для усиления каскада, необходимого в этой схеме, требуется резистор нагрузки стока высокого номинала, и поэтому за преобразователем должен следовать эмиттерный повторитель, чтобы обеспечить низкий выходной импеданс, необходимый для простого соединения отдельных блоков.

Если сеть тонального управления с обратной связью должна работать удовлетворительно, входные и выходные импедансы, видимые сетью на ее концах, должны быть низкими по сравнению с входным сопротивлением сети, когда ползунки потенциометров находятся в положении, ближайшем к точке. измеряется. Поэтому также необходима некоторая форма схемы преобразования импеданса.

между регулятором громкости и цепью регулятора тембра. На этом этапе также используется эмиттерный повторитель. Конденсатор на 0,001 мкФ в эмиттерной цепи Тг4 предназначен для предотвращения возможности возникновения высокочастотных паразитных колебаний, если для подключения базы Тг4 к регулятору громкости используются длинные экранированные провода.

Вход в эту секцию осуществляется через переключатель секции предварительного усилителя граммофона и другие входы, снабженные предварительно установленными потенциометрами выравнивания усиления. Переключатель заземляет неиспользуемые входы, чтобы свести к минимуму разрыв между программными каналами.

Усиленно-частотные характеристики каскада показаны на рис.6.

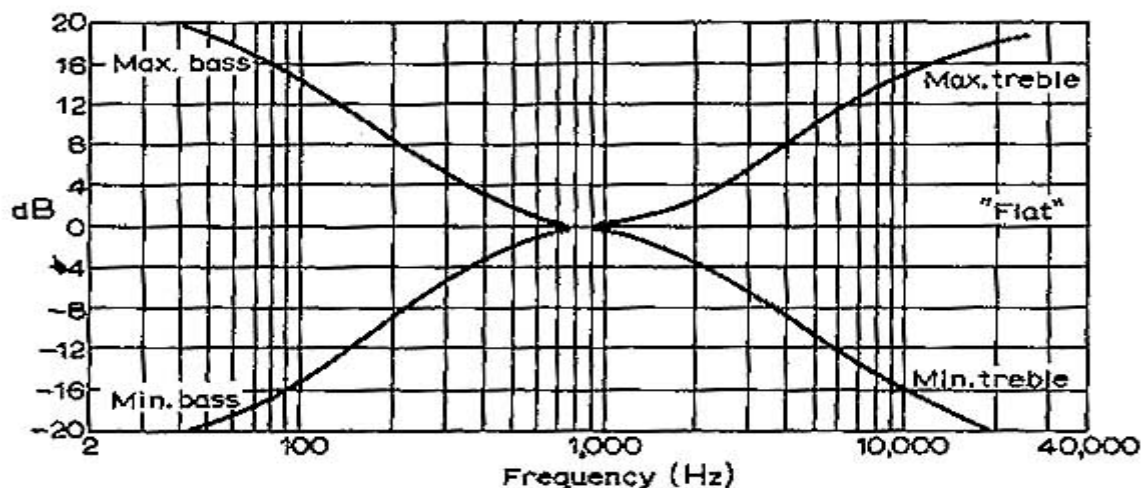


Рис. 6. Коэффициент усиления / частотные характеристики ступени регулировки тембра.

#### Схема фильтра нижних частот

Каскад усиления напряжения, предшествующий основному усилителю, должен включать в себя фильтр нижних частот с крутым срезом, который можно настроить для удаления нежелательных высоких частот. Это может быть сделано либо с помощью подходящего LCR-фильтра, либо с помощью активного фильтра, дающего эквивалентные характеристики без использования катушек индуктивности. Схемы, доступные для активных фильтров нижних частот, показаны на рис.7. (В) - это хорошо известная схемная схема, впервые примененная в конструкции усилителя звука П. Дж. Баксандааллом (3), и (d) - перестановка единичного усиления этой схемы, введенная Салленом и Ки (4). Частотная характеристика всех этих схем похожа,

*mutatis mutandis*, к схеме, показанной на рис. 8, и схеме должен предшествовать или следовать простой RC-фильтр, если требуется тип отклика, показанный пунктирной линией.

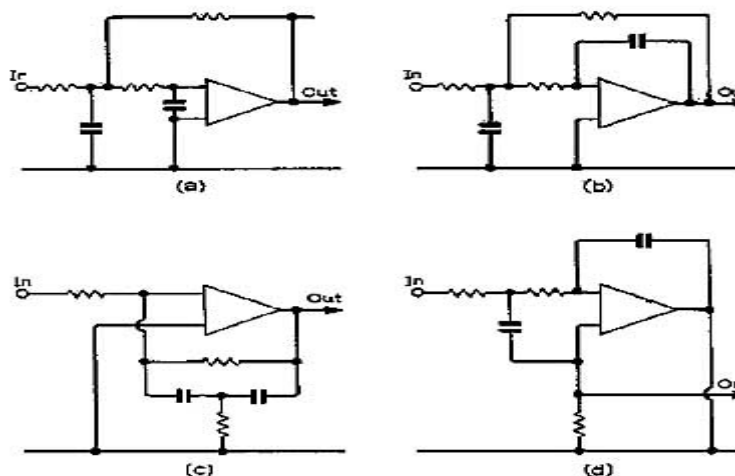


Рис. 7. Схема построения активного фильтра нижних частот.

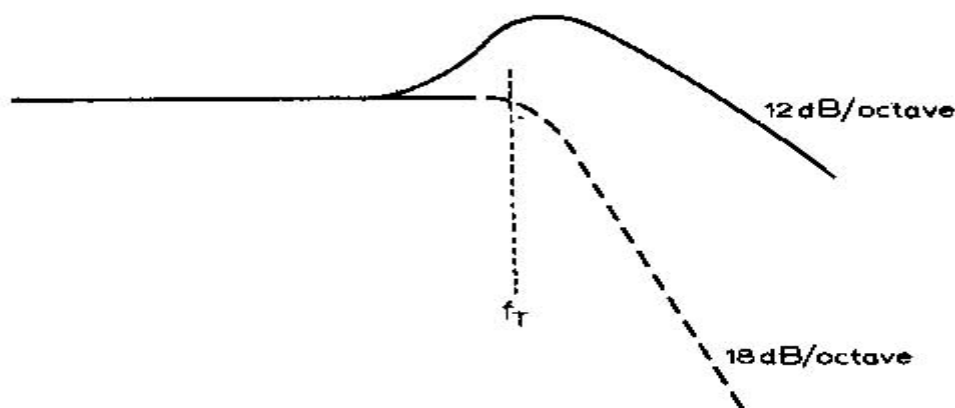


Рис. 8. Частотная характеристика цепей активных фильтров составляет 12 дБ / октаву. Предшествующий фильтр с RC цепью дает отклик, показанный пунктирной линией.

При заданном общем усилении каскада тип (b) дает намного лучший коэффициент искажения вблизи области отсечки, чем (a), и (c) немного лучше, чем (b) при использовании с нелинейными элементами усилителя. Однако особым преимуществом (c) является то, что его можно удобно использовать с двухтранзисторной схемой с очень низким уровнем искажений.

Заключительный каскад со схемой фильтра показан на рис. 1. Из соображений практического удобства значения компонентов этой схемы были выбраны таким образом, чтобы получить требуемый низкочастотный отклик, когда все конденсаторы 'Cx' равноценны друг другу. Частотную характеристику, полученную с заданным значением «Cx», можно найти на рис. 9. Пользователь может интерполировать между ними, чтобы получить частоты переключения в любых точках в соответствии с его собственными требованиями. Если для задания диапазона частот переключения используется групповой селекторный переключатель, рычаги переключения (подвижные контакты) должны быть подключены к переходу резисторов в RC-фильтре и к резистору 470 Ом в основной сети фильтра. На рис.

Конденсатор 0,0047 мкФ для «Cx» приводит к понижению отклика на 3 дБ на частоте 18 кГц. Для программных источников хорошего качества это рекомендуемое значение конденсатора.

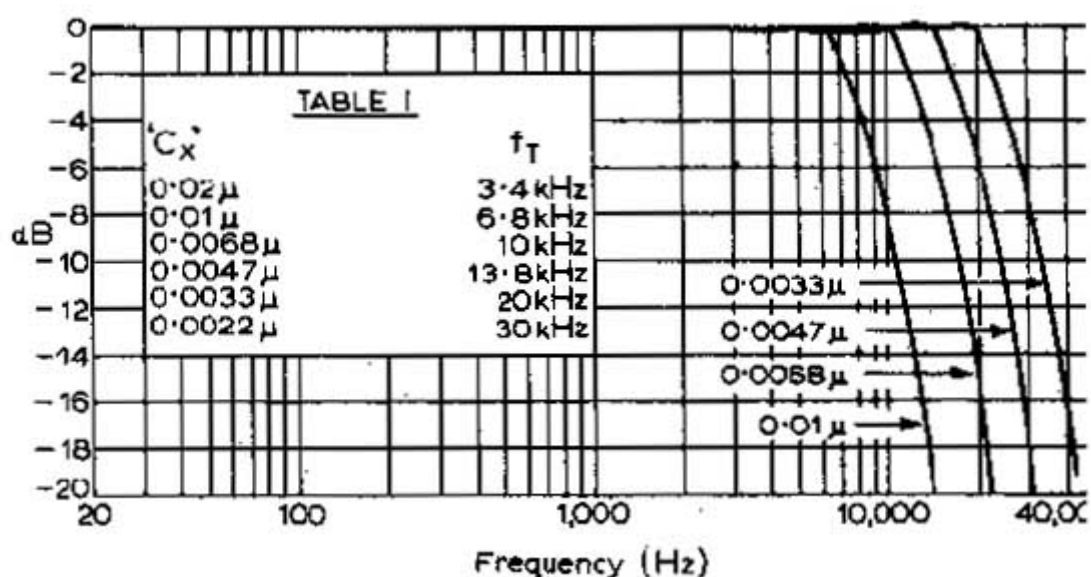


Рис. 9. График и таблица частот оборотов для различных значений «Cx».

С конденсаторами нулевого номинала характеристика схемы ровная до примерно 100 кГц. Однако пользователь должен сделать так, чтобы отклик падал выше 25 кГц. (Маловероятно, что слушатель найдет что-нибудь, чтобы извлечь выгоду из частей звукового спектра за пределами этой точки.)

Оптимальная производительность этого конкретного типа схемотехники достигается, когда общий коэффициент усиления составляет около 50 с обратной связью. Таким образом, вход 20-40 мВ достаточен для этого каскада для требуемых выходных напряжений.

Уровень искажений этой схемы составляет менее 0,03% при выходном среднеквадратичном значении 2 В или менее на любой частоте в пределах полосы пропускания. Выходное сопротивление составляет менее 150 Ом в диапазоне от 20 Гц до выбранной частоты среза.

По нескольким причинам удобно работать на уровне 60–100 мВ через каскады регулировки тембра. На этом уровне выходного напряжения искажение, вносимое RC-цепочкой, составляет менее 0,1% даже без обратной связи, так что максимальные настройки «подъема» регуляторов «низкие» или «высокие» не могут привести к недопустимым уровням искажений. Он также достаточно велик, чтобы шум и неизбежный захват 50 Гц были незаметными. Поэтому желательно некоторое затухание между блоком регулировки тембра и схемой крутого фильтра. Это достигается с помощью предварительно установленного потенциометра 2 кОм в цепи регулировки тембра, который обеспечивает удобное средство для установки общего коэффициента усиления системы усилителя, а также как грубую «регулировку баланса» в стереосистеме. Точный баланс между каналами достигается регулировкой потенциометра баланса 100 Ом в выходном каскаде. Это изменяет коэффициент усиления ступени в соотношении 6:10.

#### Конструкционные примечания

Конструктивная техника, использованная автором при создании прототипа этого усилителя, аналогична той, что использовалась в конструкции 10-ваттного класса А, описанной в *Wireless World* в апреле 1969 года, с отдельными блоками, расположенными в форме зеркального изображения, как стерео. пара на одном 4 дюйма X 4 дюйма

Плата выводов *srbr*. На каждой плате могут быть размещены два блока каждого типа, разложенные более или менее в виде принципиальной схемы (или ее зеркального отображения).

В общем, следует проявлять разумную осторожность, чтобы отделить ввод от выводных выводов, и если платы должны быть установлены группой в одной коробке, было бы разумно установить между ними экран из листового металла.

Блоки отдельно соединены конденсаторами емкостью 250 мкФ от общей 24-вольтовой линии, полученной от источника питания RC-фильтра со стабилизацией на диодах Зенера. Этот источник питания отделен от основного усилителя, и выходного сигнала 30 мА вполне достаточно.

Подробная информация о подходящем источнике питания представлена на рис.

10. Ожидаемое рабочее напряжение на каждой из шин блока составляет около 15 вольт.

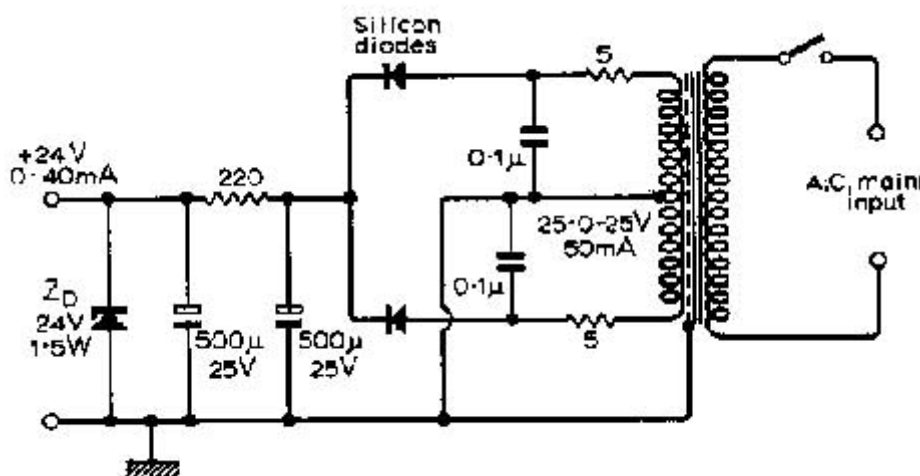


Рис. 10. Подходящий источник питания для любой комбинации ступеней.

Помимо входного транзистора в блоке предварительного усилителя граммофона (Tr1), для которого предпочтительнее использовать BC109, нет особых причин, по которым любые современные кремниевые планарные типы не должны



дают неотличимую производительность. Например, типы pnp могут быть 2N3904, BC107 / 8/9, 2N3707 или BC184Ls. Точно так же типы npn могут быть 2N4058, 2N3906 или BC214L.

Хотя во многих случаях достаточно использовать резисторы на 1/4 Вт, вероятно, будет проще использовать блоки на 1/2 Вт повсюду. Предпочтительны углеродные пленочные резисторы с допуском 5%.

Автор смонтировал схему выравнивания звукоусилителя граммофона в отдельной небольшой литой коробке, непосредственно под поворотным блоком граммофона, так что провода от граммофона снимаются с выходом этого блока с низким импедансом. Это было очень эффективно для уменьшения шума на выходе до незаметного уровня.

#### Приложение I

Использование схем усилителя с «виртуальной землей» (поиск нуля) поверхностно нецелесообразно с входными элементами, такими как звукоусилители, потому что кажется, что при увеличении рабочей частоты входная половина балансирующей стержней также будет изменяться с результирующее изменение коэффициента усиления схемы. В частности, картридж магнитного датчика может иметь индуктивность около 300-800 мГн, а его полное сопротивление будет превышать сопротивление входной цепи в диапазоне 12-20 кГц. Это должно явно снизить коэффициент усиления системы за счет уменьшения отношения  $A$  к  $B$ .

Однако, размышляя, можно увидеть, что усилитель работает как устройство, генерирующее ноль, чувствительное только к току, протекающему во входной цепи на «виртуальную землю». По мере увеличения рабочей частоты ток, протекающий через  $R_1$ , будет уменьшаться, но так оно и было бы в любом случае, независимо от усилителя, если бы элемент был просто подключен к сети  $B$  в качестве нагрузки, рекомендованной производителями картриджей (на этих частотах импеданс цепи  $C_1$  можно не учитывать), а напряжение на  $R_1$ , измеренное идеальным усилителем напряжения. Уменьшение входного тока в заданную резистивную нагрузку от источника, имеющего последовательную индуктивность, - это просто досадный факт жизни, от которого невозможно избежать, независимо от метода измерения, и усилители напряжения с высоким импедансом, подключенные к нагрузке, или усилители тока с низким импедансом, соединенные последовательно с ним, похожи в этом отношении, за исключением того, что с транзисторами, последние немного легче изобрести. Тот же аргумент применим в соответствующем контексте к емкостным элементам с высоким импедансом, таким как пьезоэлектрические звукоусилители. И снова усилитель напряжения и усилитель тока видят одни и те же явления в идентичной форме. Необходимые и неизбежные исправления могут быть выполнены просто с помощью настроек регулятора тембра. усилитель напряжения и усилитель тока видят одни и те же явления в идентичной форме. Необходимые и неизбежные исправления могут быть выполнены просто с помощью настроек регулятора тембра. усилитель напряжения и усилитель тока видят одни и те же явления в идентичной форме. Необходимые и неизбежные исправления могут быть выполнены просто с помощью настроек регулятора тембра.

#### Приложение II.

Хотя характеристики воспроизведения RIAA предполагают примерно ровную динамическую характеристику в диапазоне 20-50 Гц, это фактически означает запись подъема басов в этой области, и автор подозревает, что этого не делается, а вместо этого используется характеристика постоянной модуляции. Поэтому автор для собственного использования изменил значения элементов обратной связи следующим образом:  $R_5$  - 470 Ом;  $R_6$  - 1,5 кОм;  $C_1$  - 0,47 мкФ;  $C_3$  - 6800 пФ; и  $C_6$  - 6800 пФ. Эти изменения поддерживают ровную характеристику скорости до 25 Гц с быстрым затуханием ниже этой частоты. К сожалению, усиление средней точки схемы снижено до 5, и поэтому необходимо некоторое дополнительное усиление, если желательно избежать работы со схемой регулировки тембра на уровне 20 мВ. Таким образом, вставляется простая схема коллектор-повторитель с плавающим эмиттером, показанная на рис. без разделительных конденсаторов, между выходным последовательным резистором и коллектором  $Tr_3$ . Допустимое искажение составляет менее 0,05%.

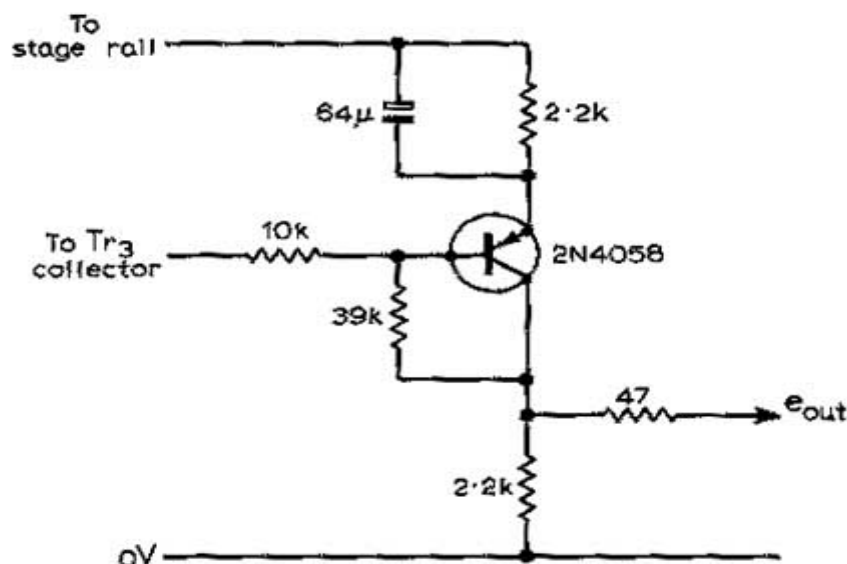


Рис. 11. Схема коллектор-повторитель с плавающим эмиттером, указанная в Приложении II.

#### Рекомендации

1. 1. Лэнгфорд-Смит, Ф., «Справочник разработчика радио», том 4, глава 72.
2. 2. Баксандалл, П.Дж., «Управление тоном с отрицательной обратной связью», Wireless World, октябрь 1952 г.
3. 3. Баксандалл, П.Дж., «Граммофон и микрофонный предусилитель», Wireless World, январь 1955 г.
4. 4. Саллен Р.П. и Ки, Э.Л., Ирландия. Пер. Теория схем, март 1955 г., стр. 74-85

#### Постскрипtum (Декабрь 1970 г.)

##### Модульный предварительный усилитель

Цель исходной статьи заключалась не в том, чтобы предложить полную конструкцию предварительного усилителя, а, скорее, в описании серии универсальных «строительных блоков», из которых потенциальный пользователь мог бы собрать «изготовленный на заказ» предварительный усилитель в соответствии со своими потребностями или предпочтения. Чтобы расширить возможности этого, ниже описаны некоторые дополнительные схемные модули.

**Фильтр низких частот с крутым срезом.** Безусловно, разумно включать фильтр нижних частот где-нибудь довольно близко ко входу основного усилителя всякий раз, когда основной усилитель с широкой полосой пропускания должен использоваться с высококачественной акустической системой. Это предотвратит нежелательные высокочастотные компоненты, возникающие из-за шума компонентов, шума поверхности записи и аналогичных причин, от ухудшения долгосрочного комфорта пользователя при прослушивании и от создания предотвратимых эффектов интермодуляции из-за нелинейностей в звуке. музыкальные колонки.

Комбинация такого резкого фильтра нижних частот с каскадом драйвера с низким уровнем искажений и выходным импедансом, с коэффициентом усиления 50 и выходной мощностью около 2 В (среднеквадратичное значение) при 0,02% thd, по-видимому, обеспечивает наиболее универсальную систему для использования с широким спектром усилителей мощности.

Однако для многих усилителей мощности требуется входное напряжение только 0,25–0,8 В (среднеквадратичное значение), и есть препятствия в отношении гула и шума компонентов, если каскады, следующие за регулятором громкости, работают на уровнях ниже примерно 50 мВ. Предпочтительный уровень для достижения оптимального баланса компонентов шума и искажений, вероятно, находится в диапазоне 100–200 мВ. В этих обстоятельствах усиление каскада драйвера 50 является чрезмерным, и большая часть доступного усиления должна быть удалена с помощью входного аттенюатора, и если для этого используется потенциометр, он может вносить шум.

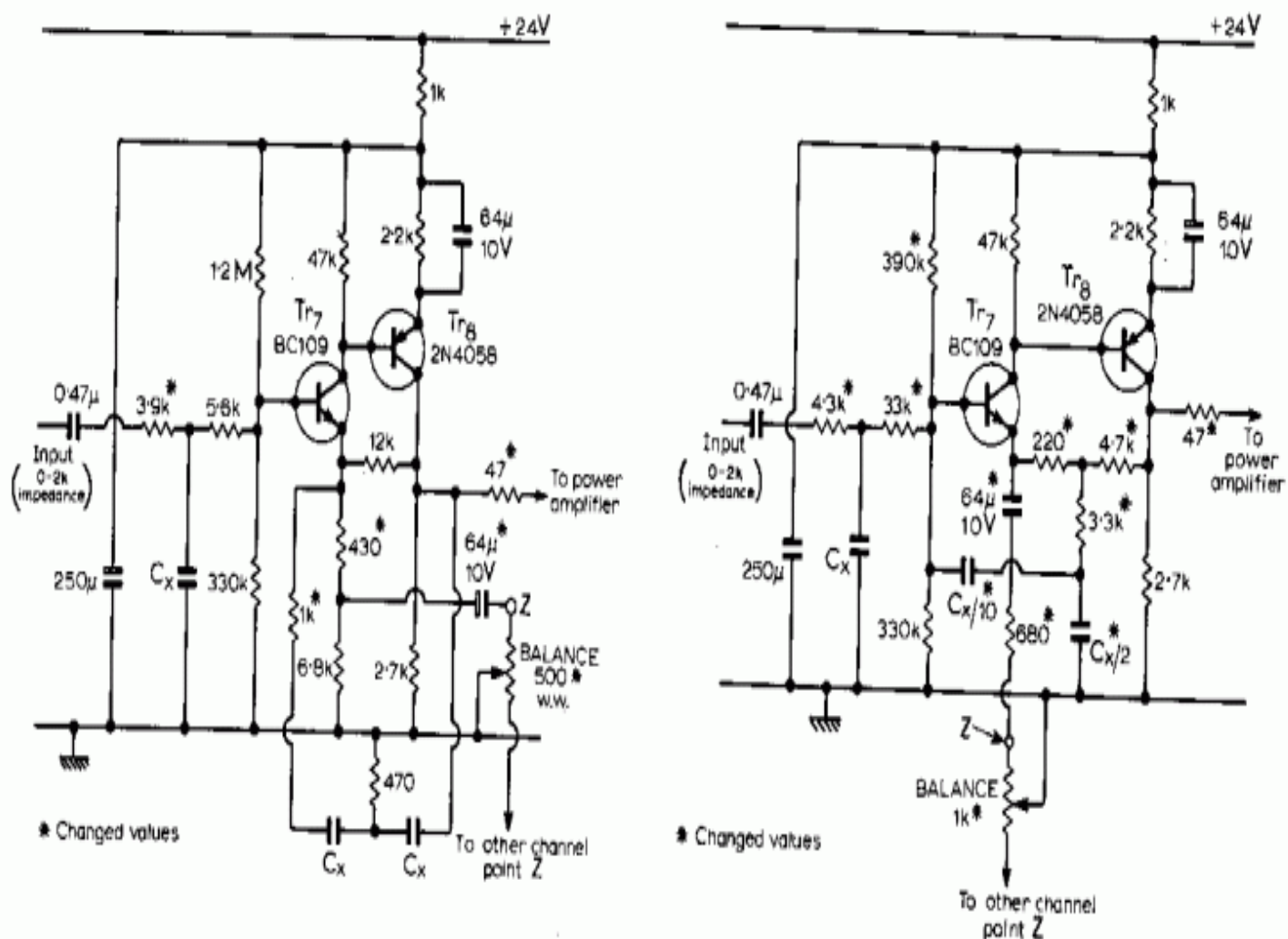
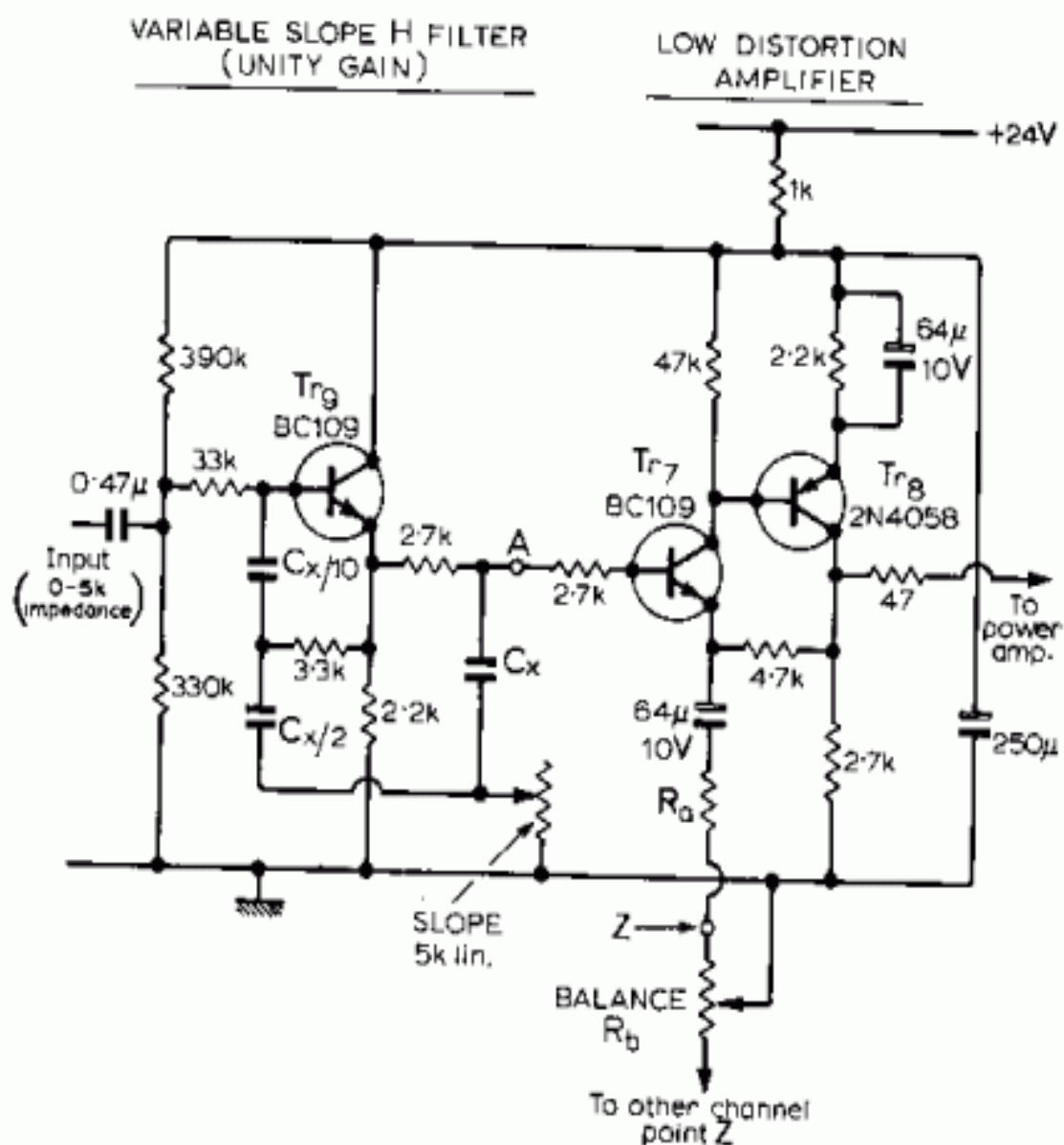


Fig. 5. Low-pass filter and driver stage (a) with gain of 20, (b) with a gain of 5. The cut-off frequencies, dependent on  $C_x$ , are the same as in the original article.

Для более удобного удовлетворения этой потребности две дополнительные версии усилителя драйвера, включающие в себя характеристики фильтра нижних частот с крутым срезом, которые идентичны характеристикам исходной схемы, и имеющие коэффициенты усиления 20 и 5, показаны на фиг. 5 (а) и 5 (б). Альтернативная схема с тремя транзисторами, крутизна отсечки которой изменяется в диапазоне от  $-6$  до  $-18$  дБ / октава, на любой выбранной (переключаемой) частоте, показана на рис. 6. Она состоит из версии с одним транзистором 'Фильтр Н', использованный в двух предыдущих конструкциях предварительного усилителя (номенклатура основана на форме компоновки компонентов в форме операционного усилителя), за которым следует двухтранзисторный усилитель с очень низким уровнем искажений, коэффициент усиления которого можно выбирать по мере необходимости. , в диапазоне от 5 до

100, регулируя  $R_a$  и  $R_b$ . Если каскад с единичным усилением - это все, что требуется (на самом деле коэффициент усиления составляет около 0,9), выходной сигнал должен быть взят из точки, отмеченной на диаграмме «А», а  $Tr_7$  и  $Tr_8$  опущены.



*Fig. 6. Pre-amplifier driver stage incorporating a switched low-pass filter with slope variable from 6-18dB/octave. The gain of the filter is variable through the range 5-100 by choice of  $R_a$  and  $R_b$ .*

$$\text{Gain} = 1 + \frac{4.7}{R_a + R_b/2}$$

*Output can be taken from point A if only unity gain is required.*

Кривая отклика схемы фильтра при любой выбранной частоте переключения показана на рис. 7. Наклон плавно регулируется путем настройки потенциометра 5 кОм. Если наклон горшок. При разомкнутой цепи отклик ровный до 20 кГц и выше, но в этом случае сопротивление нагрузки не должно быть меньше 50 кОм.

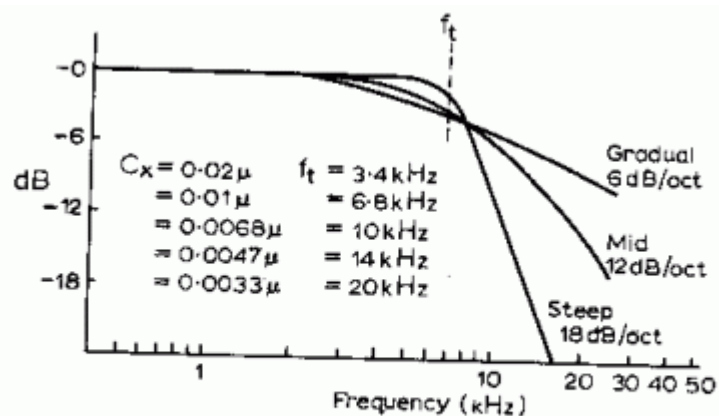


Fig. 7. Slope characteristics and turn-over frequencies of variable-slope 'H' filter.

Для полноты картины на рисунке показан эквивалентный одностранзисторный фильтр верхних частот, имеющий крутизну отсечки около 18 дБ / октаву и подходящий для использования в качестве фильтра «грохота» или кроссоверного фильтра вуфера / твитера перед усилителем. Рис. 8. Частотные характеристики этого фильтра показаны на рис. 9. Обе эти схемы фильтров должны питаться от источника с довольно низким импедансом - не более 6 кОм.

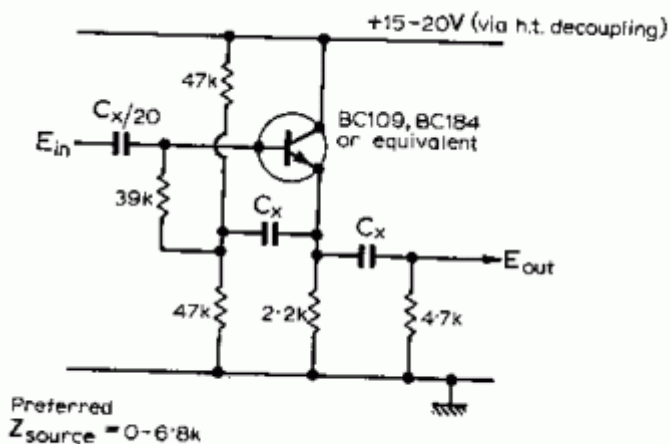


Fig. 8. Single transistor high-pass 'H' filter.

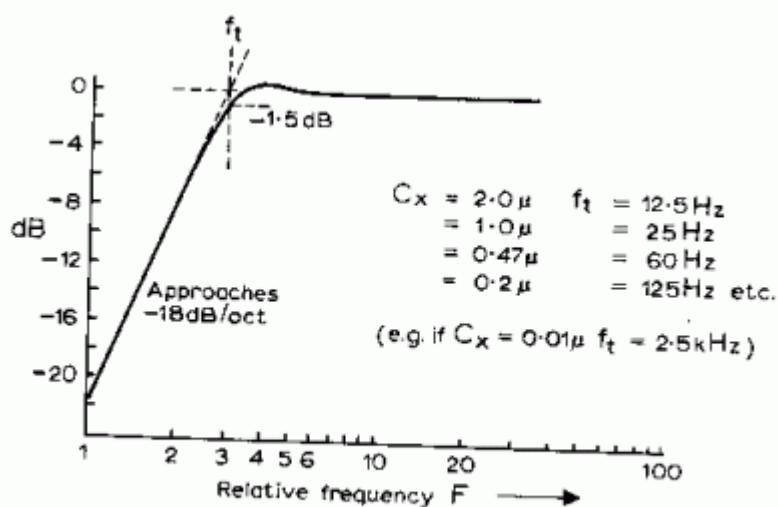


Fig. 9. Transmission characteristic of high-pass 'H' filter.

Если одинарные транзисторные фильтры типа «Н» должны использоваться при уровнях выходного сигнала, превышающих 100 мВ, предпочтительнее использовать транзистор Дарлингтона, например Motorola MPSA14.

Кажущийся уровень шума, относящийся к входу, двух транзисторных усилителей-формирователей, использующих достаточно малошумящие транзисторы и входной импеданс того же порядка, что и в нормальной схеме, составляет около 4-6 мкВ. Выходное шумовое напряжение в исходной схеме составляло 0,2 - 0,3 мВ, что не должно вызывать опасений. С каскадом драйвера с более низким коэффициентом усиления этот шум будет еще больше уменьшен.

Использование регулируемого типа управления балансом с отрицательной обратной связью в этих схемах является преднамеренным, поскольку позволяет получить низкий выходной импеданс от каскада драйвера. Измерения, проведенные с широким спектром опубликованных транзисторных усилителей мощности, показали, что существенно более низкие уровни искажений часто достигаются при использовании схемы возбуждения с низким импедансом, и что часто есть преимущество также с точки зрения гула, шума и переходной характеристики. .

**Схема регулировки тембра.** Этот каскад имеет наихудший случай (регуляторы низких и высоких частот установлены на максимальный «подъем») уровень искажений, который обычно составляет менее 0,1% при выходном напряжении 1 В (среднеквадратичное значение). Он вполне способен управлять обычным высококачественным усилителем мощности без использования других каскадов предварительного усилителя. Тогда необходимое усиление сигнала может быть обеспечено до регулировки громкости. Это, как правило, обычная практика в коммерческих усилителях Hi-Fi, поскольку дает желаемый нулевой уровень шума при минимальных настройках регулировки громкости и позволяет экономить на использовании компонентов.

Шум на этапе регулировки тона из-за плода иногда вызывает проблемы. Этого не должно происходить с FET, рекомендованным для этой части схемы (Amelco 2N4302), которая, по-видимому, имеет стабильно низкий уровень шума. Необходимые корректировки предвзятости были описаны в письме редактору, опубликованном в апреле 1970 г.

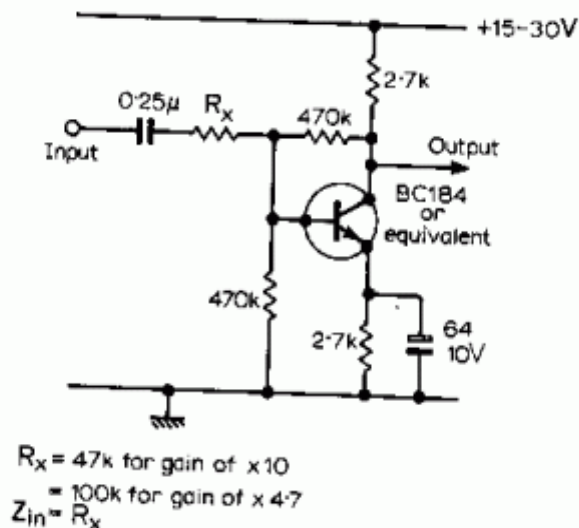
Уровень входного сопротивления, предложенный для каскада регулировки тембра, составлял 50 кОм, потому что считалось, что большинство других систем, которые, вероятно, будут использоваться с этим устройством, будут работать на транзисторах; и этот уровень был бы подходящим для этой цели, избегая при этом некоторых проблем, связанных со сбором гула, которые могут возникнуть при более высоких уровнях импеданса. Однако, если это сопротивление слишком низкое, и если для Tг4 выбран транзистор с высоким коэффициентом усиления (бета больше 400)

- на самом деле подойдет большинство BC109 - резисторы смещения базы могут быть увеличены до 1 МОм и 560 кОм (вместо 200 кОм и 100 кОм), что позволяет увеличить регулятор громкости и вспомогательные управляющие потенциометры до 25 кОм.

Если требуется еще более высокий входной импеданс, преобразование полного сопротивления, показанное на рис. 4 в исходном предусилителе, может быть полностью заменено на Tг4. Чтобы сохранить функцию фильтра грохота в этой схеме, с конденсатором 0,47 мкФ, желаемым для питания цепи регулировки тембра, необходимо подключить резистор 4,7 кОм от выходной стороны этого конденсатора к линии заземления. Конечно, предпочтительнее использовать малошумный фетр.

Если требуется дополнительное усиление на каком-либо источнике сигнала перед каскадом регулировки тембра (если он работает на уровне 100 мВ), можно с уверенностью использовать простой однотранзисторный усилитель с обратной связью, такой как показанный на рис. его производительность стабильна, его шум низкий, его практически невозможно повредить перегрузкой на входе, а его искажения значительно ниже

0,1% при выходном напряжении до 0,25 В (среднеквадр.) И с коэффициентом усиления до 10.



*Fig. 10. Simple low-distortion single transistor amplifier.*

**Схема выравнивания магнитных датчиков.** Были получены некоторые запросы на значения компонентов для использования этой схемы для выравнивания характеристик воспроизведения ленты. Автор по-прежнему придерживается мнения, что этот тип обеспечения лучше оставить производителям магнитофона, поскольку фактические характеристики головки могут влиять на характеристики частоты / напряжения воспроизведения.

Однако довольно близкое приближение к кривой воспроизведения, теоретически требуемой для 7,5 дюймов в секунду, дается, если C2 и R2 в исходной цепи эквалайзера А изменить на 100 пФ и 27 кОм.

Уровень шума этой схемы почти полностью определяется характеристиками Tг1. В этой позиции могут быть интересны типы транзисторов BC184C и 2N5089.

Максимальный выходной сигнал, который может быть получен от этой схемы при 0,02% thd, составляет 2 В (среднеквадратичное значение). Если нормальный входной сигнал для схемы регулировки тембра или других последующих каскадов составляет 100 мВ, это дает возможность перегрузки 26 дБ. Коэффициент усиления схемы выравнивания может быть увеличен в раз 3 (т.е. до 30 при 1 кГц) без нарушения характеристик фильтра грохота, если R5 уменьшен до 68 Ом, а C4 увеличен до 100 мкФ.

**Разное.** Упущением в исходной статье было предложение о том, что резисторы высокой мощности (2-5 МОм) должны быть подключены через контакты переключателя, от ползунка к каждому.

Сх. Это устраняет "хлопки" при переключении диапазонов.

Ряд корреспондентов задали вопрос о необходимости отдельного источника питания для предусилителя. (Резервные конденсаторы для показанного блока должны иметь рабочее напряжение 35 В, а не 25 В). Всегда можно запустить предварительный усилитель через подходящую схему сброса напряжения от источника питания основного усилителя, и если в эту линию включен стабилитрон, эта схема может быть удовлетворительной. Однако измерения разделения каналов, гармоник и искажений с идентичными усилителями неизменно демонстрируют некоторое преимущество, особенно на низкочастотном конце слышимого спектра, в использовании отдельного источника питания для предусилителя (даже когда электролитические байпасные конденсаторы все еще новые), и автор все еще рекомендует такое расположение, так как оно стоит небольших дополнительных затрат.

Один момент, который, насколько известно автору, не был опубликован, касается особого преимущества, предоставляемого усилителем пары обратной связи, использующим дополнительные транзисторы, такие как тот, который используется в схеме фильтра нижних частот, по сравнению с более обычным прп / пара прп, где смещение для первого транзистора выводится из линии ht. В случае пары прп / рпр любая обратная связь по линии НТ из-за неадекватного обхода линии НТ будет

скорее отрицательный, чем положительный, и это может помочь в получении хороших значений  $thd$  вплоть до низких частот сигнала.

Я благодарен Малкольму Дженкинсу за предоставление копии статьи, использованной для создания этой веб-страницы, и Линн Миллер за преобразование ее в веб-формат.

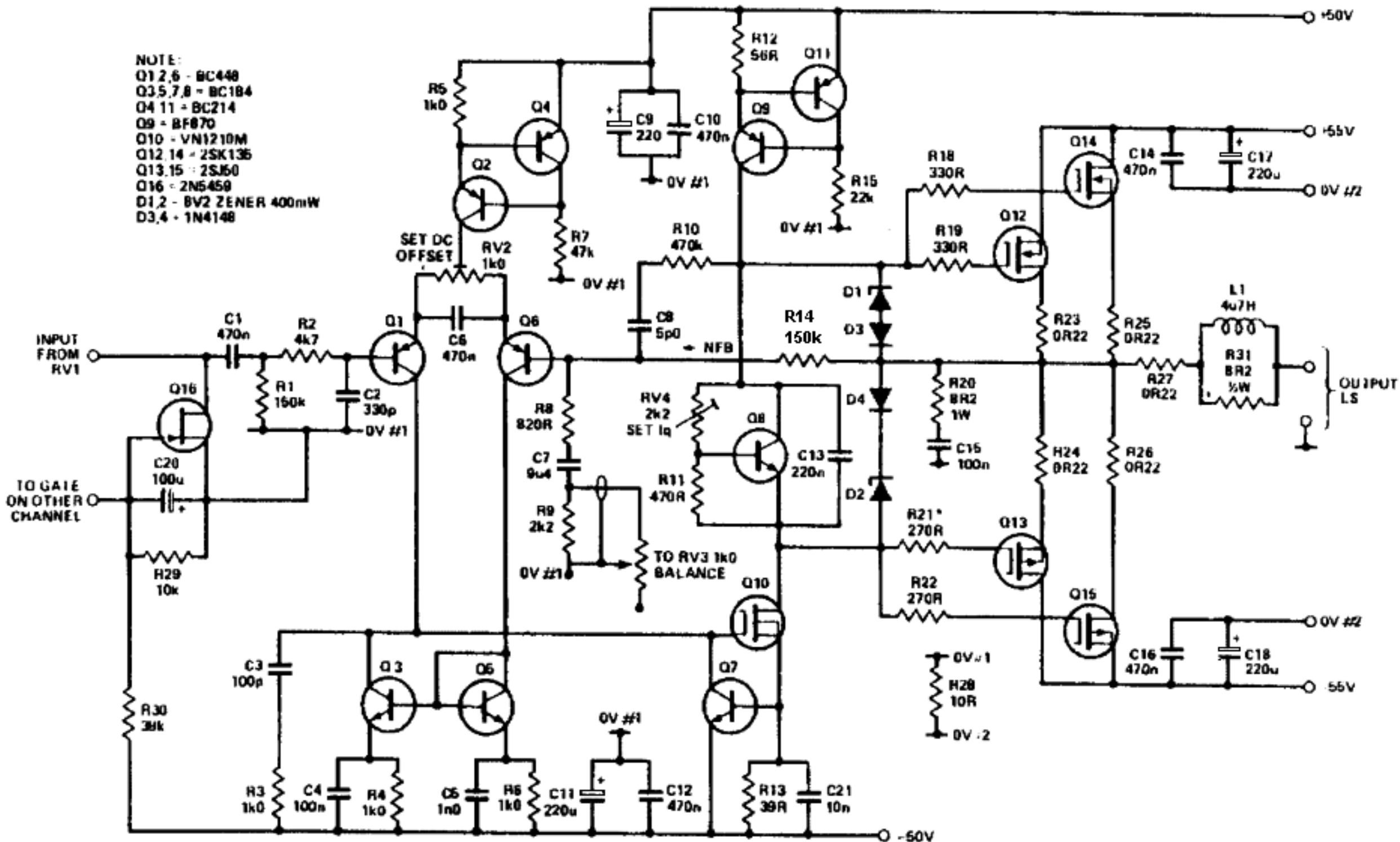
[\[Вернуться к индексу\]](#)

**ИСТОРИЯ:** Страница создана 01.06.2002

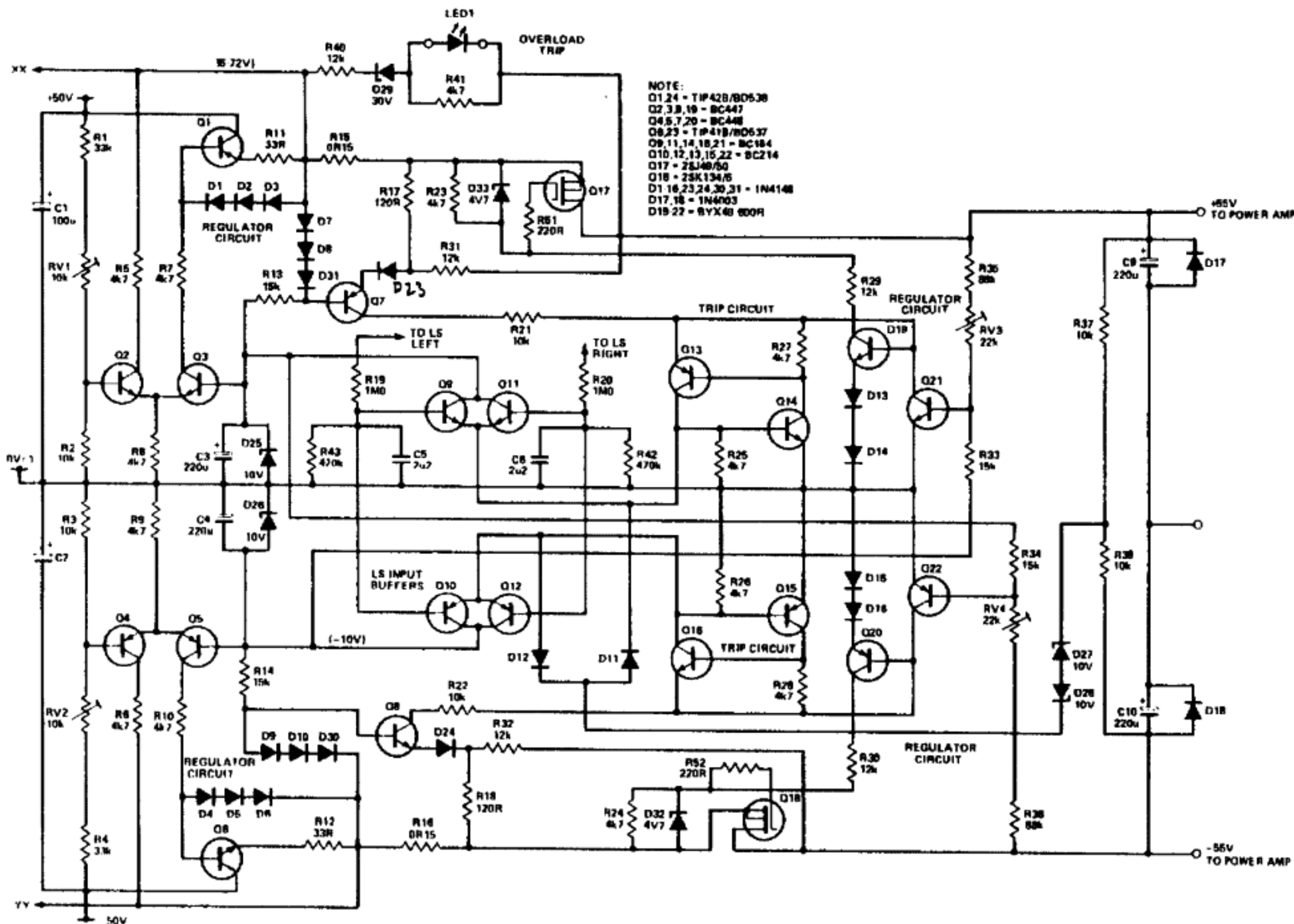
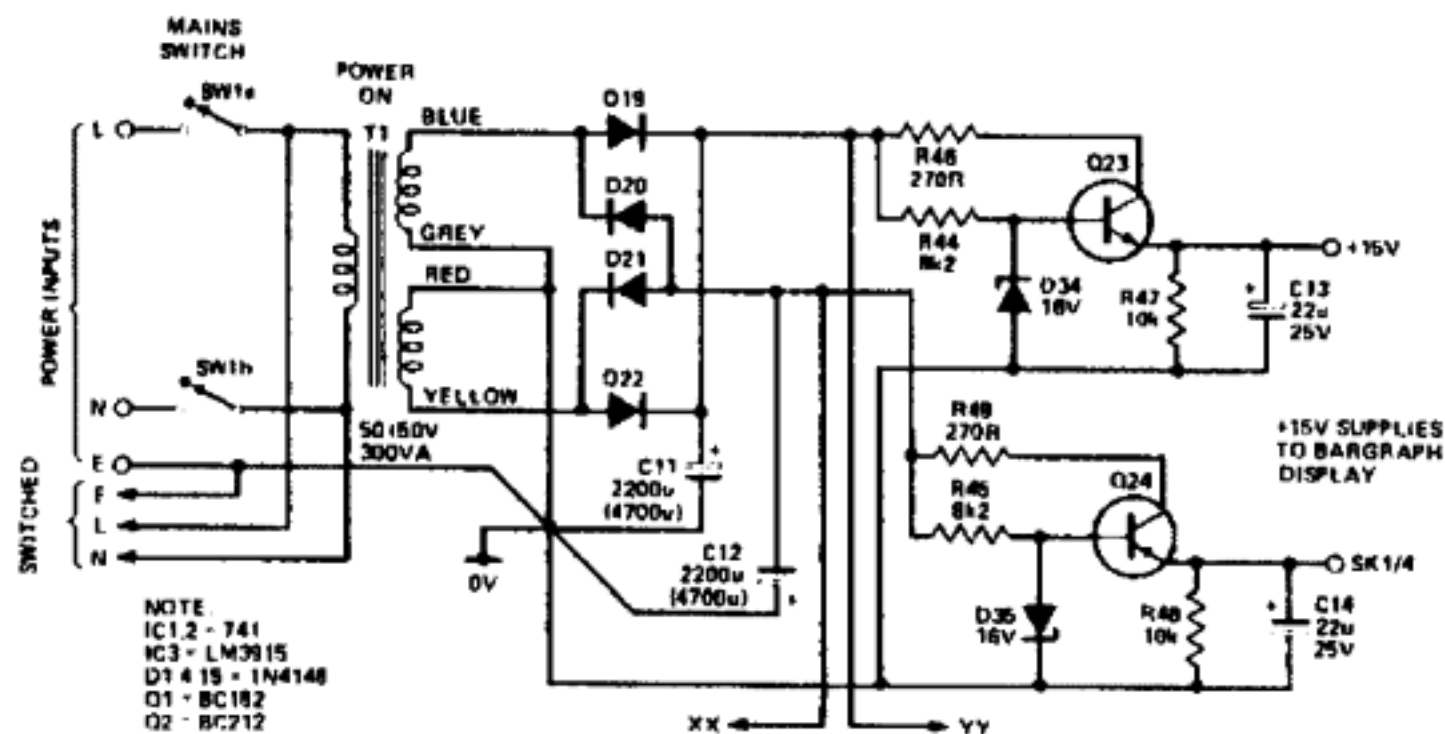
13.01.2002 Добавлены Рис. 1 в высоком разрешении и приписка от декабря 1970 г.



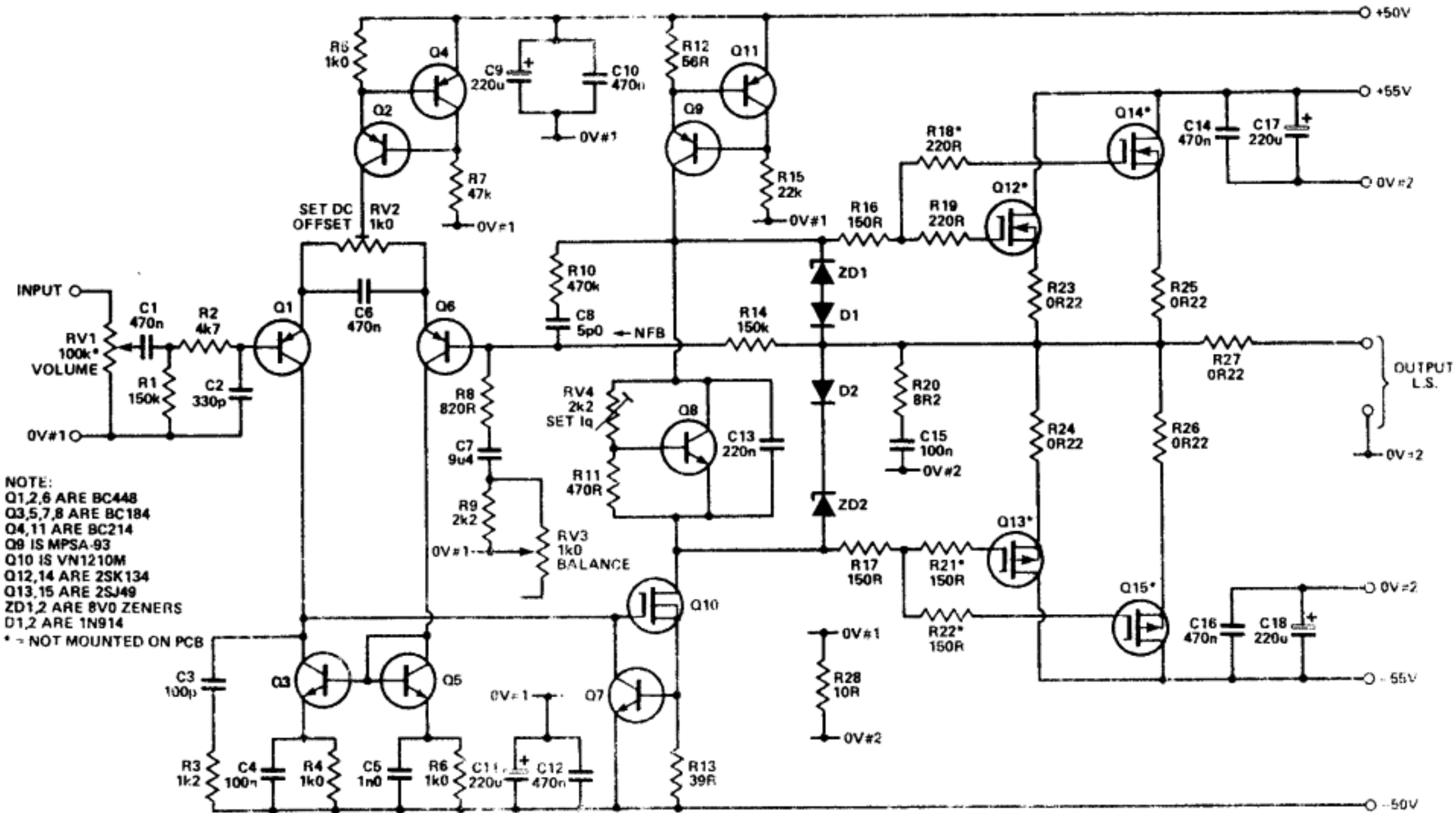
## Audio Design 80W MOSFET Audio Amplifier - ETI May 1989



# Power Supply for 'Audio Design 80W MOSFET Audio Amplifier' - ETI May 1989



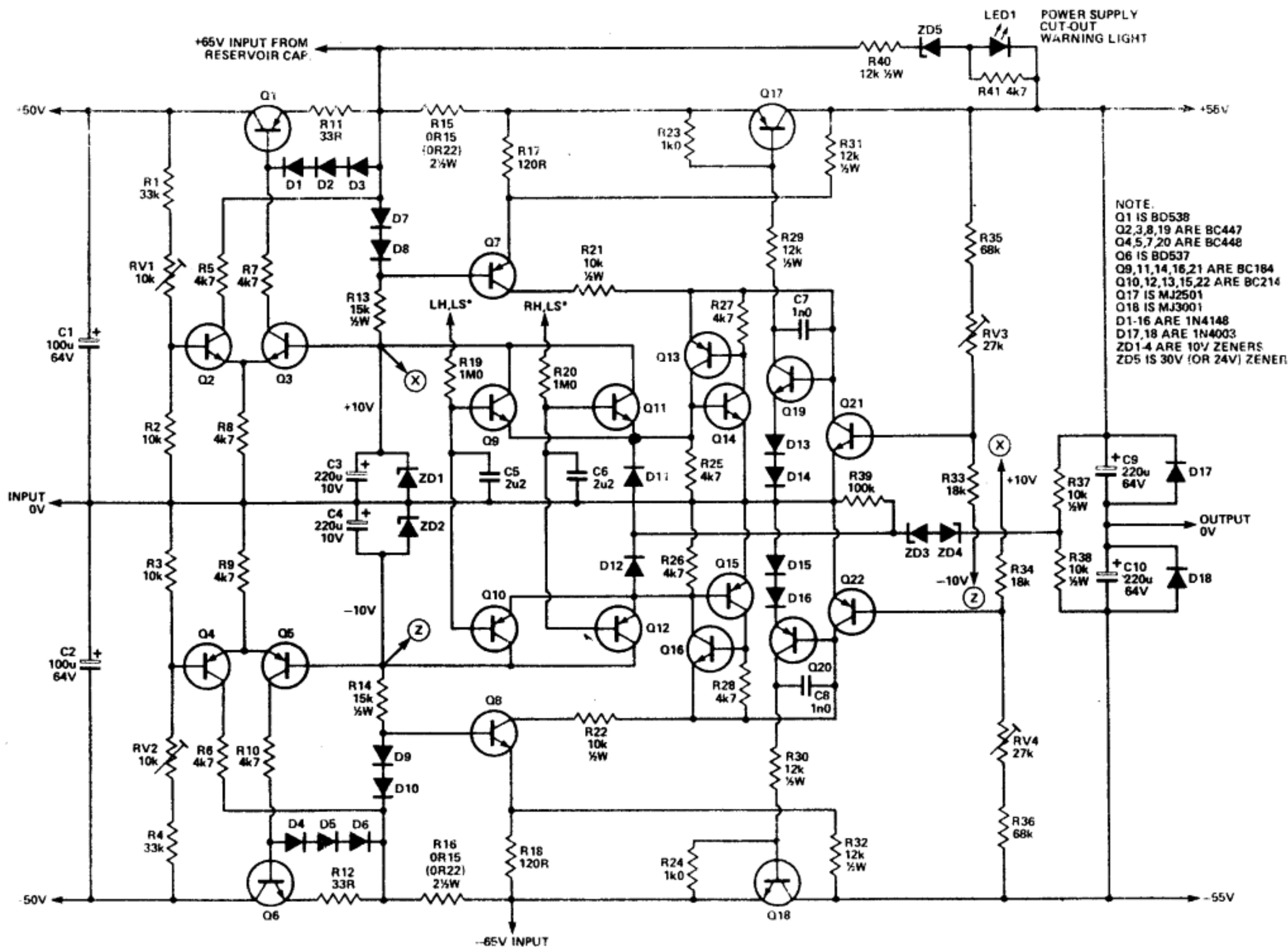
## Audio Design Amplifier - ETI July 1984



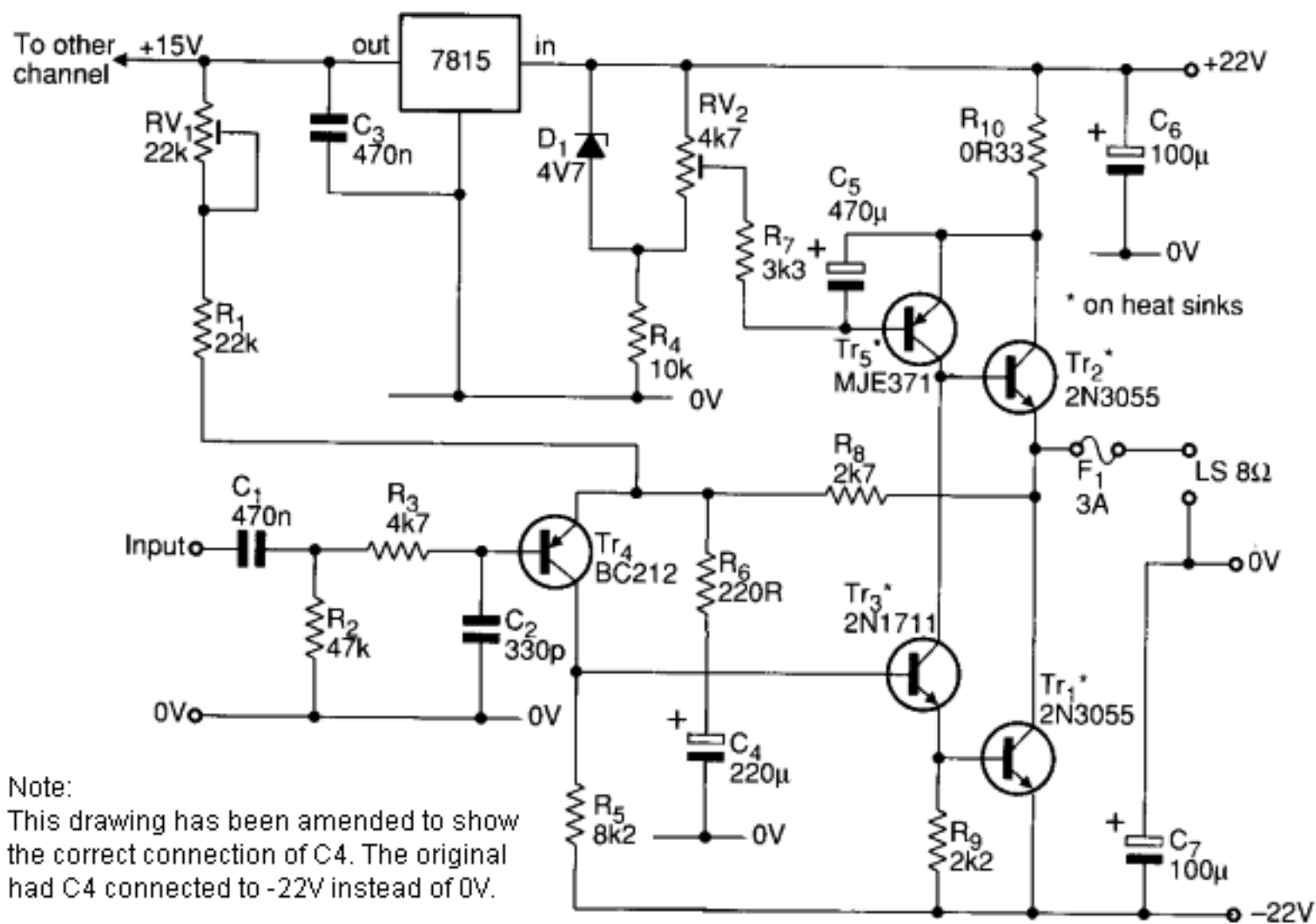
NOTE:  
Q1,2,6 ARE BC448  
Q3,5,7,8 ARE BC184  
Q4,11 ARE BC214  
Q9 IS MPSA-93  
Q10 IS VN1210M  
Q12,14 ARE 2SK134  
Q13,15 ARE 2SJ49  
ZD1,2 ARE 8V0 ZENERS  
D1,2 ARE 1N914

\* → NOT MOUNTED ON PCB

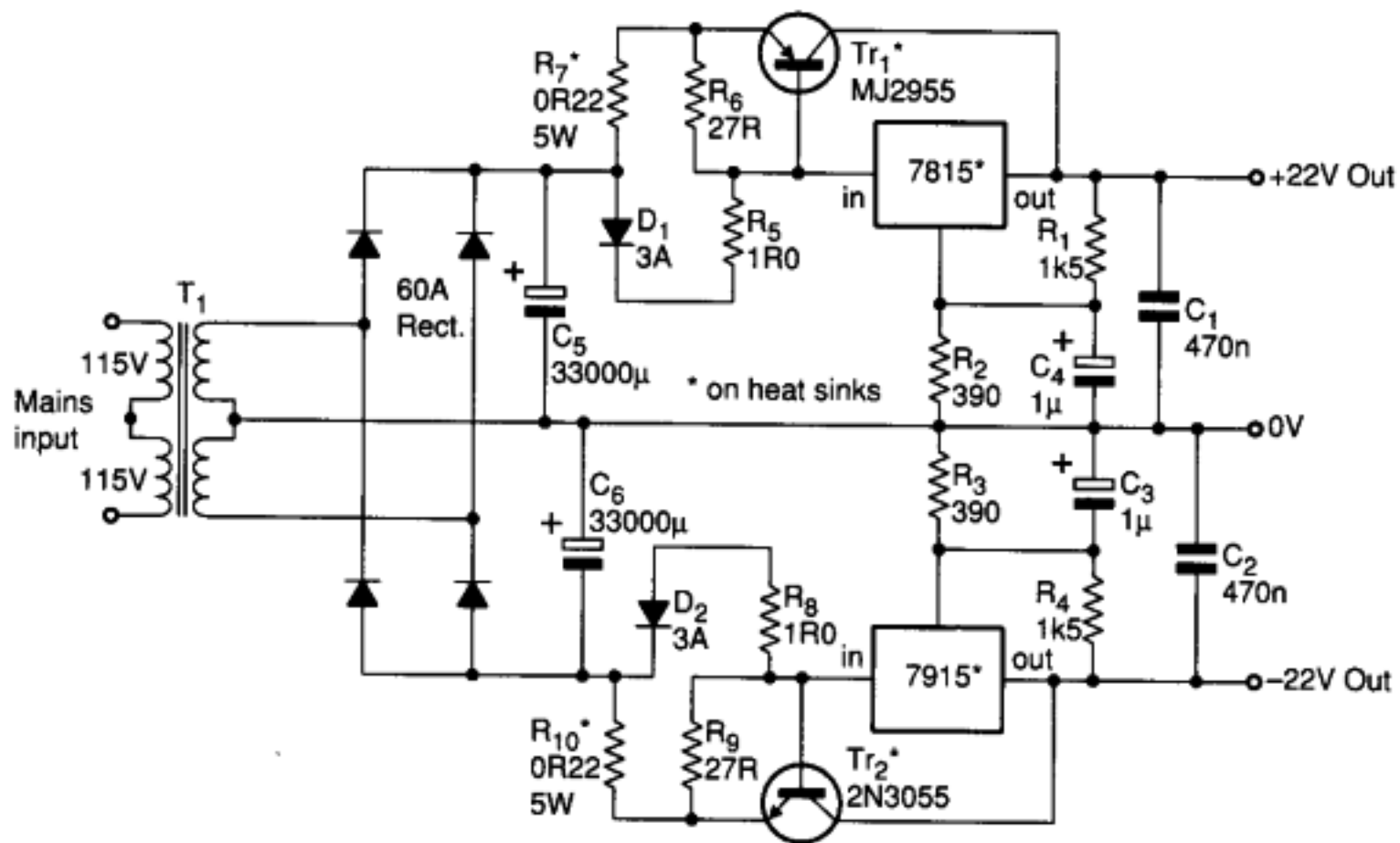
# Power Supply for 'Audio Design Amplifier' - ETI August 1984



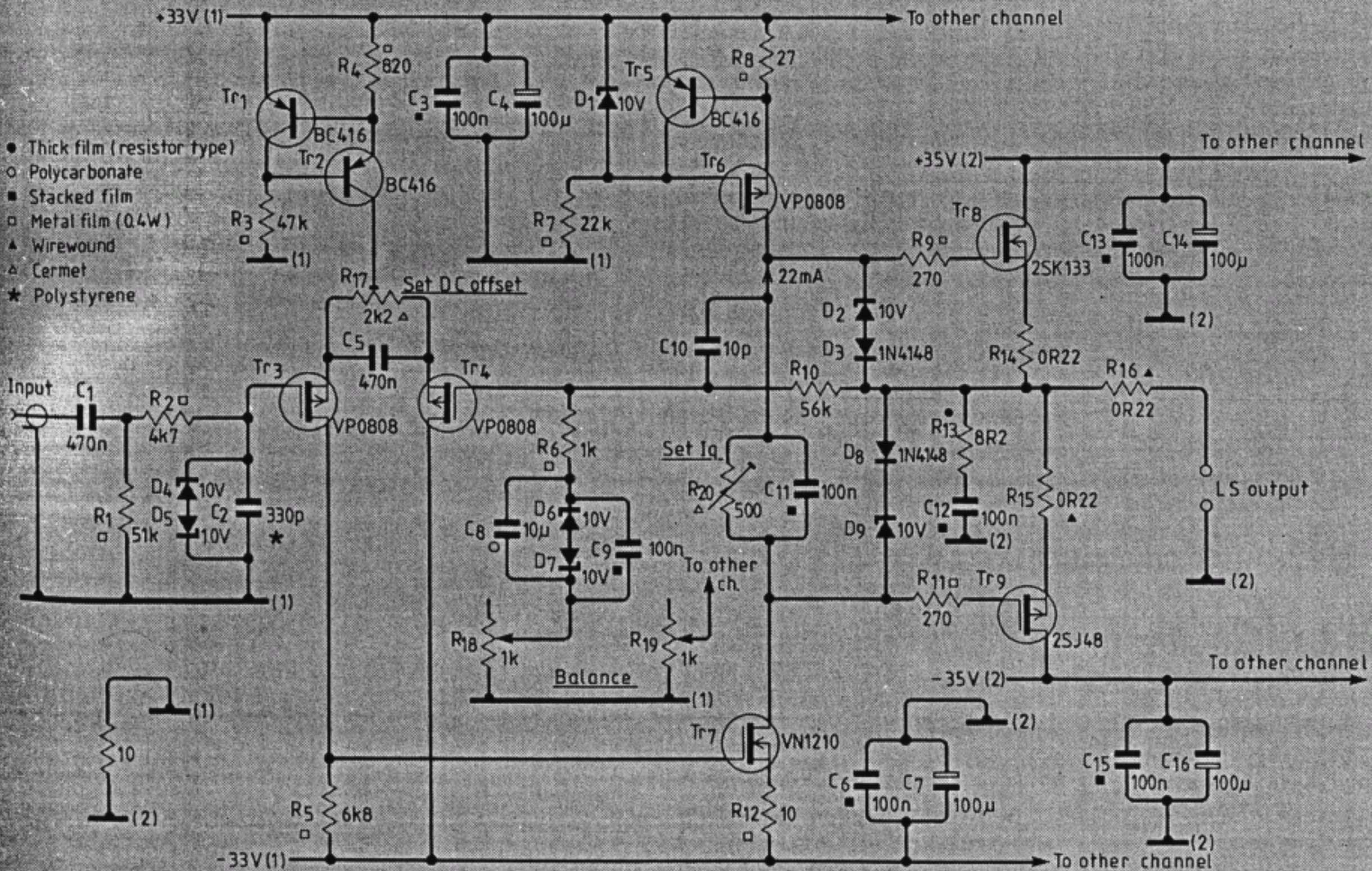
# Class-A Power - Electronics World September 1996



# Power Supply for 'Class-A Power' - EW September 1996







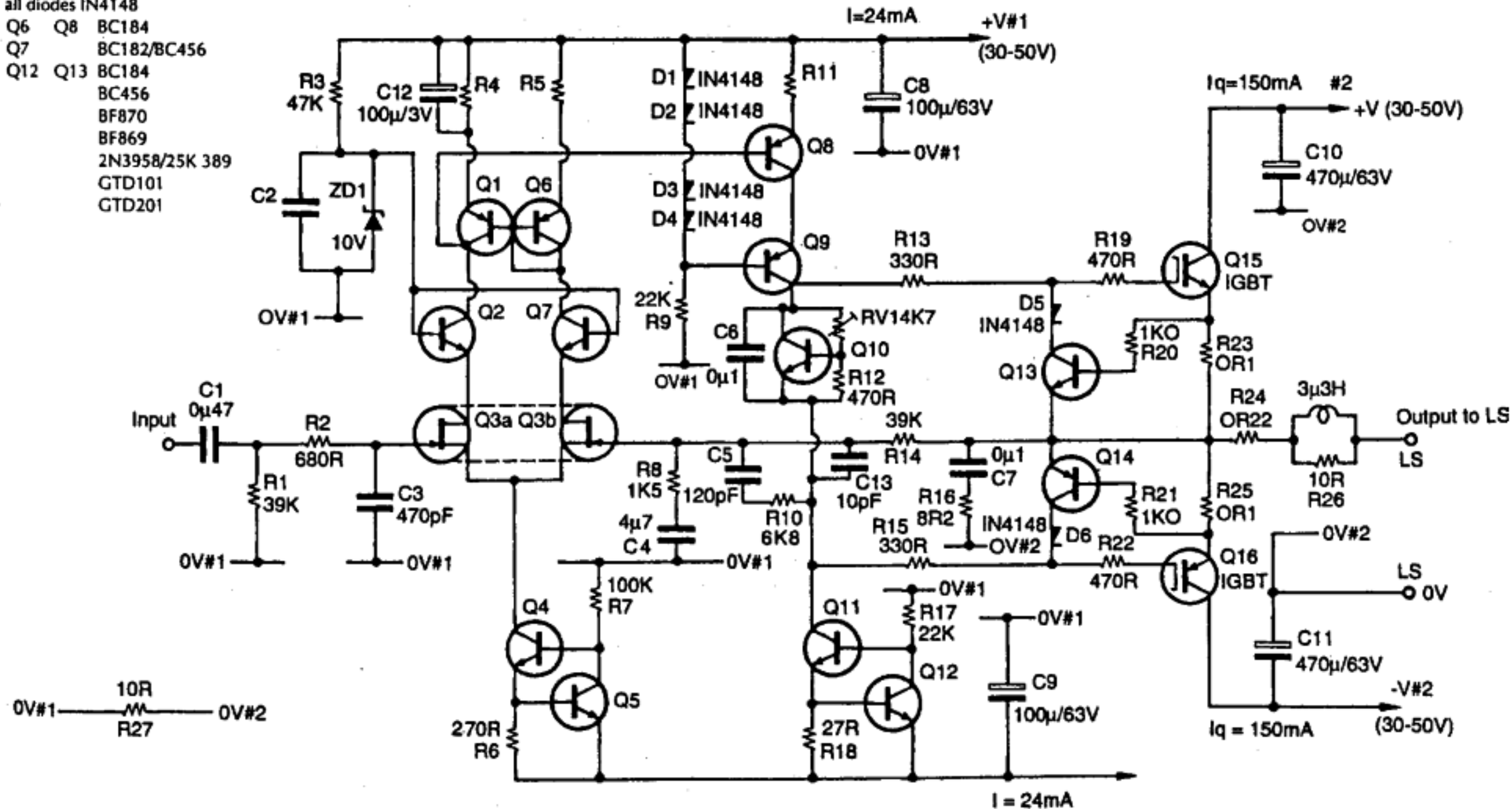
Class A/AB MOSFET Power Amplifier - Electronics & Wireless World March 1989



## IGBT Audio Amplifier - Electronics World & Wireless World May 1992

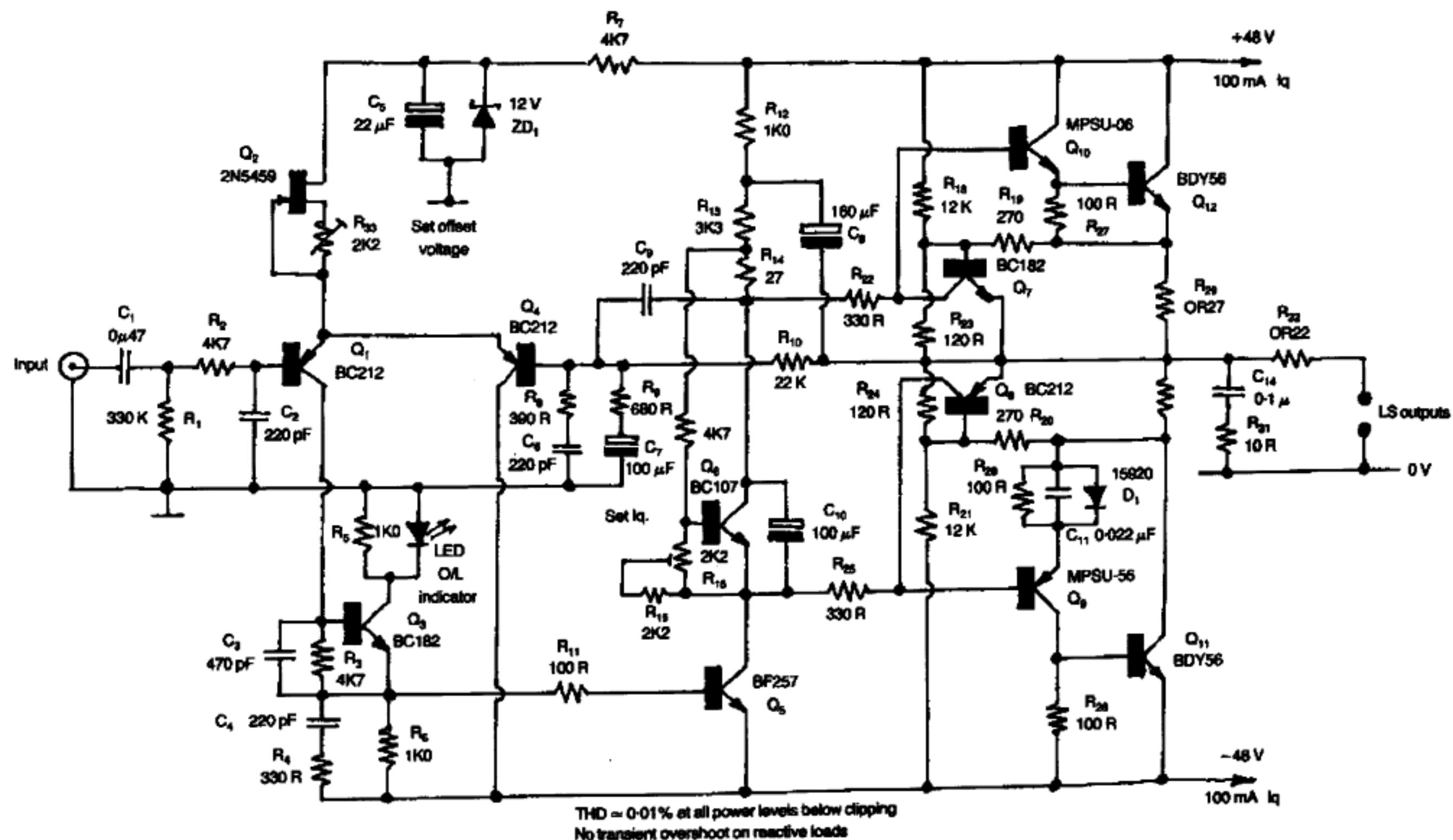
all diodes 1N4148

Q1	Q6	Q8	BC184
Q2	Q7		BC182/BC456
Q5	Q12	Q13	BC184
Q4			BC456
Q9			BF870
Q11			BF869
Q3			2N3958/25K 389
Q15			GTD101
Q16			GTD201

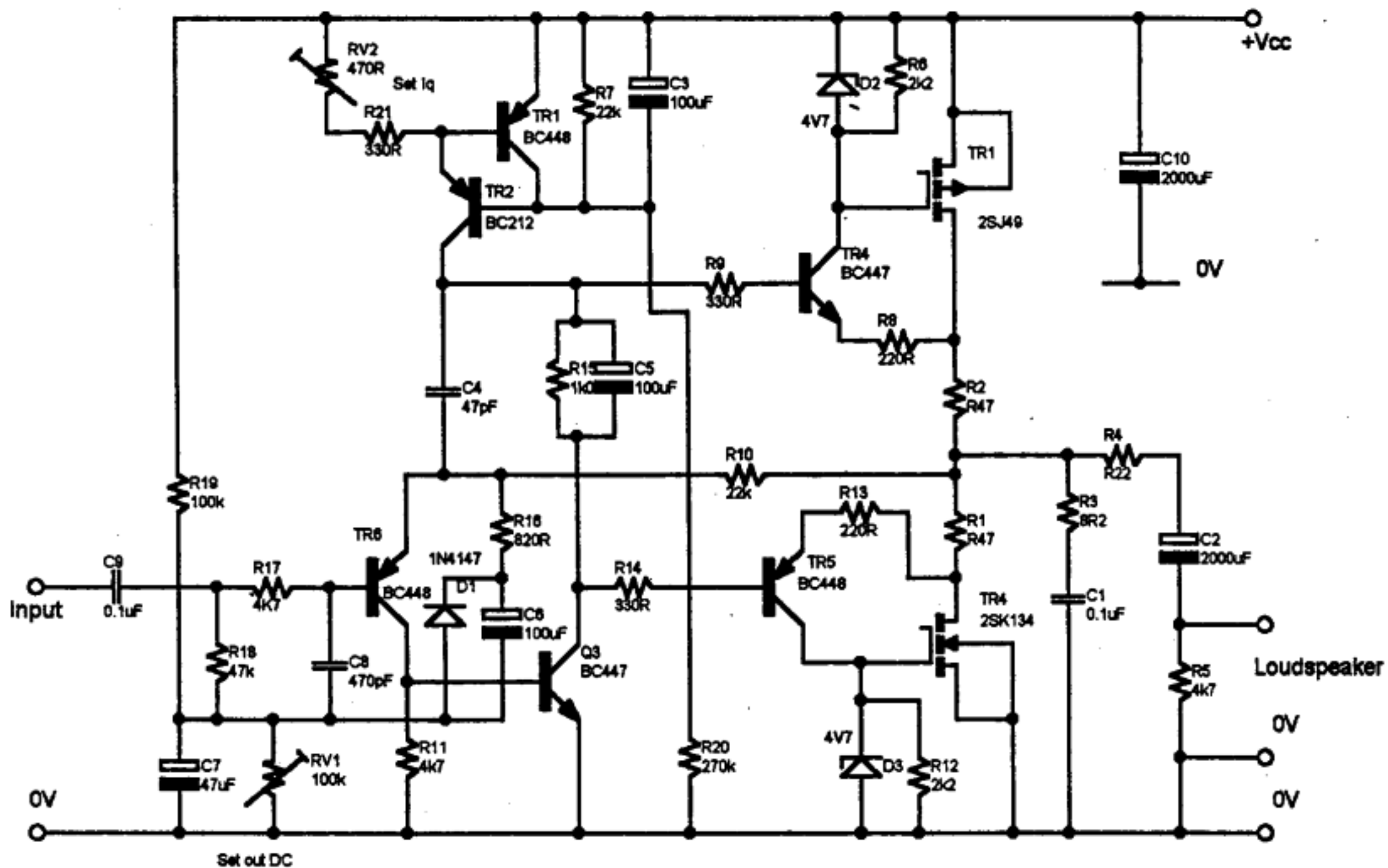


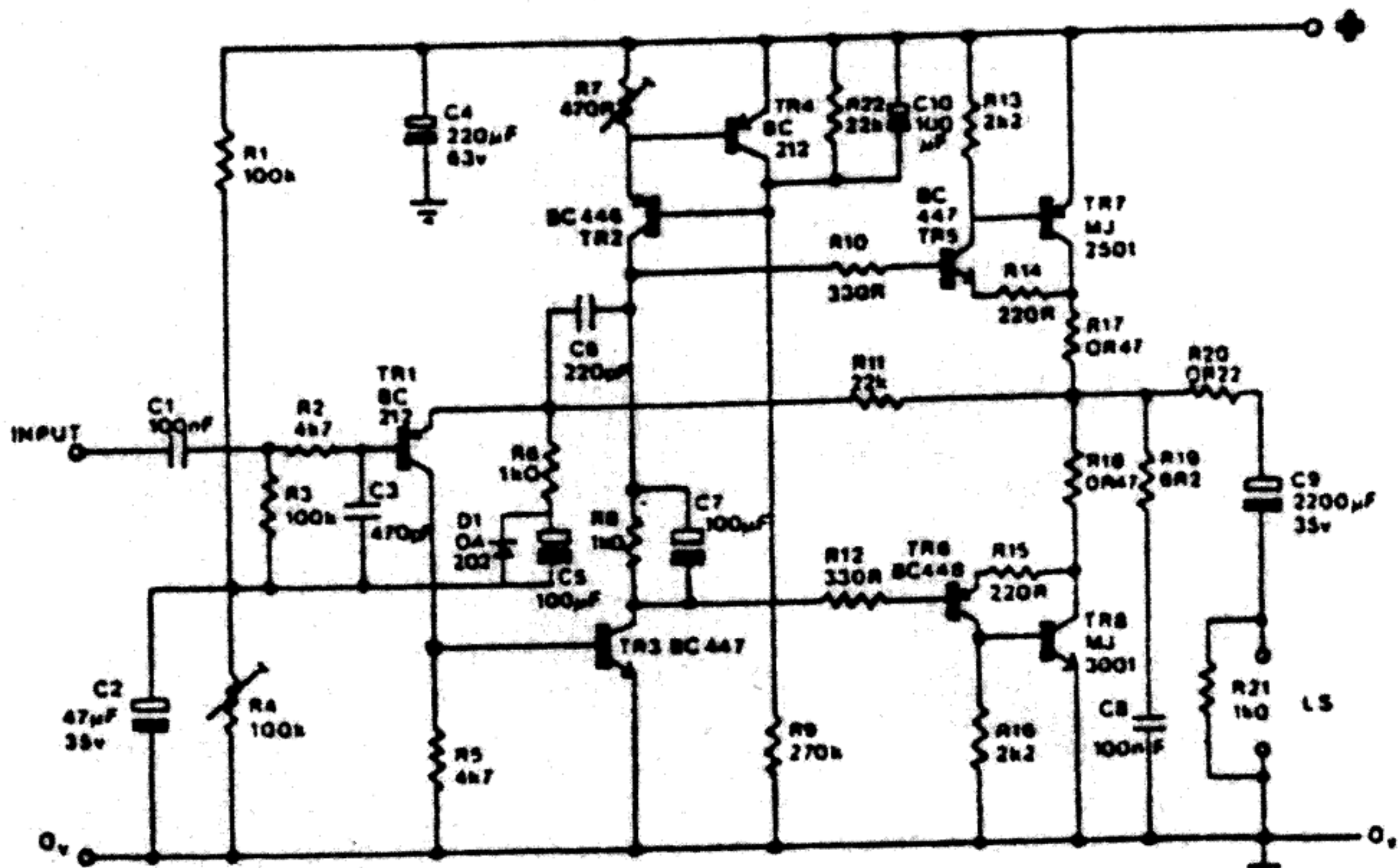


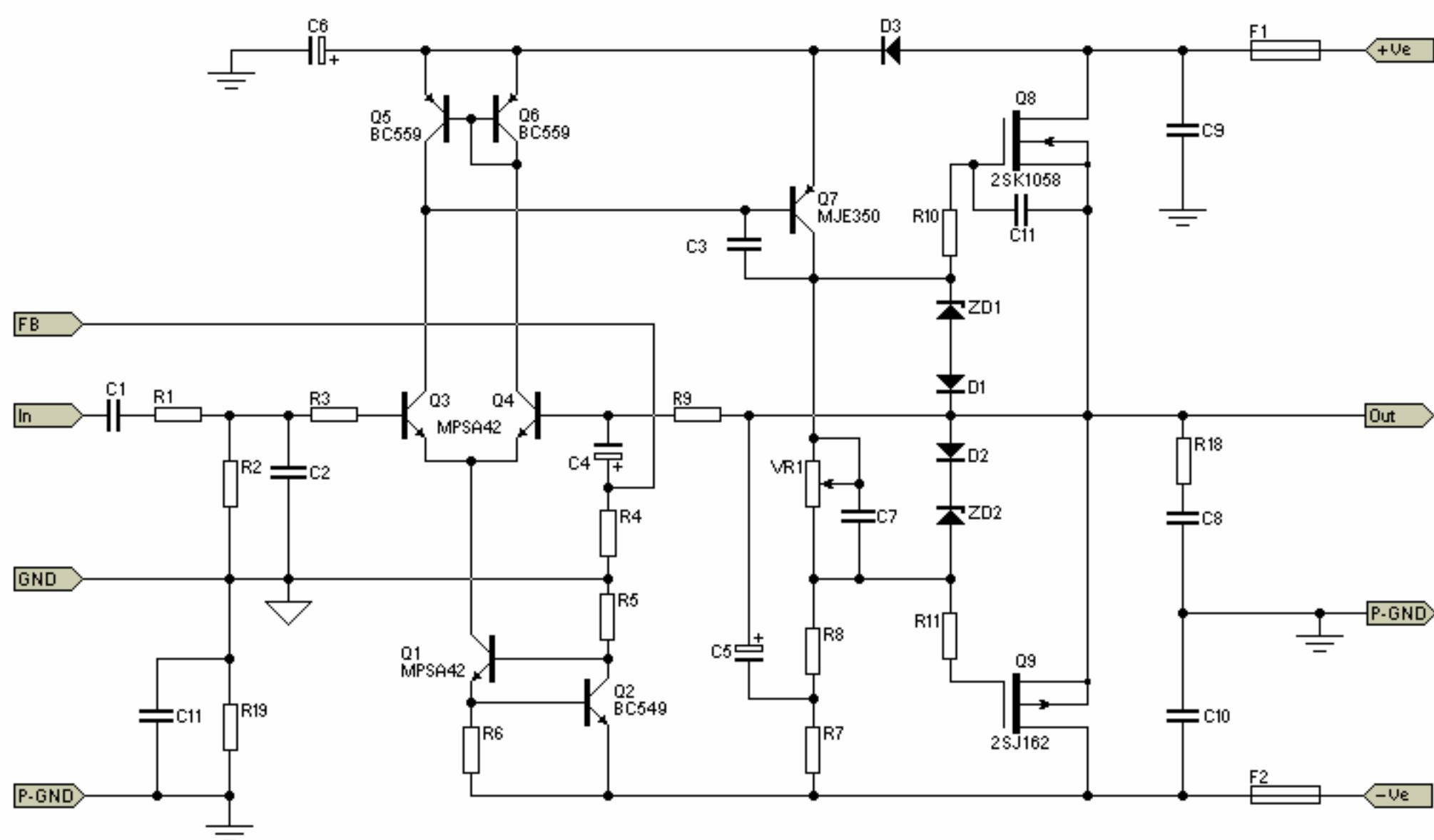
# A Direct-Coupled High Quality Stereo Amplifier - Hi-Fi News November 1972



# An Introduction to Power MOSFETS - HFN December 1980 (An update to the 'Simple 30 Watt Integrated Amplifier')









## Power Supply for 'Simple Class a Amplifier - WW April 1969

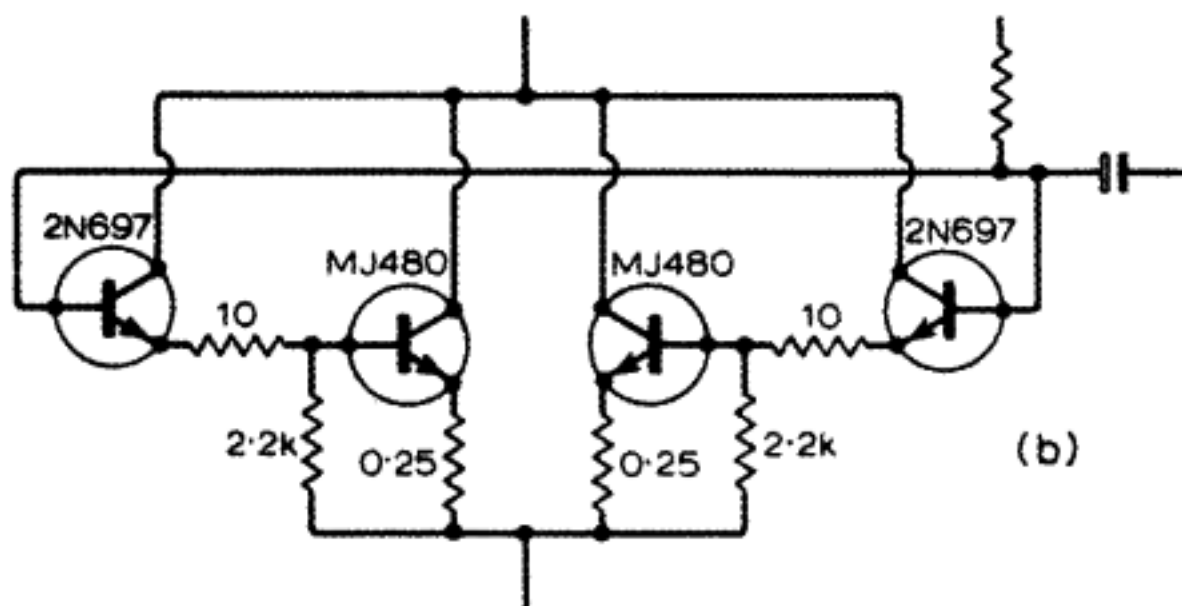
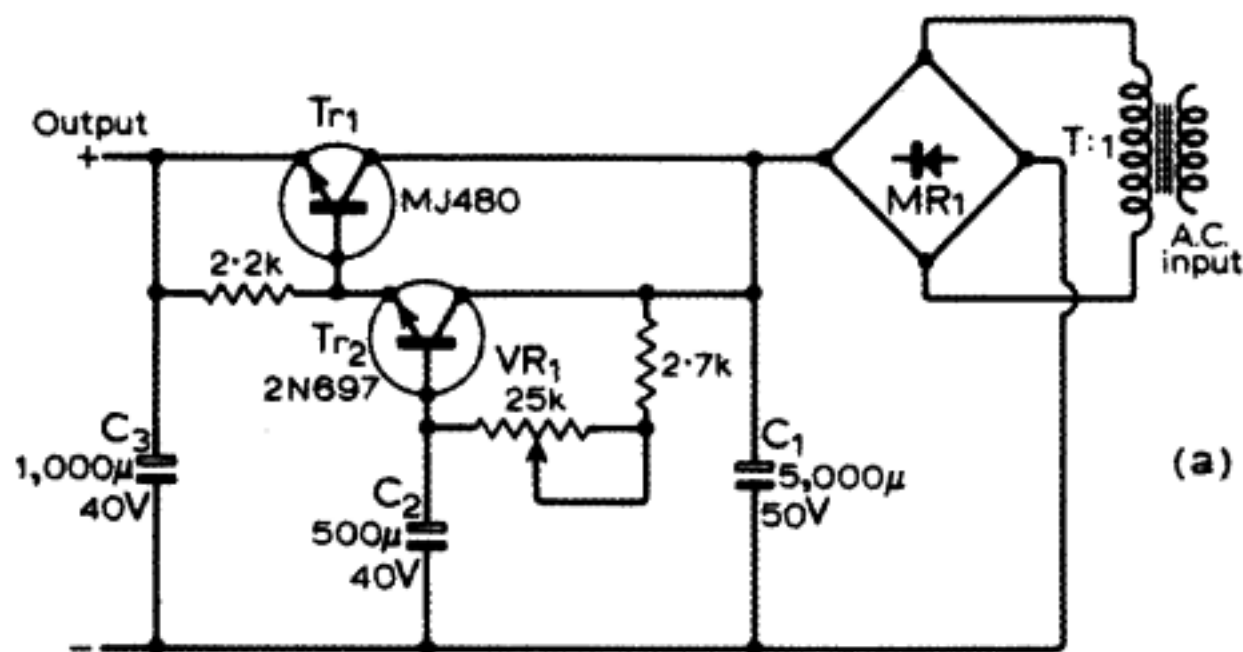


Fig. 9. (a) Power supply unit, and (b) parallel connected transistors for high currents.

# 15-20W Class AB Audio Amplifier - Wireless World July 1970

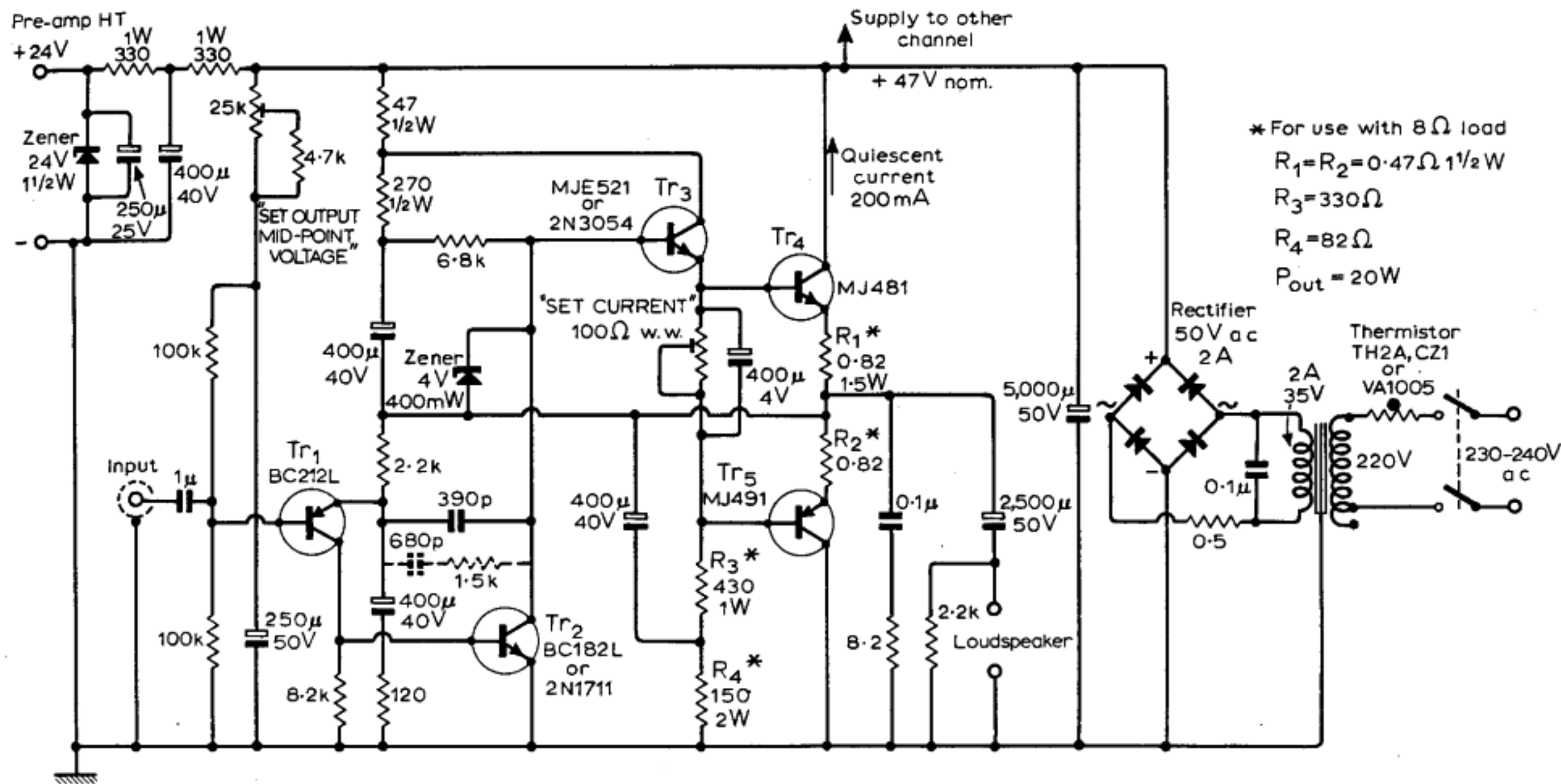


Fig. 3. Power amplifier circuit. The dotted components (680pF, 1.5kΩ) can be added if electrostatic speakers are used.

### Alternative stabilized power supply

