

Введение: усилитель JLN

В 1969 году Джон Линсли-Худ писал в *Wireless World*:

За последние несколько лет был опубликован ряд отличных разработок домашних усилителей звука. Однако некоторые из этих конструкций теперь устаревают из-за изменений в доступности компонентов, а другие предназначены для обеспечения уровней выходной мощности, которые превышают 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 обеспечивал бы адекватную выходную мощность вместе со стандартом производительности, что было безупречно, и это исследование привело к созданию настоящего дизайна.

Затем он описал усилитель мощности класса А, использующий три каскада усиления на биполярных транзисторах в топологии, которая по-прежнему восхищает своей элегантной простотой и качеством звука.

Центральным элементом этой конструкции является средний каскад, NPN-транзистор, используемый в качестве разделителя фазы, одновременно управляющий положительной и отрицательной половинами выходного каскада симметричными сигналами противоположной фазы.

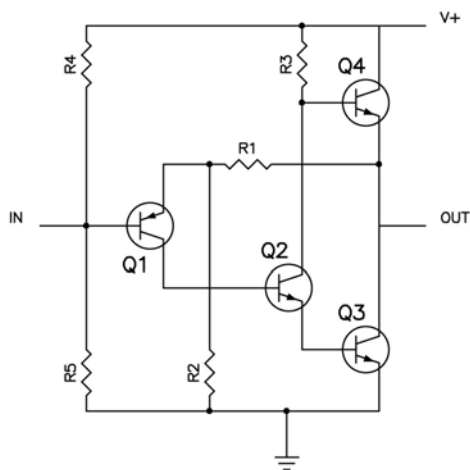


FIG 1 SIMPLIFIED JLN AMP

На рисунке 1 показана упрощенная версия топологии JLN. Входной сигнал появляется в базе Q1, усиливается и инвертируется для управления базой Q2. Q2 действует как устройство усиления, а также как разделитель сигналов, управляя одновременно Q3 и Q4, но не в фазе друг с другом. Q3 и Q4 образуют выходные транзисторы, Q3 работает как устройство усиления с общим эмиттером, обеспечивая усиление по току и напряжению, а Q4 работает как устройство с общим коллектором, обеспечивая только усиление по току. Резисторы обеспечивают смещение для системы, а R1 и R2 возвращают выходной сигнал усилителя по петле на эмиттер Q1.

Q2 - это сердце дизайна, и, на мой взгляд, именно элегантная экономичность, с которой он обеспечивает дополнительное усиление для управления выходными устройствами, придает схеме ее классическую красоту.

JLH был разработан в то время, когда «эра ламповых приборов находилась в упадке», и новое поколение дизайнеров делало все возможное, чтобы создать большие научные усилители - источники чистого напряжения с высокой мощностью и бесконечно малыми искажениями - сложные схемы с большим количеством обратной связи.

36 лет и небольшой прогресс спустя, мы, возможно, сможем оценить простое очарование топологии JLH как упражнение в минимализме, но если вы его не слушали, вы можете быть очень удивлены качеством звука, которое необычайно хорошее. в пределах его мощности. Если у вас есть эффективные динамики и вы любите слушать двухканальный звук на разумных уровнях, JLH по-прежнему занимает лидирующие позиции.

Усилитель имеет разумные характеристики; Ничего особенного, чип за 3 доллара не сильно превосходит это, но он воспроизводит настоящую музыку. Его недостатки не раздражают, и он прекрасно справляется с извлечением большого количества музыки из современных записей и даже из MP3. Я не могу вспомнить другой дизайн транзистора из той эпохи, который также работал бы.

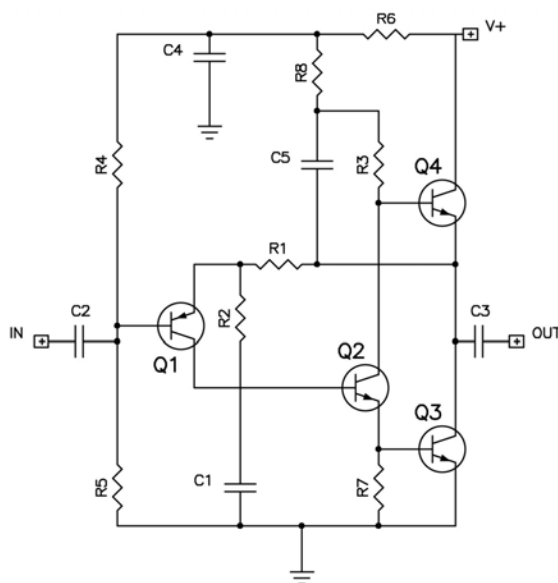


FIG 2 JLH AMPLIFIER 1969

На рисунке 2 показана более полная схема, но для получения более подробной документации по версиям усилителя JLH я рекомендую сайт усилителя класса A:

www.tcaas.btinternet.co.uk

На рисунке 2 показаны дополнительные сведения о настройке смещения постоянного тока для каждого устройства, где конденсаторы используются для отделения значений постоянного тока от значений переменного тока. C1 отделяет обратную связь от тока смещения. C2 отделяет входной сигнал от входного напряжения смещения постоянного тока, а C3 блокирует выходной постоянный ток усилителя от нагрузки. C4 удаляет шум питания из напряжения питания входного каскада усилителя, а C5 формирует схему «самозагрузки», заставляя резисторы R5 и R6 вести себя больше как источник постоянного тока на звуковых частотах.

Оригинальный усилитель JLH имеет примерно 55 дБ усиления без обратной связи, разделенное на 22 дБ усиления усилителя и около 33 дБ обратной связи. Как подробно описано в исходной статье, он выдавал 10 Вт при примерно 0,1% гармонических искажений или меньше.

Популярная долговечность усилителя красноречиво говорит о качестве звука, и это понятно, учитывая его простоту в сочетании с отличными измеренными характеристиками. Он имеет особенно ламповое качество по сравнению с более сложными твердотельными конструкциями той эпохи и более поздних времен.

Искажение в основном 2-й гармоника и прямо пропорциональна выходному напряжению. Это означает, что искажение 0,01% при 0,1 Вт становится 1% при 10 Вт, и вы можете провести довольно прямую линию между двумя точками на логарифмическом графике. Такая кривая характерна для несимметричной выходной топологии, и были аргументы относительно того, является ли выходной каскад несимметричным классом А, двухтактным классом А или смесью обоих. Позже мы немного повеселимся.

Одним из недостатков оригинальной конструкции JLN было то, что его ток смещения, тот ток холостого хода, который протекает через части схемы, имел некоторую зависимость от напряжения источника питания, что приводило к изменению характеристик для различных напряжений сети переменного тока. Регулировка источника питания аккуратно решает эту проблему, но в более поздних версиях схемы были и другие способы решения этой проблемы.

Новые схемы JLN

Джон Линсли-Худ опубликовал обновление усилителя в 1996 году, в котором были устранены проблемы стабильности смещения, замены деталей и предоставлена версия с прямым выходом без выходного конденсатора. В то же время это был во многом один и тот же усилитель, и измеренные характеристики были очень похожими.

Схема JLN продолжает быть интересной для сообщества аудиофилов и была предметом нескольких обновлений. На рисунках 3 и 4 показаны упрощенные схемы более поздних поколений усилителей JLN.

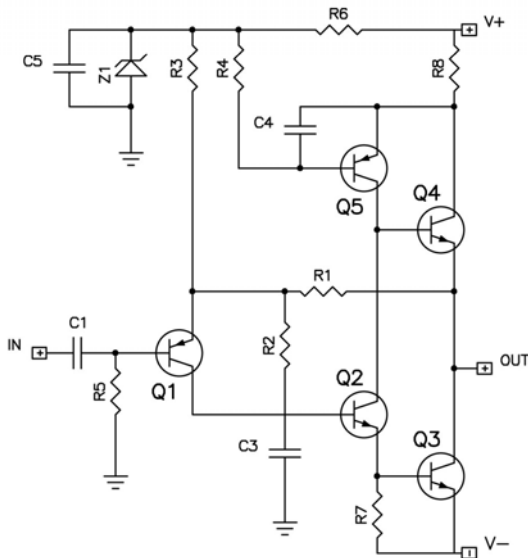


FIG 3 JLH AMPLIFIER 1996 (SIMPLIFIED)

На рисунке 3 показана упрощенная схема версии 1996 года, опубликованной Джоном Линсли-Худом, которая устраняет проблему стабильности смещения с добавлением Z1 и Q5 части схемы. Эта версия также напрямую связана с выходом усилителя с помощью двойных шин питания.

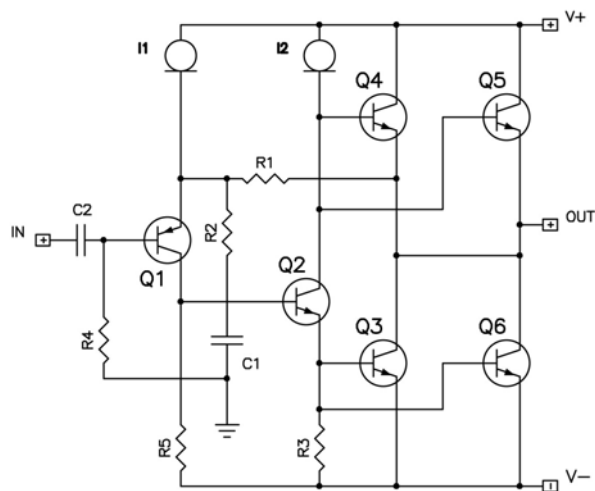


FIG 4 JLH VARIANT 2000

В 2000 году кто-то другой изготовил схему, показанную на Рисунке 4, где источники постоянного тока используются для смещения первых двух каскадов усиления, обеспечивая хорошее подавление подачи питания на схему. В этой версии также увеличилось вдвое количество устройств вывода. Вы заметите, что на рис. 1–4 их петля обратной связи обращается к эмиттеру транзистора обратной связи. Сейчас это вошло в воображение и называется «текущая обратная связь».

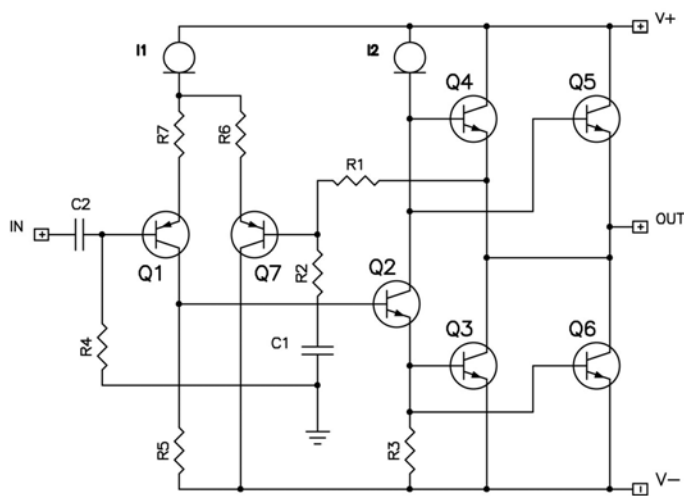


FIG 5 DIFFERENTIAL INPUT

Просто для вашего развлечения я собрал схему на Рисунке 5, где показан пример с дифференциальным входом. Очевидный вариант, но я не видел, чтобы он использовался. Вы можете управлять этим входным каскадом с помощью сбалансированного сигнала, оторвав C1 от земли и подав его как отрицательный вход. При 100 Ом каждый, R6 и R7 дадут этому входу примерно такое же усиление разомкнутого контура, что и исходный входной транзистор, с вырождением 220 Ом исходного импеданса обратной связи.

Я недавно измерил производительность рабочей копии схемы, показанной на рис. 4. Она имела шины питания 17,5 В и смещение около 2 ампер на канал. Коэффициент усиления разомкнутого контура также составляет около 55 дБ на нагрузке 8 Ом, а его измеренные характеристики сопоставимы с исходной схемой.

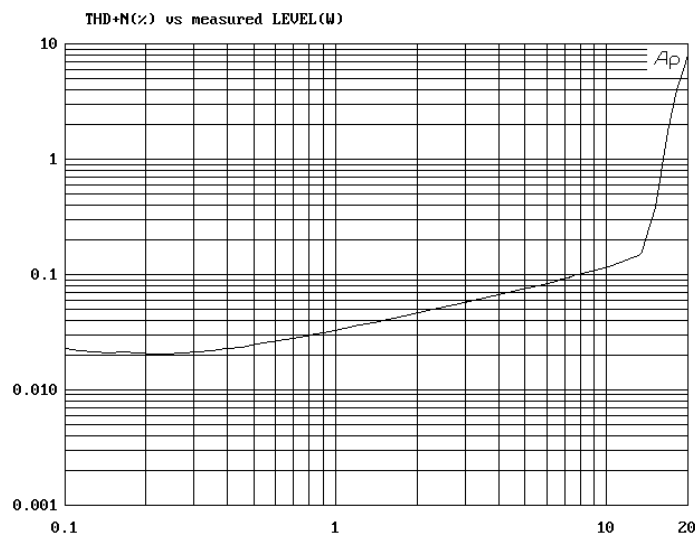


FIG. 6 THD VS OUTPUT @ 1 KHz @ 8 OHMS

На рисунке 6 показаны искажения в зависимости от выходной мощности. Полоса пропускания усилителя составляет –3 дБ на частоте 100 кГц, коэффициент демпфирования составляет около 35, а зависимость искажений от частоты довольно плоская, слегка возрастающая на частоте 20 кГц.

Усилитель PLH

Одна из проблем, возникающих при добавлении каскадов усиления к усилителям, заключается в том, что, хотя они увеличивают усиление разомкнутого контура и позволяют больше корректировать обратную связь, они сами являются источником дополнительных искажений. Хотя дополнительная обратная связь может снизить количество искажений, обычно дополнительная схема отражается в более сложном характере искажения, имеющем гармоники более высокого порядка и компоненты интермодуляции. По общему мнению, это менее музыкальное звучание.

Майкл Каннингем писал: «Романисты обычно должны решать, какая степень рабской точности сделает их рассказы более живыми, а какая - менее». Разработчику усилителя предстоит решить аналогичную проблему. Сделать усилитель с хорошими измерениями несложно - это сравнительно сложно угодить аудиофилам.

Мой собственный подход состоит в том, чтобы максимально упростить путь прохождения сигнала, уменьшить искажение этой базовой схемы до применения обратной связи, а затем применить минимальную обратную связь (или ее отсутствие), что в значительной степени согласуется с комментариями в исходной статье Линсли-Худ. . Результатом не всегда являются лучшие объективные измерения, но звук часто бывает интересным.

Трехкаскадная топология усилителя JLH обычно использует простую операцию класса А и отрицательную обратную связь около 33 дБ для достижения этой производительности, и это побудило меня подумать, какой усилитель я мог бы получить с еще более простой схемой и меньшим количеством обратной связи. Выходной каскад и промежуточный фазоделитель нельзя обойти без него, и он все еще напоминает JLH, но вы, безусловно, можете удалить входной транзистор.

По предварительным подсчетам, входной транзистор JLN дает около 27 дБ усиления по напряжению. Уберите его, и коэффициент усиления разомкнутого контура усилителя упадет примерно до 28 дБ. Если мы уменьшим усиление усилителя с 22 дБ до 18 дБ, мы получим около 10 дБ обратной связи - очень минимальную величину. К сожалению, только 10 дБ обратной связи означает, что исходный усилитель, вероятно, будет давать что-то вроде 1,5% искажений при 10 Вт. Поскольку такая цифра лучше, чем у многих несимметричных ламповых усилителей (SET) класса А, это может быть приемлемым усилителем. На самом деле, поскольку входной транзистор больше не влияет на показатель искажений, мы ожидаем, что производительность будет лучше, и, возможно, в этом суть.

Имея это в виду, я сократил JLN до более простой топологии Mosfet, показанной на рисунке 7, и (кхм) добавил к имени свой инициал.

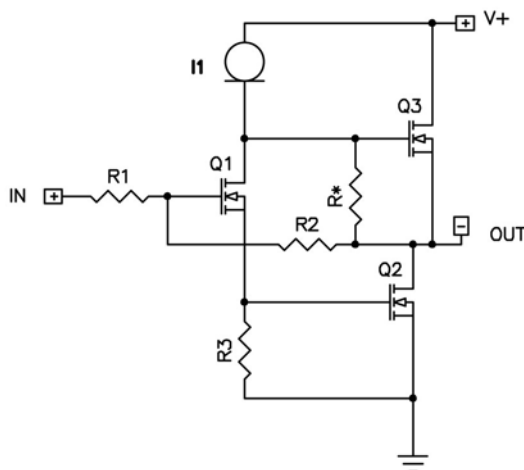


FIG 7 SIMPLIFIED PLH AMPLIFIER

Я выбрал МОП-транзисторы из-за их высокого входного импеданса и потому, что они действительно обеспечивают наиболее линейную работу в режиме класса А. Поскольку JLN выполняет две инверсии фазы на пути прохождения сигнала, при удалении входа фазоинвертируется усилитель, и мы будем обозначать выходной узел как «минус», а выходное заземление - как «плюс».

Путь обратной связи R1 и R2 теперь обращается к «виртуальной земле» на воротах Q1. Q1 смещается источником тока I1 и управляет затворами Q2 и Q3 одновременно с напряжением противоположной фазы.

По идее, вы можете получить усиление разомкнутого контура около 35 дБ от этой схемы с полевыми транзисторами, которые мы собираемся использовать. Однако вы могли бы увидеть это только на более низких частотах, потому что емкость затвора Mosfet будет играть роль на более высоких звуковых частотах.

Чтобы обеспечить более равномерное усиление разомкнутого контура для этой схемы во всем звуковом диапазоне и более интересное сравнение с исходной схемой, мы будем выбирать наши значения, более похожие на исходный JLN без входного транзистора, что означает, что для В схеме на Рисунке 7 мы бы добавили резисторы истока 0,47 Ом к Q2 и Q3, и это даст нам усиление разомкнутого контура примерно 26 дБ.

Как и в оригинальном JLN, эта схема работает между положительным напряжением и землей, поэтому вам потребуются входные и выходные конденсаторы связи. Нет никаких причин, по которым это не может быть выполнено с прямым подключением с использованием двух источников питания, но мы отложим это на другой раз.

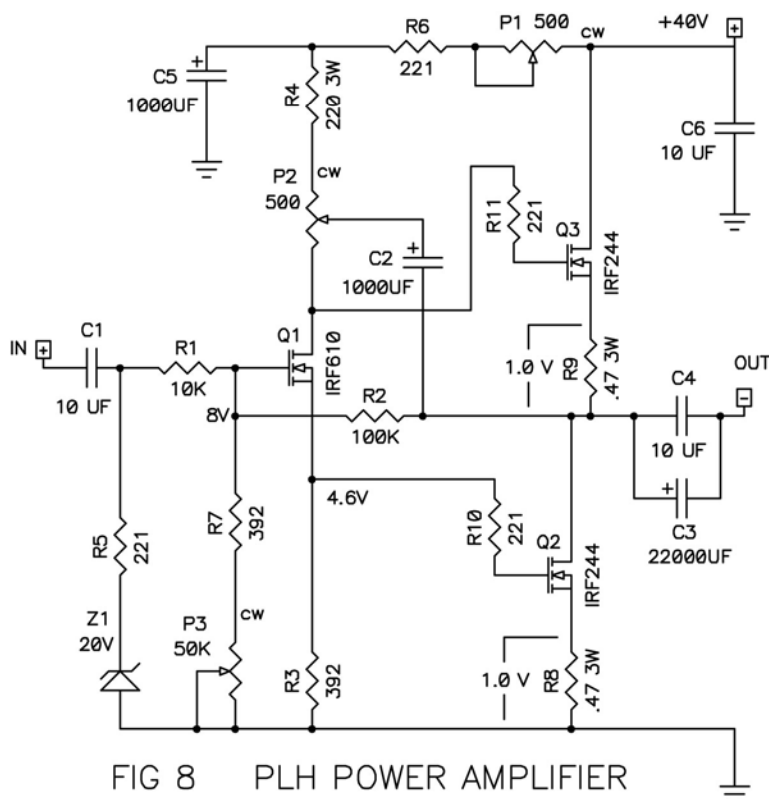


FIG 8 PLH POWER AMPLIFIER

На рисунке 8 показана реальная схема. Как и в упрощенной схеме, Q1 является входным транзистором, а обратная связь осуществляется через R1 и R2. Источник Q1 следует входному сигналу затвора и управляет транзистором Q3 в режиме общего источника (усиление по напряжению и току). Сток Q1 подает инвертированную и усиленную версию входного сигнала для управления транзистором Q2 в режиме общего стока (усиление тока).

Идеализированный источник тока I1 и R * упрощенной схемы заменяется сетью из P2, R4 и C2. C2 создает «начальное» соединение с выходом, которое делает P2 похожим на источник постоянного тока, параллельный R *, примерно равному сопротивлению между дворником и подключением P2 против часовой стрелки. P1, R6 и C5 образуют фильтр для устранения шума источника питания, а регулировка P1 устанавливает ток смещения усилителя.

P2 будет использоваться для установки относительного вклада в усиление верхнего транзистора Q3 по сравнению с нижним транзистором Q2, но не влияет на ток смещения или выходное значение постоянного тока.

Большинство резисторов имеют тип Вт, но я рекомендую значение 3 Вт для R4, R8 и R9. Все конденсаторы рассчитаны на 50 вольт. Ни одна из ценностей не требует жесткого допуска. P2 лучше всего подходит для более высокой мощности. Вы можете обойтись 2 Вт, но предпочтительнее 5 Вт.

Я указал номинальные напряжения на схеме в качестве ориентиров. Схема будет работать с напряжением питания от 35 до 45 В без модификации с использованием потенциометров P1 и P3 для регулировки тока смещения и выходного постоянного тока. Этот конкретный усилитель смещен на 2 ампера, а выходное напряжение установлено на 20 вольт, или половину от значения напряжения питания 40 вольт.

Используемые МОП-транзисторы довольно произвольны, и в целом вы можете заменять аналогичные типы. Поскольку практически все силовые МОП-транзисторы рассчитаны на напряжение не менее 40 вольт, у вас остается широкий выбор вертикальных типов. Боковые МОП-транзисторы также будут работать с настроенными значениями резисторов. Помните, что все МОП-транзисторы чувствительны к статическому электричеству. Совпадение Q2 и Q3 не обязательно. Если вы пришлете мне пакет мощных JFET-транзисторов, я предоставлю схему, которая будет работать и с ними.

Вам понадобится источник питания, который будет обеспечивать от 35 до 45 вольт при 2 амперах на канал. Стабилизированный источник питания является наиболее идеальным, поскольку смещение будет примерно пропорционально напряжению питания, хотя мы построили четыре блока без регулируемого источника питания, и они работают нормально. Радиаторы должны рассеивать около 70-90 Вт на канал при повышении температуры примерно на 25 ° C. Вы можете найти примеры, разбросанные по адресу: www.passdiy.com и в другом месте.

Этим летом Крис и Мэтт Уильямс помогли мне построить усилители, и все они работали более или менее одинаково. Удачливые мальчишки, двое из них сошло с рук. Они были сделаны из обработанных алюминиевых пластин, скрепленных болтами, с радиаторами, сделанными из квадратных алюминиевых трубок, и все они были анодированы в черный цвет. Вся проводка была двухточечной на печатной плате выходного каскада. Вот картинка:



ФОТО 1 ЗАДНИЙ ВИД ГОТОВОГО УСИЛИТЕЛЯ

Мы использовали трансформатор с вторичным выпрямителем на 35 В в конденсатор емкостью 30 000 мкФ. Мы отфильтровали это напряжение питания через резистор 0,5 Ом @ 25 Вт на другой конденсатор емкостью 30 000 мкФ, что уменьшило шум пульсации примерно на 20 дБ. Это включило оба канала.

Не забудьте использовать хорошее заземление - заземление звездой на выводе (-) второго конденсатора является хорошей идеей, и держите провода входа и заземления подальше от компонентов источника питания, иначе вы уловите шум. Шасси всегда должно быть заземлено на вилку питания переменного тока, а заземление цепи было подключено к шасси через силовой термистор на 5 ампер.

Корректирование

Как минимум для регулировки усилителя требуется вольтметр постоянного тока. Я рекомендую использовать Variac для медленного включения питания переменного тока для первой проверки. Прежде чем подавать питание на усилитель, установите значение P1 на максимальное сопротивление, которое должно установить минимальный ток смещения. Установите P2 и P3 в их средние точки.

Я рекомендую запускать (неудачная фраза, что) по одному каналу за раз, а другой канал отключен от шины питания. Хорошей идеей будет установить быстродействующий предохранитель на 3 А последовательно с положительной шиной каждого канала и иметь под рукой несколько запасных предохранителей.

При подаче питания на выходе усилителя напряжение на резисторах истока R8 и R9 должно быть меньше 1 вольт. Выходное напряжение постоянного тока, как видно на стоке Q2, должно быть где-то около 20 вольт.

Если вы можете поднять напряжение на шине питания до 40 вольт без превышения напряжения смещения 1 вольт, отрегулируйте P3 так, чтобы выходное напряжение было примерно наполовину ниже напряжения питания (20 вольт на шине 40 вольт). Теперь медленно уменьшайте значение P1, пока напряжение на истоковом резисторе не приблизится к 1 вольт.

По мере того, как канал нагревается, отрегулируйте P1 и P3 небольшими шагами, чтобы на выходе было 20 вольт, а напряжение одного из резисторов истока - 1 вольт. Наблюдайте за выходным напряжением и потребляемым током в течение полчаса или около того, при необходимости корректируя по мере нагрева цепи. Смещение будет иметь тенденцию дрейфовать, но выходное значение постоянного тока будет более постоянным. В конце этой процедуры у вас должен быть стабильный канал.

Если вы разделяете два канала от общего источника питания, вы еще раз взглянете на эти настройки позже, потому что напряжение питания упадет вольт или больше, когда оба канала подключены.

Спектакль

Окончательно настроенная схема имеет усиление разомкнутого контура около 26 дБ, усиление замкнутого контура 16 дБ и использует около 10 дБ отрицательной обратной связи. Полоса пропускания составляет -3 дБ примерно при 1 Гц и 100 кГц. (Невзвешенный) шум составляет около 80 мкВ. Входное сопротивление составляет около 14 кОм, а выходное сопротивление - около 3 Ом (коэффициент демпфирования 2,5).

Верхнее и нижнее выходные устройства имеют одинаковое значение постоянного тока, но, как упоминалось ранее, эту схему можно настроить для изменения вкладов переменного тока от каждого из них. Когда значения установлены равными, достигается классический двухтактный баланс. Регулируя P2, вы можете сместить этот баланс так, чтобы одно устройство занимало большую долю вывода.

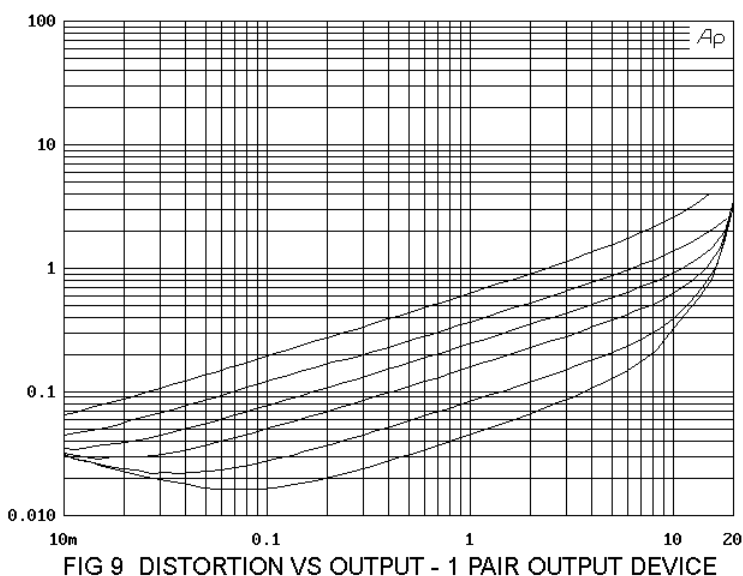
Когда вы поворачиваете P2 по часовой стрелке (обратите внимание на «sw» на схеме), больший процент тока исходит от верхнего устройства Q3, а когда вы поворачиваете его против часовой стрелки, больший процент поступает от нижнего устройства Q2. Полностью против часовой стрелки приводит к тому, что верхняя группа транзисторов работает как источник постоянного тока, со всем усилением в нижней группе, работающей как чисто несимметричная схема класса А. Вращение P2 по часовой стрелке на 80% дает соотношение между устройствами примерно 1: 1 (поскольку горшок вращается примерно через 10 часов по часовой стрелке, при полном повороте по часовой стрелке, равном 11 часам вечера, вы должны установить горшок на 21 час).

Линсли-Худ провел некоторое время, экспериментируя со своей схемой, используя несовпадающие выходные устройства, и заметил, что если у вас нет равного усиления, лучше разместить устройства с большим усилением внизу схемы. Я подтвердил, что это так, отрегулировав баланс между положительной и отрицательной половинами выходного каскада, измерив и послушав различные настройки.

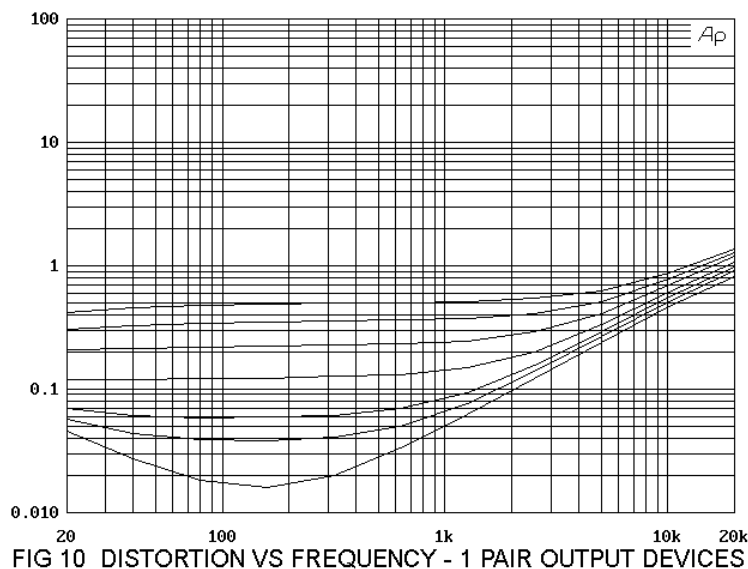
Я провел много времени, играя с этим балансом, пытаясь совместить лучшие кривые с лучшим звуком. На низких и средних частотах установка P2 на значение, которое дает равный вклад в выходной ток, приводит к наименьшим искажениям по сравнению с выходной мощностью. Для сравнения, установка значения так, чтобы нижняя половина обеспечивала 2/3 выходного тока, давала примерно вдвое больше искажений, но они оставались более постоянными в звуковом диапазоне.

Этот более «несимметричный» выходной каскад показал более чистые искажения типа второй гармоники, чем более «двухтактный» выходной каскад, который содержал больше третьей и высшей гармоник. Это не было полностью сравнением яблок с яблоками, поскольку увеличение R5 также имело эффект небольшого увеличения коэффициента усиления разомкнутого контура и, следовательно, количества отрицательной обратной связи.

Я рекомендую вам попробовать изменить P2. Помните, что вы можете подтвердить соотношение верхнего и нижнего выходного тока, измерив напряжение переменного тока на резисторах источника R8 и R9, одновременно подавая низкочастотную синусоидальную волну на резистивную нагрузку мощностью около 5 Вт или около того.



На рисунке 9 показана зависимость искажений от мощности на 8 Ом на частоте 1 кГц, причем самая низкая кривая показывает соотношение 1/1 (двухтактный режим), а самая высокая кривая показывает соотношение 0/1 (P2 полностью против часовой стрелки), где Q3 работает как источник постоянного тока, и цепь работает как несимметричный класс А.



На рисунке 10 показана зависимость искажения от частоты при 1 ватте, и мы видим, что различия между двумя настройками имеют тенденцию исчезать на самых высоких частотах, где колебания емкости устройств не исчезают. Кроме того, есть некоторые различия в гармоническом содержании в диапазоне настроек. Кривые с наименьшими искажениями содержат больше гармоник более высокого порядка, которые имеют тенденцию исчезать при переходе к несимметричной работе.

На фото 2 показан пример содержания гармоник с соотношением усиления 2/3 сверху / снизу, что было одной из моих любимых настроек:

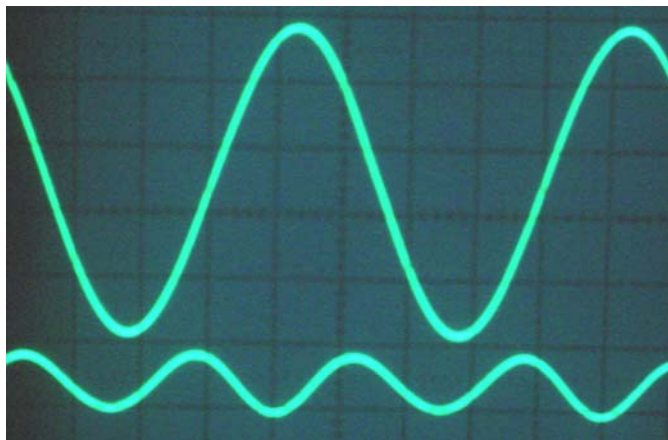


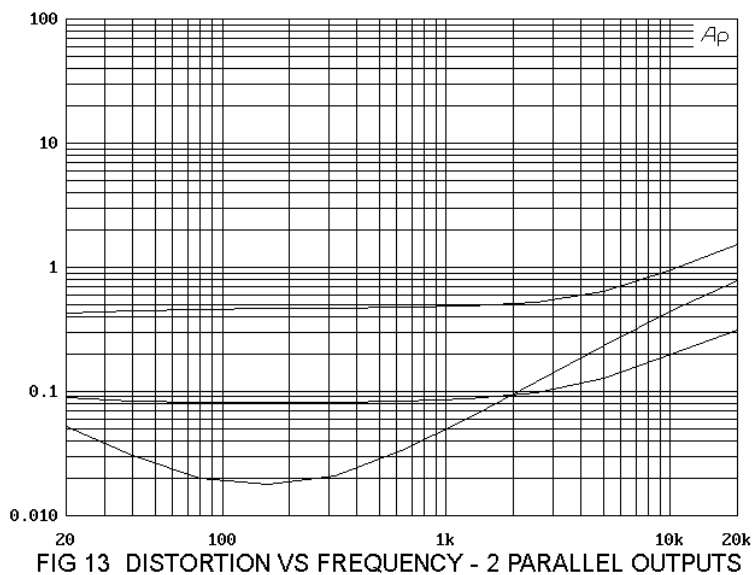
ФОТО 2 ИСКАЖЕННАЯ ВОЛНА НА 1 ВАТТ НА 1 КГЦ

Я предлагаю вам установить P2 на передней панели усилителя и послушать его при различных значениях. В большей части диапазона коэффициент усиления без обратной связи усилителя не изменится существенно, пока вы не приблизитесь к положению против часовой стрелки (0/1), где он упадет примерно на 5 дБ, что приведет к примерно 5 дБ отрицательной обратной связи. В положении 1/1 коэффициент усиления разомкнутого контура составляет около 26 дБ, что дает около 10 дБ обратной связи. Обратите внимание, что различия, которые вы услышите, не связаны строго с обратной связью, но также являются функцией двухтактного подавления искажений.

FIG 11 PLH WITH PARALLEL OUTPUTS X2

FIG 12 DISTORTION VS OUTPUT - 2 PARALLEL OUTPUTS

На рисунке 13 можно рассказать немного о другом. При 1 Вт в звуковом диапазоне соотношение 1/1 не может считаться лучшим выбором, поскольку значение 2/3 имеет более однородную производительность.



Часто возникает вопрос: «Сколько устройств вывода параллельно является оптимальным?» Лучший ответ часто заключается в методах проб и ошибок. Я построил версию с 4 параллельными устройствами и резисторами источника 2,0 Ом. После замера и прослушивания я решил, что 4 пары - это слишком много.

Интересно посмотреть на случайное сравнение результатов с оригинальными JLH, PLH и двумя усилителями Zen с точки зрения простоты, усиления и обратной связи. Все усилители вырабатывают до 10 Вт, прежде чем искажения станут слишком сложными, и все они уменьшаются при более низких ваттах с характеристикой второй гармоники, описанной ранее. В качестве эталонов разумно выбрать 1 Вт и 10 Вт при сопротивлении 8 Ом. Для примера PLH я использовал схему на Рисунке 11 с настройкой 1/1.

Большее количество обратной связи на некоторых усилителях помогает им лучше выполнять измерения, поэтому мы могли бы предположить, что в противном случае равный усилитель имел бы некоторую пропорциональность между измерением и обратной связью. Мне было любопытно - если бы это было правдой, то как бы эти усилители измеряли, если бы все они имели одинаковое количество обратной связи?

Я нормализовал значения выходного импеданса и искажений к тому, что мы ожидали бы, если бы все усилители имели обратную связь 20 дБ, и предположил, что разница будет из-за обратной связи:

	Прирост	Обратная связь по разомкнутому контуру			Нормализованный	THD%	Нормализованный	THD%	Нормализованный
	(дБ)	(дБ)	(дБ)	Ом	Ом	@ 1 Вт	@ 1 Вт	@ 10 Вт	@ 10 Вт
JLH	22	55	33	0,23	1.03	0,03	0,13	0,12	0,54
ZEN	9	23	15	1,00	0,53	0,60	0,32	2,50	1,33
ZV4	13	33	20	0,60	0,60	0,06	0,06	0,20	0,20
ЛЖВ	17	27	10	3,00	0,95	0,04	0,01	0,35	0,11

Здесь мы можем увидеть кое-что интересное. Во-первых, по неизвестным причинам нормированные выходные импедансы JLH и PLH примерно вдвое больше, чем у усилителей Zen.

Во-вторых, мы видим, что оригинальный усилитель Zen отличается самым высоким уровнем искажений. Это частично объясняется тем фактом, что все три других дизайна имеют некоторый механизм для устранения некоторых искажений без отрицательной обратной связи. В JLH и PLH выходные каскады управляются в противофазе с помощью фазоделителя, а в ZV4 (Zen Variations # 4) входной буфер Р-канала и источник тока Aleph предлагают некоторую компенсацию.

Хотя показатели искажений у JLH лучше, чем у PLH, у него примерно на 23 дБ больше отрицательной обратной связи. Нормализуя эти числа до значения обратной связи 20 дБ, PLH выглядит как минимум в 4 раза более линейным. Из возможных объяснений первое - это возможность того, что более смещенные МОП-транзисторы более линейны, чем биполярные устройства.

Другая возможность состоит в том, что устройство ввода JLH, используемое для создания большей части обратной связи, вносит значительный вклад в искажение. Возможно, данные ошибочны (например, *это* никогда не происходило), или, возможно, расчетное предположение о том, что искажение будет обратно пропорционально отрицательной обратной связи, ошибочно. Может быть, дело во всем этом.

Теперь о чем-то совершенно другом

Где-то в последних 26 статьях я устал рассказывать читателям, как это чудесно звучит. Поэтому я решил больше этого не делать.

Если вы хотите знать, идите и создавайте.

Комментарии и вопросы лучше всего направлять на форум Pass Labs на www.diyaudio.com

Авторское право 2005 Nelson Pass