

Псевдодвухтактные выходные каскады класса А

В качестве выходного каскада чаще всего используют двухтактные или однотактные повторители напряжения. Построению двухтактных выходных каскадов препятствует отсутствие полностью комплементарных транзисторов. Поэтому без принятия дополнительных мер по линеаризации выходного напряжения им свойственны относительно большие нелинейные искажения около 0,2...0,3 %. Простые однотактные повторители имеют искажения еще выше. Снижению искажений повторителей способствует использование активной нагрузки [1]. Однако для реализации выходного каскада большой нагрузочной способности это требует большого количества параллельно включенных транзисторов. При этом КПД мал, а искажения относительно высоки [2]. По этому принципу сделаны выходные каскады Follower 99 (Andrea Ciuffoli), выходные каскады усилителей GRIMM и многие другие. При таком построении одно плечо полумоста (чаще верхнее) наиболее нагружено, так как при положительной полуволне входного сигнала приходится выдавать ток не только в нагрузку, но и в пассивное плечо.

Поэтому не случаен интерес к псевдодвухтактным повторителям в которых в качестве эмиттерной (истоковой) нагрузки используется не просто генератор тока, а управляемый генератор тока образующий встречную динамическую нагрузку. По сравнению с обычным повторителем псевдодвухтактный имеет существенно ниже все виды искажений и меньшее выходное сопротивление что положительно сказывается на звуковоспроизведении.

Много практических решений по реализации псевдодвухтактного повторителя как на лампах так и на транзисторах можно найти на сайте [3] в блогах 23, 34-36, а также в [4] стр. 252. Похожие решения использовал в своих разработках и Эрнэ Борбелли. Рассмотрим лишь простейшие из них. На рисунке 1 показан вариант такого повторителя на транзисторах IRFP240.

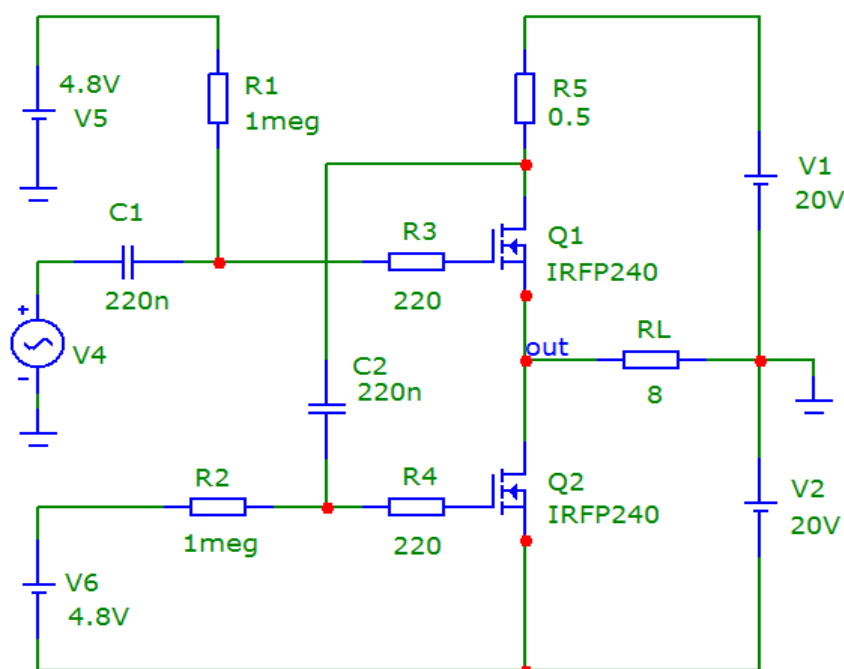


Рис. 1

Оба плеча полумоста выполнены по одинаковым схемам. Смещение

для задания режима класса А обеспечено за счет источников напряжения V5, V6, ими же выставляется и средняя точка на выходе усилителя. Инверсный сигнал для управления нижним плечом берется с датчика включенного в сток верхнего транзистора (R5). Так как крутизна использованных транзисторов достаточно высока то в качестве датчика можно использовать резистор сопротивлением 0,4...0,8 Ома. Падения напряжения на нем вполне достаточно для эффективного управления нижним плечом.

Оптимальное сопротивление датчика в соответствии с [3] выбирают по формуле:

$$R = 1/g_m$$

где g_m – крутизна транзистора в А/В

для IRFP240 при токе стока 2 А $g_m = 2000 \text{ мА/В} = 2,0 \text{ А/В}$

Тогда в соответствии с приведенной формулой $R = 0,5 \text{ Ома}$.

Дальнейшее увеличение номинала этого резистора не дает заметного снижения искажений и выходного сопротивления.

График Бode показан на рисунке 2.

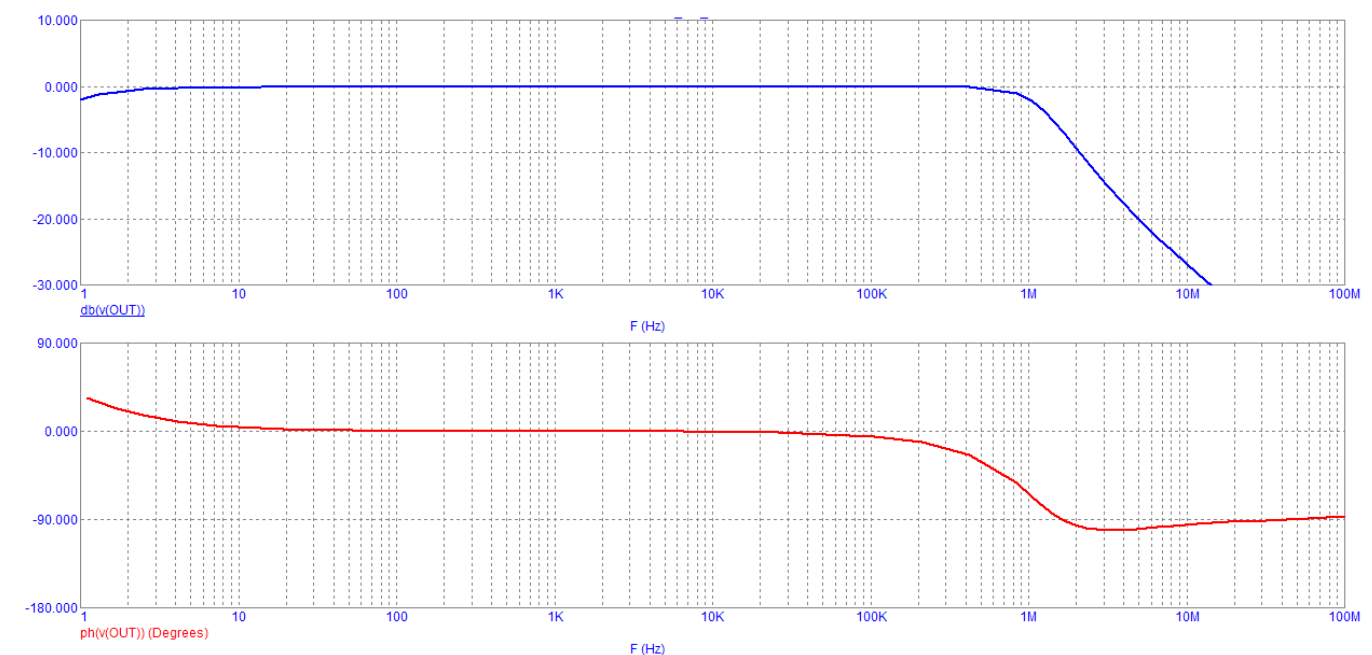


Рис. 2

Из графика видно, что выходной каскад достаточно широкополосен. Коэффициент передачи по сравнению с обычным повторителем ближе к 1, а выходное сопротивление значительно меньше.

Спектр гармоник для частоты 20 кГц показан на рисунке 3. Как видно из рисунка при выходном напряжении 28 В (от пика до пика) в спектре только вторая гармоника уровнем около 0,04 %. При меньшем напряжении и на частоте 1 кГц искажения ничтожно малы.

Выходное сопротивление каскада равно 0,067 Ома, соответственно демпингфактор равен 120. Это типовое значение большинства усилителей с общей ООС. Без конденсатора C2 выходное сопротивление выше более чем в 2 раза.

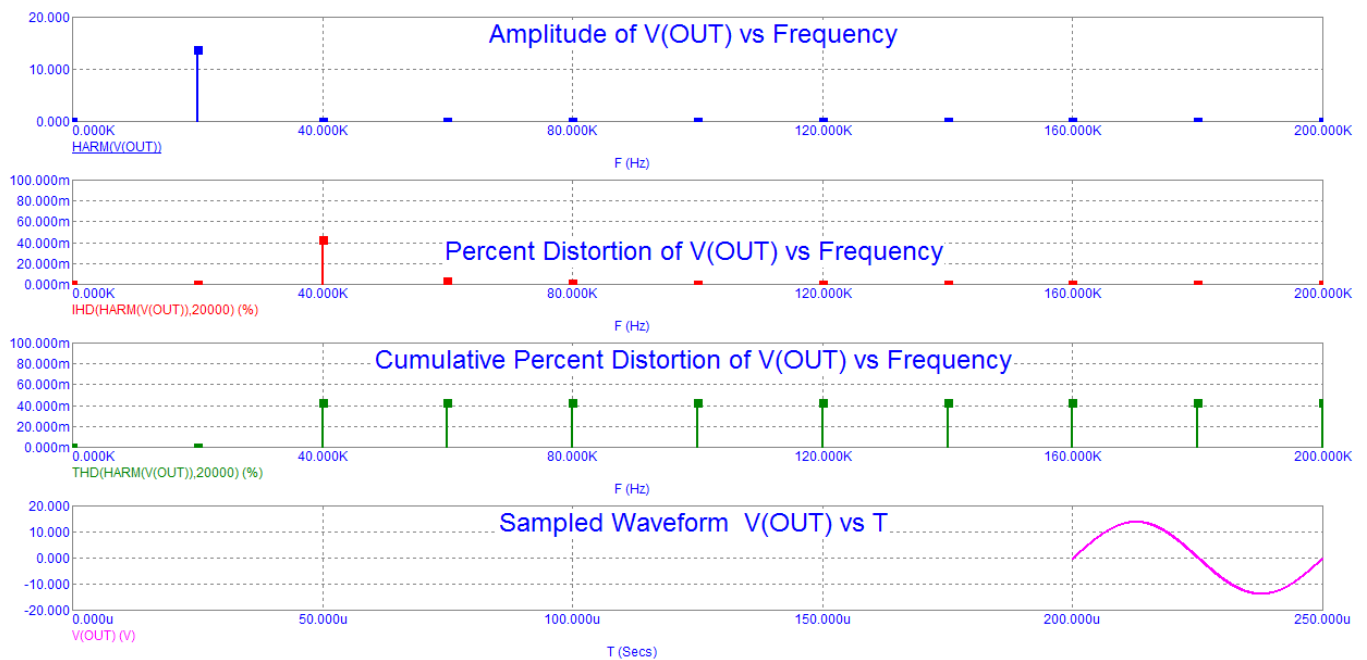


Рис. 3

Более совершенный вариант выходного каскада пригодный для практической реализации представлен на рис. 4.

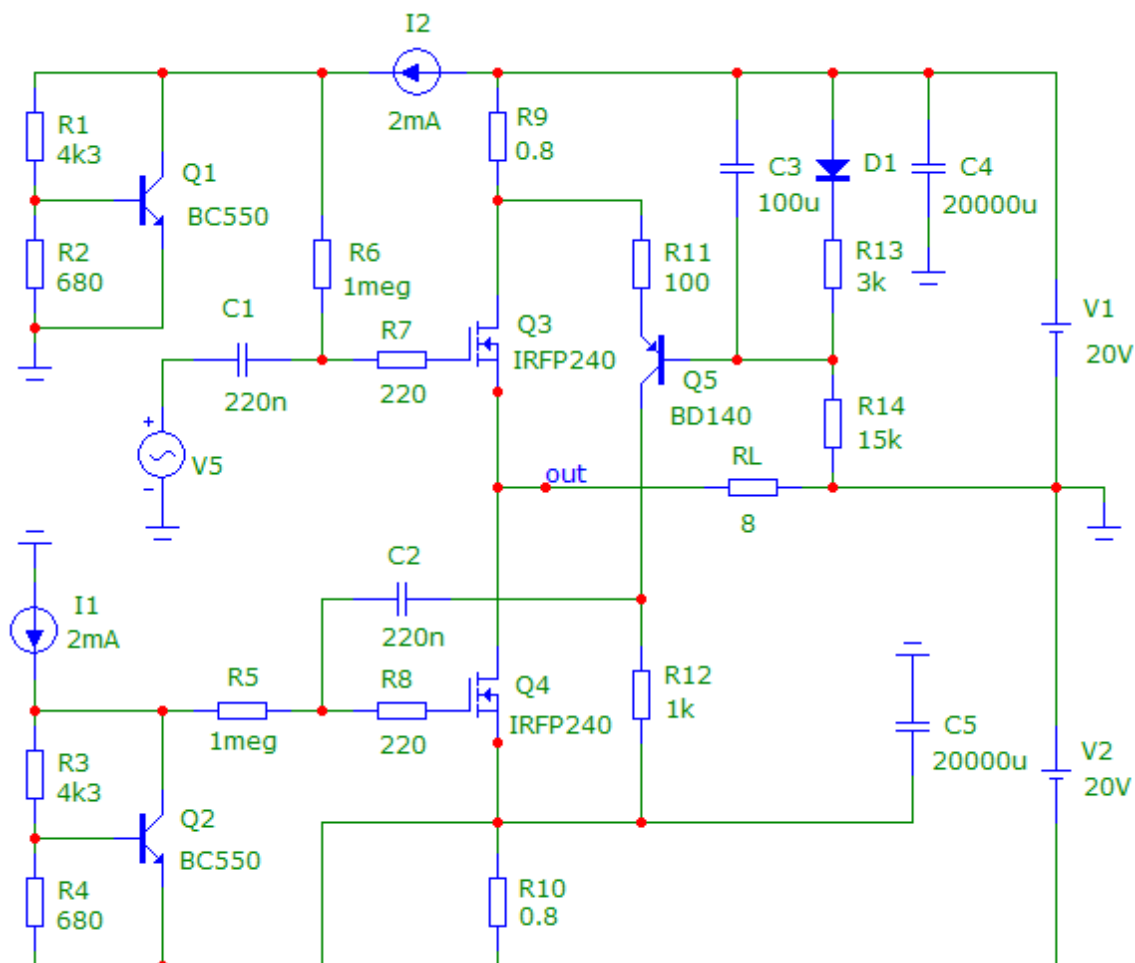


Рис. 4

В данной схеме с целью уменьшения искажений и выходного сопротивления усилителя сигнал с датчика усиливается с помощью каскада с общей базой на транзисторе Q5. Диод D1 служит для температурной

стабилизации каскада. Ток покоя этого каскада выбран 12±3 мА. Резистор нагрузки R12 также может быть подстроечным (или подборным) для подстройки оптимального усиления сигнала управления нижним плечом. Тогда величину наиболее оптимального усиления можно будет выставить при прослушивании. Резистор R10 служит для симметричного ограничения сигнала при клипировании.

С целью температурной стабилизации режимов источники смещения выполнены по типовой схеме умножителя напряжения на транзисторах Q1, Q2. При практической реализации в качестве базо-коллекторных резисторов (R1, R3) необходимо использовать подстроечные сопротивлением 4,7...6,8 кОма. В качестве генераторов тока I1, I2 можно использовать токостабилизирующие диоды [5] или генераторы тока на транзисторах. В крайнем случае можно использовать обычные резисторы (15 кОм), включив параллельно схемам смещения конденсаторы емкостью 47...100 мкФ. К недостаткам можно отнести незначительный рост искажений к концу звукового диапазона. Спектр гармоник для частоты 20 кГц показан на рисунке 5. Как видно из рисунка при выходном напряжении 28 В (от пика до пика) в спектре только вторая гармоника уровнем около 0,015 %. При меньшем напряжении и на частоте 1 кГц искажения ничтожно малы.

Выходное сопротивление каскада равно всего 0,0053 Ома, что соответствует демпингфактору 1500! и присуще только УМЗЧ с очень глубокой ООС.

При практической реализации этой схемы можно увеличить емкости конденсаторов C1, C2 до 2,2 мкФ, а сопротивления резисторов R5, R6 уменьшить до 47...100 кОм. При использовании транзисторов типа Lateral, которые не нуждаются в термостабилизации, схемы смещения могут быть заменены подстроечными резисторами.

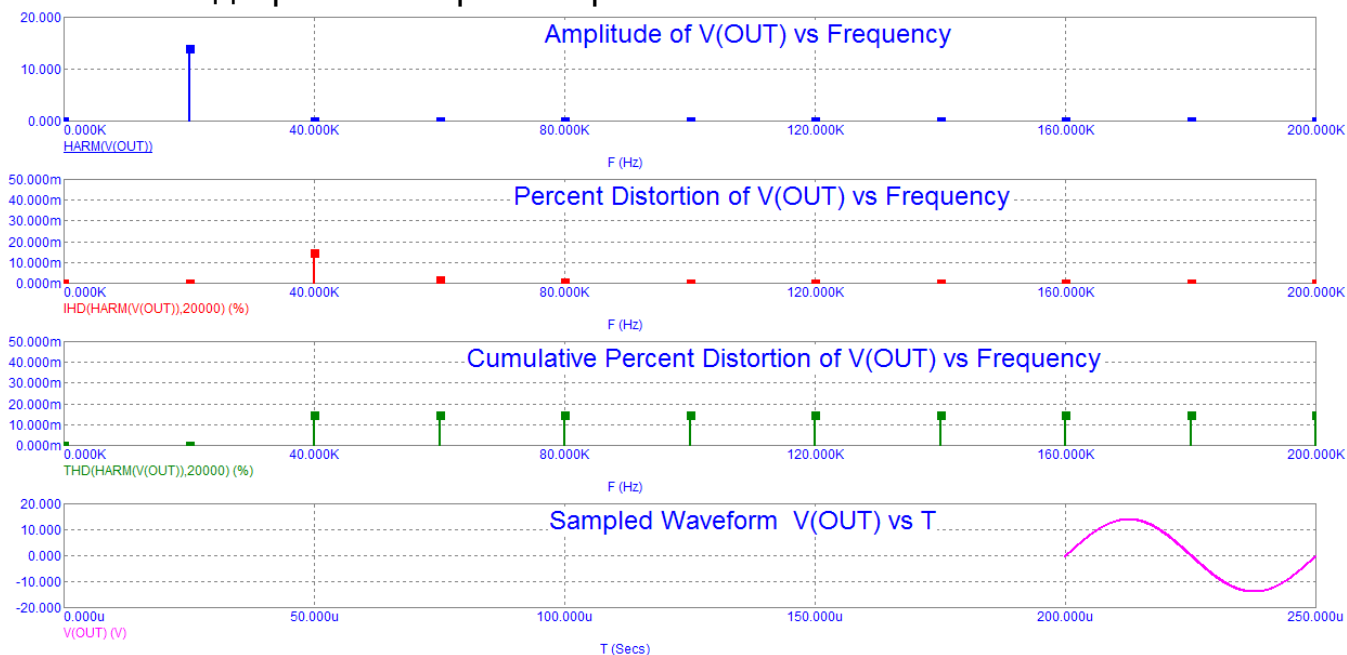


Рис. 5.

Биполярный транзистор Q5 можно заменить полевым транзистором JFET типа 2SJ103BL, 2SJ105BL, 2SJ109BL. В этом случае схема существенно упрощается, рис. 6. Правда при этом несколько возрастают нелинейные искажения, до 0,03...0,04 %.



рис. 7

Рассмотрим отдельно выходной каскад, рис. 8. В данном случае датчик тока стоит не в стоке верхнего транзистора, а в истоке нижнего, через который проходит ток нагрузки и ток нижнего транзистора вместо тока только верхнего транзистора. Поэтому достигаемый эффект в несколько раз хуже. Спектр гармоник для частоты 20 кГц показан на рисунке 9.

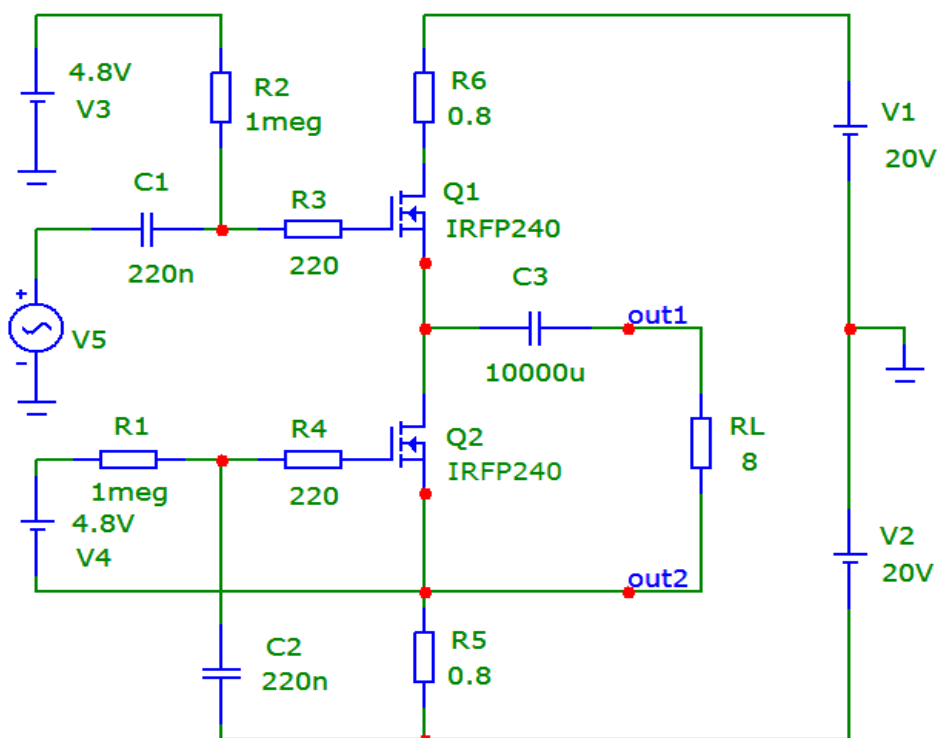


Рис. 8

При практической реализации источники напряжения V3, V4 должны быть заменены схемами смещения аналогичными предыдущей схемы.

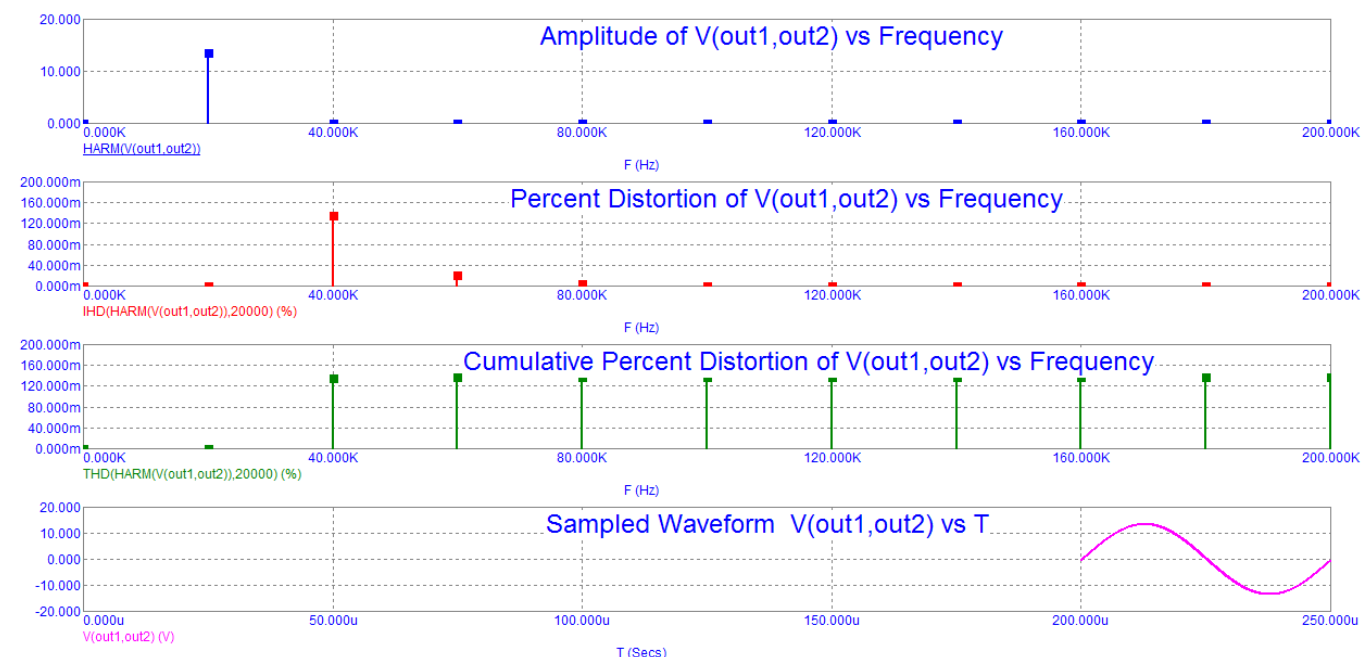


Рис. 9

Как видно из рисунка 9 при выходном напряжении 28 В (от пика до пика) в спектре только вторая гармоника уровнем около 0,13 %, что на

порядок выше чем в предыдущей схеме.

Второй недостаток — необходимость гальванической развязки с нагрузкой через электролитический конденсатор большой емкости. И наконец третий недостаток — невозможность использования в мостовой схеме. В целом же такое решение гораздо лучше типовой двухтактной схемы и значительно проще и экономичнее чем [2]. Характер искажений и их уровень одинаков для всех частот звукового диапазона.

Выходное сопротивление каскада равно 0,35 Ома, при этом демпфигфактор равен всего 23.

Если в схеме рис 8 использовать один незаземленный источник питания с суммарным напряжением двух, то нижний вывод нагрузки можно заземлить (рис. 10). Тогда схема будет работать как на рис. 1 с той лишь разницей что ток стока верхнего транзистора идет через датчик R5 через источник питания. В этом случае и параметры выходного каскада точно такие же как и в схеме рис. 1.

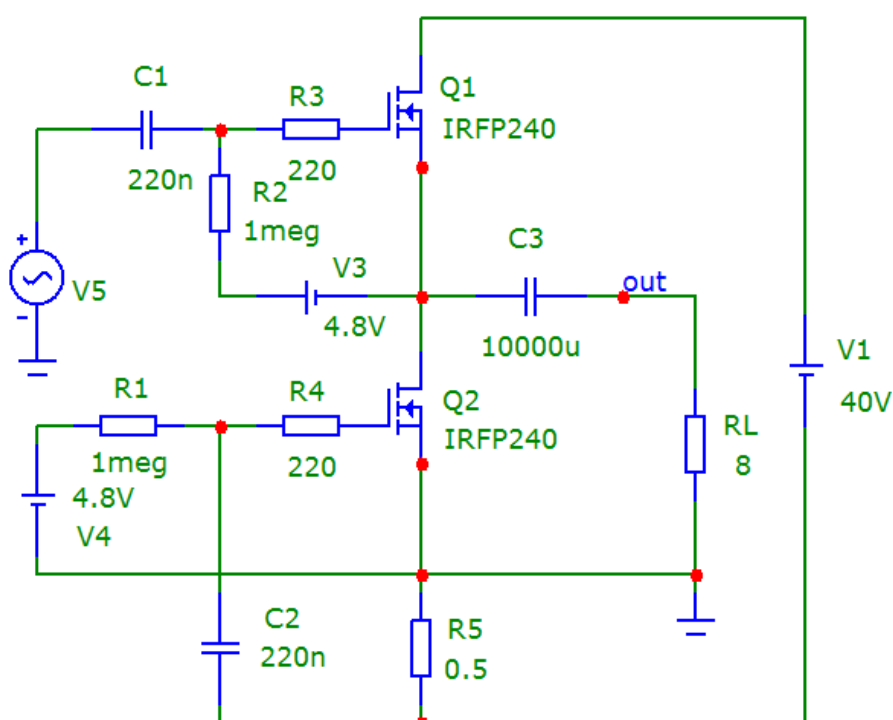


Рис. 10

Для симметричного ограничения сигнала при перегрузке необходимо соответствующим образом выставить среднюю точку.

Если в схеме рис. 10 заземлить исток верхнего транзистора, то нагрузка также будет заземлена, при этом конденсатор C3 необходимо перенести в исток нижнего. В этом случае каскад из повторителя превращается в модификацию усилителя SRPP с коэффициентом усиления 30...40 дБ с той лишь разницей что усилителем по схеме ОИ становится верхний транзистор, а динамической нагрузкой для него - через источник питания нижний. При этом полоса пропускания существенно сужается, примерно до 15...20 кГц (зависит от коэффициента усиления который в свою очередь зависит от сопротивления R5).

Возможный вариант повторителя с активной динамической нагрузкой выполненный на биполярных транзисторах показан на рисунке 11 [7].

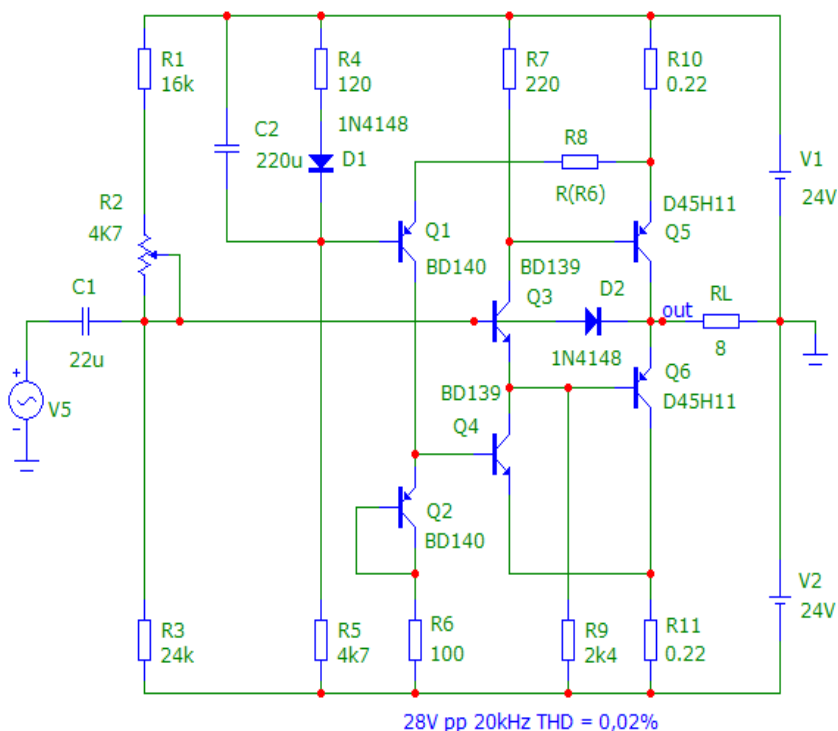


Рис. 11

В данном случае полевые транзисторы заменены составными транзисторами Шиклаи (Q4, Q6 и Q3, Q5). Причем комбинация транзисторов Q3, Q5 и Q6 напоминает хорошо известную структуру Джона Линслей Худа (JLN). Выходной каскад даже более широкополосен чем на полевых транзисторах. Полоса пропускания около 10 МГц. Принцип работы аналогичен схеме рис. 4. В качестве датчика в коллекторе верхнего составного транзистора Шиклаи включен резистор R10 сопротивлением 0,22 Ома. Также как и в схеме рис. 4 сигнал с датчика подается в базу нижнего транзистора с помощью каскада с общей базой на транзисторе Q1. Для его температурной стабилизации служит диод D1. Транзистор Q2 обеспечивает температурную стабилизацию нижнего составного транзистора и выходного каскада в целом и должен быть закреплен на одном теплоотводе с Q4. Диод D2 исключает насыщение верхнего плеча при клипировании сбрасывая входной сигнал на выход каскада.

Ток покоя равен 2,5 А — зависит от резистора R4.

При работе от источника сигнала с низким выходным сопротивлением искажения каскада на частоте 20 кГц при выходном напряжении 28 В (от пика до пика) не превышают 0,02 %, преимущественно вторая гармоника. При сопротивлении источника сигнала равном 1 кОм искажения возрастают более чем в 2 раза и растут с ростом сопротивления источника сигнала. Источник питания желательно использовать стабилизированный, например [8].

Каскад может работать и с непосредственной связью с источником сигнала. В этом случае входной делитель и разделительный конденсатор C1 необходимо исключить, а ноль на выходе выставлять с помощью выходного напряжения драйвера.

Для использования выходных транзисторов структуры прп схему рис.

11 необходимо зеркально перевернуть. На рис. 12 представлен доработанный вариант зеркальной схемы.

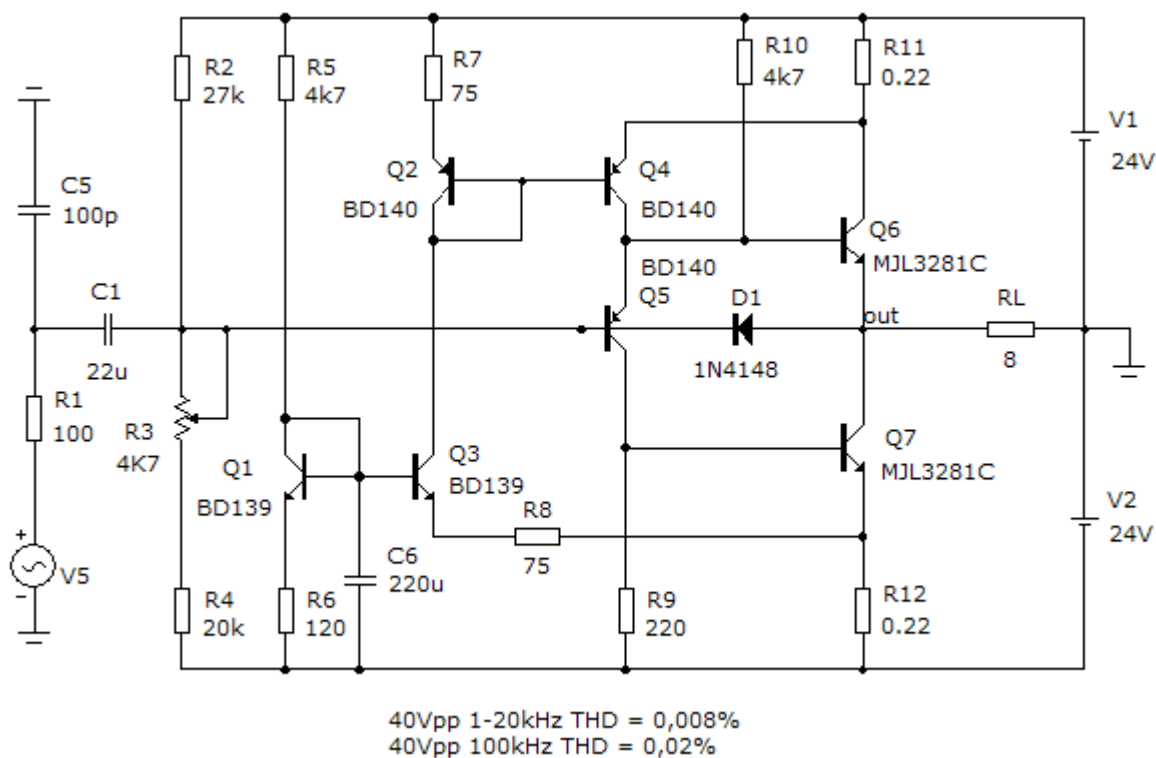


Рис. 12

По сравнению со схемой рис. 11 на входе добавлен RC-фильтр для уменьшения влияния разбросов выходного импеданса источников сигнала. Желательно чтобы выходное сопротивление источника сигнала не превышало 1 кОм. К достоинствам этого решения можно отнести не только низкий уровень вносимых искажений но и максимальное использование источников питания по напряжению.

Самый нагруженный из транзисторов в корпусе TO-126 транзистор Q4 так как обеспечивает ток баз обоих выходных транзисторов: непосредственно ток базы Q6, и через каскад с ОБ (транзистор Q5) ток базы Q7. Ток покоя этого транзистора более 40 мА, и возрастает при открытии нижнего плеча с одновременным ростом напряжения на нем, а значит и рассеиваемой на нем мощности. Поэтому его необходимо разметить на общем теплоотводе. Транзистор Q5 желательно разместить вблизи Q6, так как изменения напряжения базовых переходов этих транзисторов (Q5 и Q6) отвечают за отклонение нуля на выходе.

Транзисторы Q1 и Q3 желательно разместить на общем небольшом флажке-теплоотводе, а транзистор Q2 – на общем теплоотводе вблизи Q4.

Отсутствие эмиттерных резисторов (как в двухтактных повторителях) положительно сказывается на снижении (исключении) коммутационных искажений.

Все схемы рассмотренных повторителей достаточно широкополосны (см. рис.2) и могут быть использованы без переходного конденсатора на входе, что противоречит идеологии В.Шушурина (Lamm).

Ток покоя выходных транзисторов для нагрузки 8 Ом выставляют в пределах 2...2,5 А. Выходная мощность зависит от сопротивления нагрузки,

напряжения питания и количества параллельно включенных транзисторов и может быть увеличена в разумных пределах при наличии соответствующих теплоотводов. Для указанных напряжений и режимов отводимая мощность теплоотводов должна быть не менее 100 Вт.

Литература:

1. В.Носов, Усилители с динамической нагрузкой, Радио 1967, №12
2. Дайджест, Радиохобби 1999 №2 с. 14
3. <http://www.tubecad.com/2004/blog0023.htm>
4. Г.Цыкин, Усилительные устройства, М, Связь 1971
5. А.Петров, Токостабилизирующие диоды, Радиомир 2010, №04 с.44
6. <http://www.diyaudio.com/forums/pass-labs/85976-ino-possible-single-ended-push-pull-amplifier.html>
7. <http://www.diyaudio.com/forums/solid-state/2754-four-transistor-emitter-follower-diamond-buffer-power-output-stage-9.html>
8. В.Орешкин, Стабилизатор напряжения питания УМЗЧ, Радио 1987 №8 с.31

7 октября 2014
Александр Петров

<http://www.diyaudio.com/forums/solid-state/238252-odnf-no-gnfb-power-amp-4.html>

<http://www.diyaudio.com/forums/solid-state/238252-odnf-no-gnfb-power-amp.html>