

Взаимодействие выходного каскада безОСного УМЗЧ с АС и его чувствительность к внешним воздействиям.

Более 30 лет назад выяснилось, что получаемые преимущества глубокоОСных усилителей по результатам традиционных измерений не дают адекватного преимущества в звуковоспроизведении, а в ряде случаев такие УМЗЧ уступают безОСным ламповым усилителям с куда более скромными параметрами.

Тогда и появились первые попытки отказаться от общей ООС. Это усилители таких известных фирм как Denon: PMA-700V, PMA-757, POA-2200, POA-3000, POA-6600, Sony TA-N902, NAKAMICHI - TA2, PA5, PA7 и многие другие. Сегодня это еще и большая армия гибридных усилителей.

Вот основные принципы, по мнению японского разработчика Наомо Куросавы, которыми следует руководствоваться при разработке безОСных усилителей [1]:

- усилитель должен максимально обеспечивать в нагрузку необходимый ток независимо от изменения импеданса АС (*это возможно обеспечить только ИНУНом, ток которого изменяется с изменением импеданса АС, а также с соответствующим блоком питания*);

Прим. Для этого многие современные УМЗЧ содержат в выходном каскаде (ВК) от 3-х до 20-ти и более спаренных транзисторов в каждом плече.

- усилитель не должен содержать лишних переходных контактов в цепях сигнала (например, реле защиты) и питания (в том числе предохранители);

- должны отсутствовать эмиттерные (истоковые) резисторы, что подтверждает и статья [2];

- весь тракт усиления должен быть УПТ;

- должна отсутствовать система серво.

Часто при моделировании работы УМЗЧ кроме активного резистора равного импедансу АС используют ее RLC-эквивалент по стандарту IHF A202 содержащий параллельный колебательный контур настроенный на частоту основного резонанса подвижной системы НЧ-головки. Есть и более сложные эквиваленты моделирующие 2-х и более полосные АС также построенные на параллельных колебательных контурах. Но давайте задумаемся, могут ли такие модели нагрузки на самом деле быть эквивалентны реальным АС. Ведь в таких пассивных моделях совершенно не учитывается что ЭДГ это еще и генераторы ЭДС как мощные микрофоны, а также и генераторы обратной ЭДС из-за инерционных свойств подвижной системы.

Обратимся к графику импеданса двухполосной АС, например рис. 1 [3].

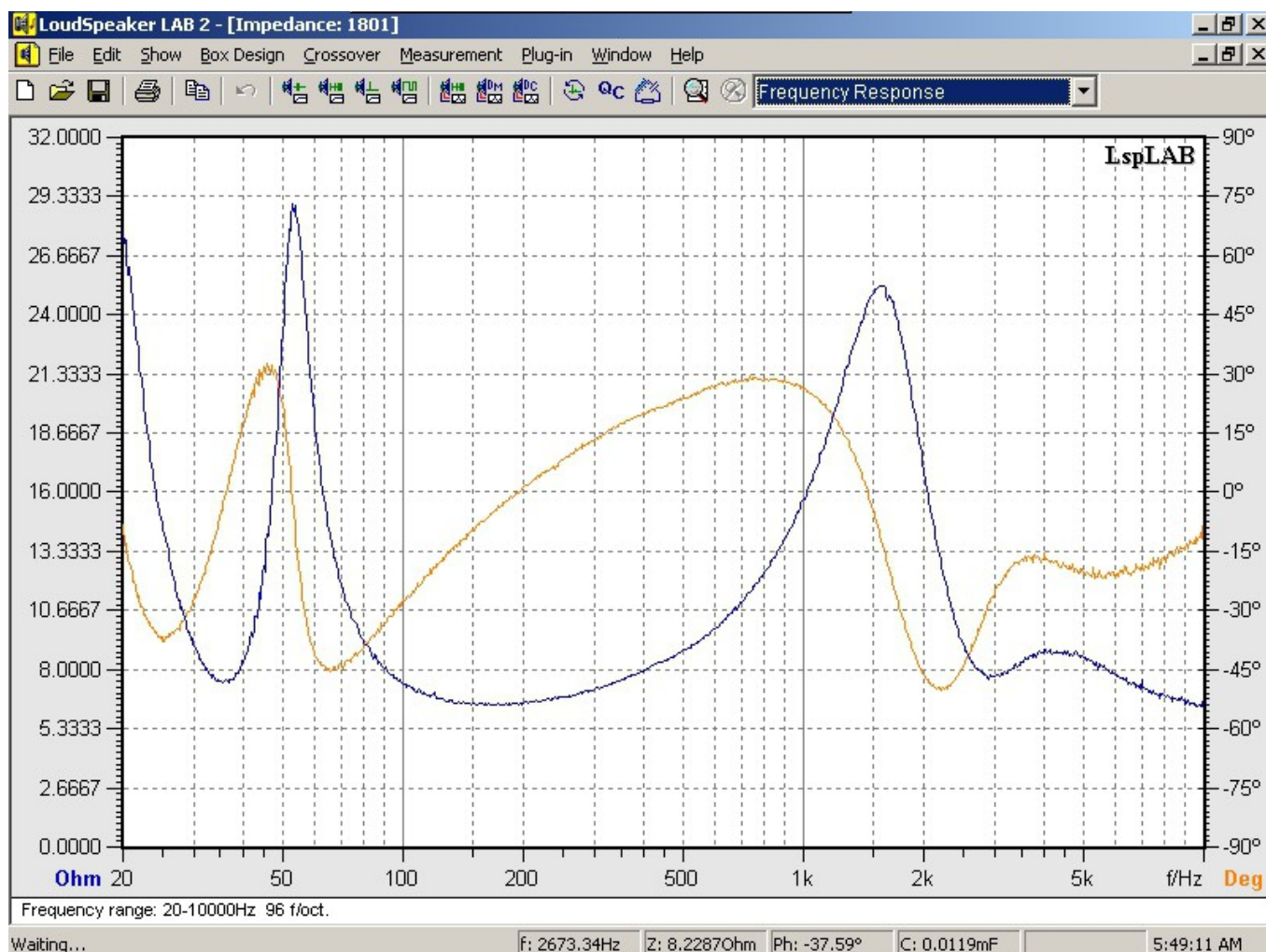


Рис. 1

Из рисунка видно что входное сопротивление реальной двухполосной АС изменяется в широких пределах от 6 Ом на частотах 150...200 Гц до 30 Ом на частоте резонанса НЧ-головки (чуть больше 50 Гц) и до 25 Ом на частоте резонанса СЧ-ВЧ головки (около 1,5 кГц). Именно такое поведение и берут за основу при разработке модели эквивалента нагрузки. Но это поведение импеданса при воздействии на АС плавно изменяющимся по частоте (скользящим) синусоидальным сигналом постоянной величины. То есть по сути имеем установившийся процесс. Такой сигнал и такой график не может дать полного представления о происходящих процессах и о взаимодействии АС и УМЗЧ так как реальные сигналы благодаря присутствию большого количества одновременно звучащих нот и их обертонов носит скорее импульсный характер. На рис. 2 показан фрагмент реального музыкального сигнала, взятого из первой попавшейся фонограммы.

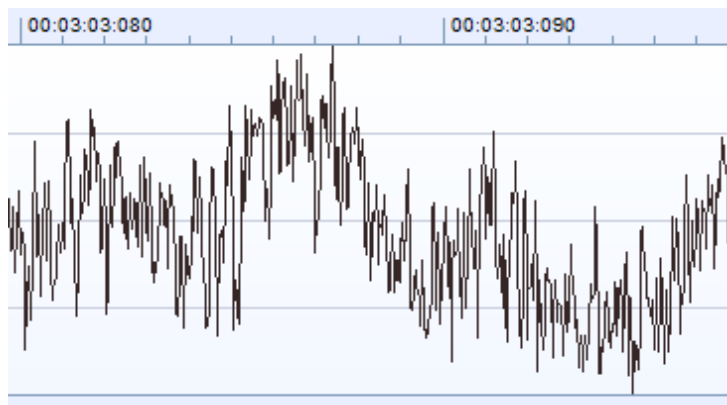


Рис. 2

Как видно из рисунка реальный сигнал и близко не напоминает синусоиду. Мы видим что амплитуды среднечастотных составляющих достигают одной трети полной амплитуды сигнала, амплитуда ВЧ-составляющих и того меньше. Если говорить о кроссоверных искажениях при пересечении нулевой линии, то можно обнаружить большие участки сигнала (десятки периодов) где нет пересечений нуля и работает одно плечо усилителя. А если это усилитель класса АВ, то второе плечо в это время в отсечке, а рабочее плечо как повторитель не способно эффективно управлять диффузором в обоих направлениях.

Если внимательно присмотреться, то можно увидеть и участки напоминающие полки сигнала типа «меандр», и острые всплески и провалы. Что же происходит на вершинах всплесков и на впадинах провалов? В эти моменты происходит резкое торможение диффузора и выброс ЭДС того же знака что и ранее приложенное к ЭДГ напряжение. Причем величина этого напряжения может быть близка к амплитуде СЧ-сигналов, т. е. по сути трети максимального выходного напряжения (судя по осциллограмме). Это напряжение будет замыкаться на выход УМЗЧ через сопротивление звуковой катушки и акустические кабели создавая дополнительную токовую нагрузку и приводить к торможению звуковых катушек в виде колебательных процессов с частотами резонанса ЭДГ.

Если в эти моменты звуковую катушку не тормозить, то диффузор будет бесконтрольно перелетать заданное сигналом положение нарушая воспроизведение огибающих звуковых сигналов, одновременно будет затягиваться движение диффузора в обратном направлении (отставание) в соответствии с выходным напряжением УМЗЧ, внося таким образом фазовые искажения, а дополнительные колебания будут превращать внятное звучание инструментов в кашу - нефокусированное аудиомесиво.

Способность УМЗЧ заставлять диффузоры ЭДГ двигаться в соответствии с электрическим звуковым сигналом имеет первостепенное значение, если мы хотим достичь максимальной реальности. Переходная характеристика сигналов несет в себе много важной информации о направлении на кажущиеся источники звука (КИЗ), а значит и о расстоянии до них. Известно что из-за высокого выходного сопротивления ламповых усилителей невозможно получить «упругий», «мясистый» бас (натуральный звук бочки), он получается «рыхлым» несмотря на большую отдачу вблизи

частоты резонанса, а на средних частотах искажается АЧХ, возрастает отдача и появляется та эмоциональность которой нет в реальном сигнале. В безОСных ламповых усилителях в соответствии с их передаточной характеристикой происходит мягкое компрессирование сигнала. Потом удивляются почему ламповый усилитель звучит громче. А что касается ИТУНов, то они и подавно не могут контролировать положение диффузора. Правда звук при этом будет «мягче» за счет естественного торможения подвижной системы ДГ, но не значит точнее. Прямая механическая аналогия — буксировка автомобиля с неисправными тормозами на гибкой сцепке.

Никому не секрет что в электрических двигателях при торможении происходит регенерация накопленной механической энергии обратно в электрическую. Аналогичные процессы происходят и в ЭДГ. Диффузор постоянно совершает возвратно-поступательные движения и также на вершинах всплесков напряжения происходит торможение диффузора, а значит и регенерация механической энергии подвижной системы обратно в электрическую. Вырабатываемое ЭДГ напряжение замыкается через элементы кроссовера и акустические провода на выход УМЗЧ создавая дополнительную нагрузку (изменяя импеданс АС вплоть до отрицательного значения) и вызывая дополнительные искажения за счет падения напряжения как на элементах кроссовера, так и на акустических проводах. Эти потери мешают и нормальной работе ООС даже в самых совершенных широкополосных УМЗЧ с быстродействующей ОС, что не может не сказываться на качестве звучания.

В работе [4] отмечалось что ВК УМЗЧ классов В и АВ не в состоянии противостоять этой ЭДС на вершинах всплесков, так как второе плечо в это время закрыто и открывается с определенным опозданием, когда диффузор уже сделал свое «черное» дело. Только усилители класса А, в которых оба плеча открыты, держат диффузор под постоянным контролем. Насколько эффективно это уже другой вопрос. Существует правда еще экономичный класс А, в котором благодаря специальным схемотехническим решениям исключается отсечка плеч ВК.

Чтобы исследовать чувствительность выходных каскадов к воздействию обратной ЭДС со стороны АС для начала необходимо определиться с моделью нагрузки. В своих книгах Дуглас Селф приводит несколько непривычный эквивалент двухполосной АС, рис. 3 [5]. НЧ-головка представлена параллельным резонансным LC-контуром, а СЧ-ВЧ головка в отличие от ранее встречавшихся эквивалентов — последовательным контуром что оправдывает повышенное потребление энергии в СЧ-диапазоне. Думаю что такая модель с учетом вышеописанного ближе к реальной обеспечивает нагрузку УМЗЧ.

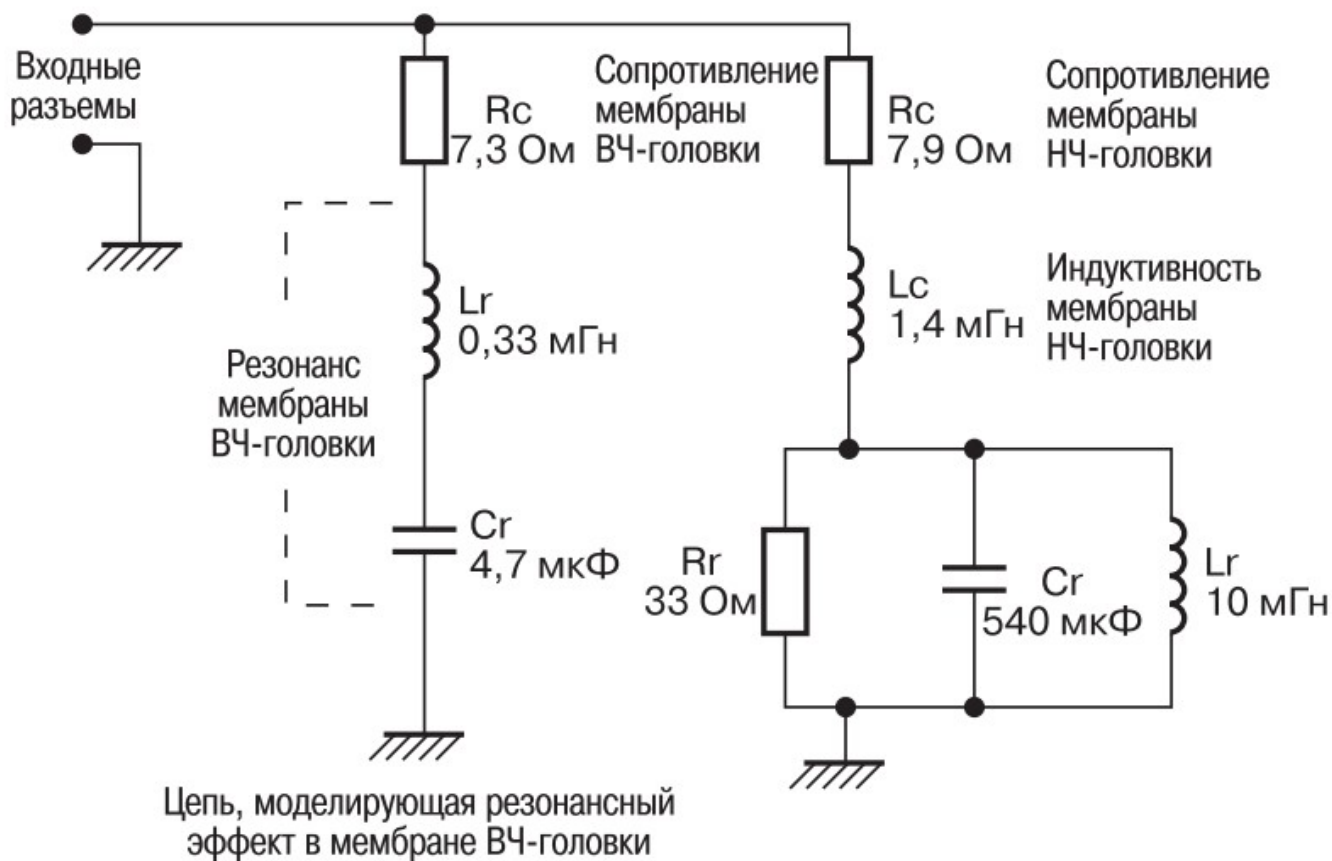


Рис. 3

Токвая нагрузка УМЗЧ на таком эквиваленте выглядит следующим образом, рис. 4.

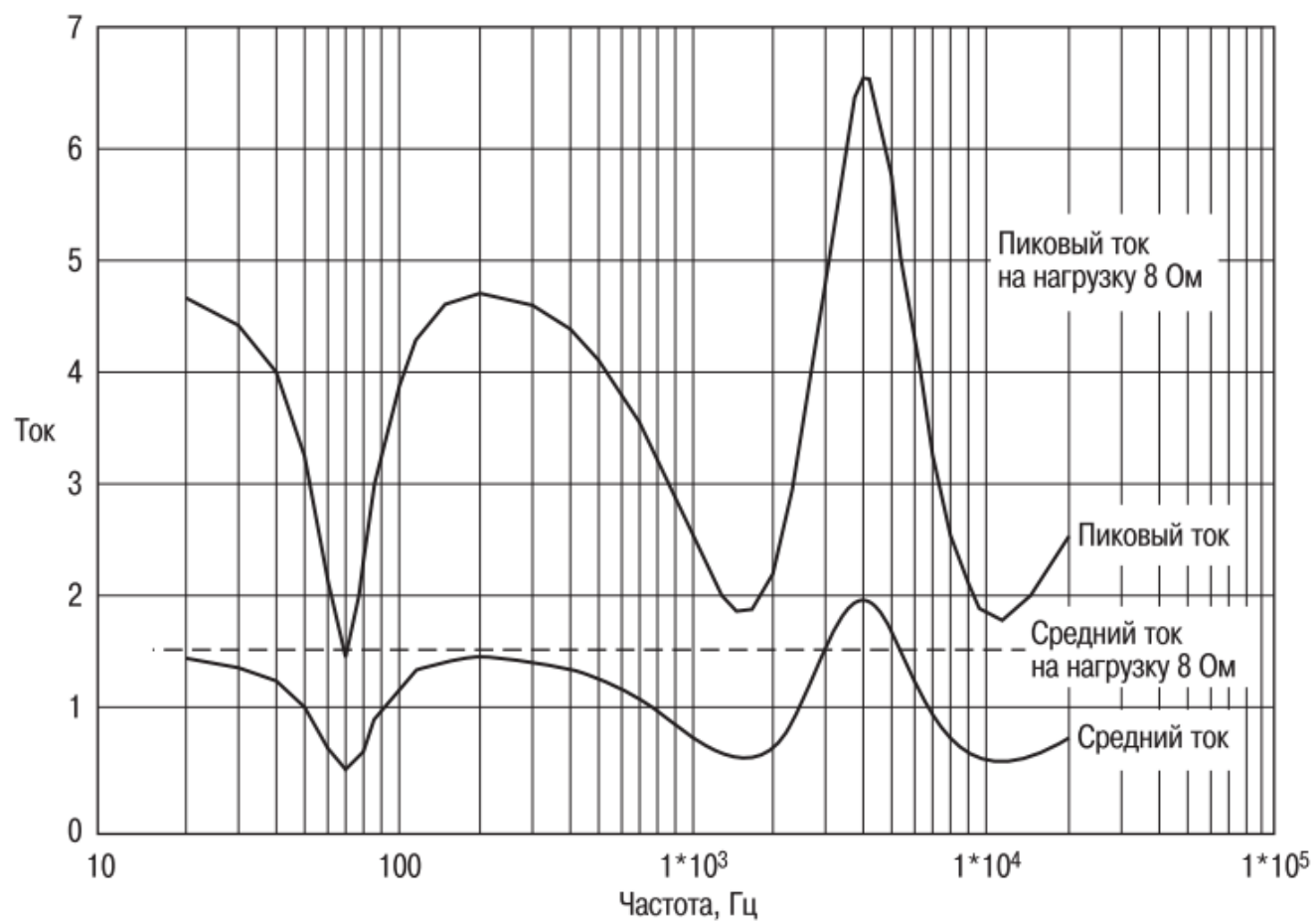


Рис. 4

Рассеиваемая выходным каскадом мощность показана на рис. 5.

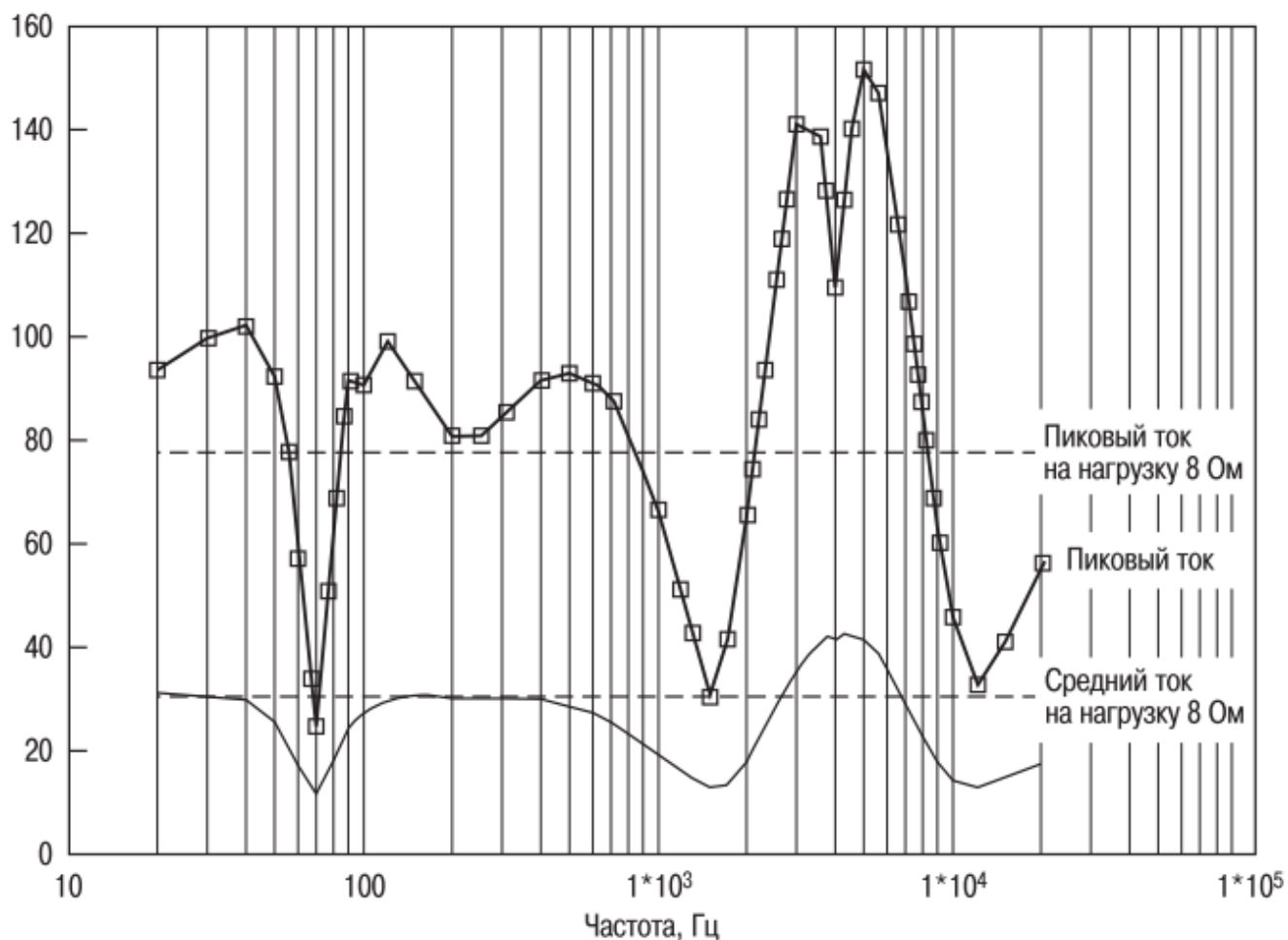


Рис. 5

Как видно из рисунков такая модель показывает, что наибольшая мощность потребляется именно на средних частотах, вблизи основного резонанса СЧ-ВЧ головки.

Еще более 30-ти лет тому назад Отала (Otala) [6] и Роберт Корделл (Robert Cordell) [7] показали что реальная токовая нагрузка УМЗЧ от АС может превышать номинальное значение в несколько раз. Отала показал это даже на стандартном одноконтурном эквиваленте нагрузки при подаче на него НЧ-сигналов асимметричной прямоугольной формы к которым близки и многие сигналы современных перекомпрессированных записей.

Нас прежде всего интересует устойчивость выходного каскада УМЗЧ к внешнему воздействию со стороны АС, поэтому упростим эквивалент нагрузки до следующего вида, рис.6.

Будем исследовать повторители напряжения с напряжением питания ± 40 В, поэтому напряжение испытательного НЧ-сигнала возьмем равным 30 В (пиковое). При этом максимальный уровень СЧ-составляющих будет примерно в 3 раза ниже. Для скептиков уровень внешнего СЧ-сигнала возьмем в 2 раза меньше возможного, т. е. 5 В.

Так как на частоте резонанса сопротивление последовательного контура близко к нулю, то его можно исключить из схемы замещения, заменив генератором V1 с частотой его настройки равной 2 кГц и амплитудой равной 5 В. Так как у нас частота генератора V1 равна 2 кГц, то частоту генератора V3 основного испытательного сигнала возьмем на декаду ниже, т.е. 200 Гц. Можно взять и другое значение, например 100 Гц, это не так

принципиально.

Заодно исключим и параллельный контур, так как на синусоидальных сигналах он не создает существенной нагрузки для ВК, тем более что у нас есть нагрузка в виде R1.

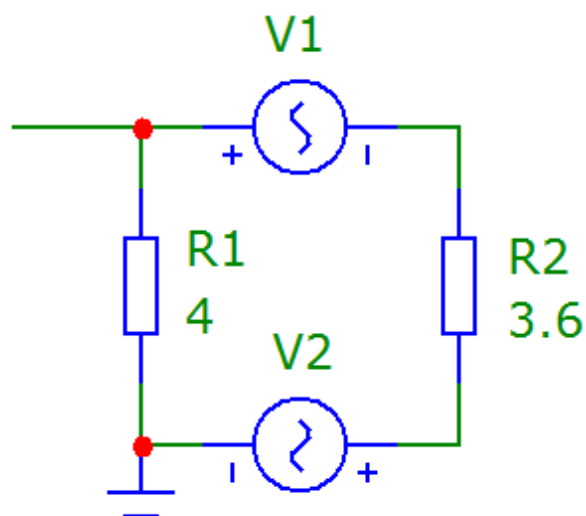


Рис. 6

Здесь V2 – генератор синусоидального сигнала с параметрами выходного сигнала УМЗЧ (частота, амплитуда, фаза). Так как у нас повторитель, то его напряжение взято равным напряжению входного сигнала за вычетом напряжения ошибки (потери в самом ВК). В этом случае на частоте испытательного сигнала создает дополнительную нагрузку для ВК только генератор V1 (имитатор обратной ЭДС) через резистор R2 равный сопротивлению звуковой катушки.

С помощью такой нагрузки проведем анализ нескольких выходных каскадов в режиме повторителей напряжения.

Для начала исследуем выходной каскад в виде «тройки» Дарлингтона работающего в классе А, рис. 7.

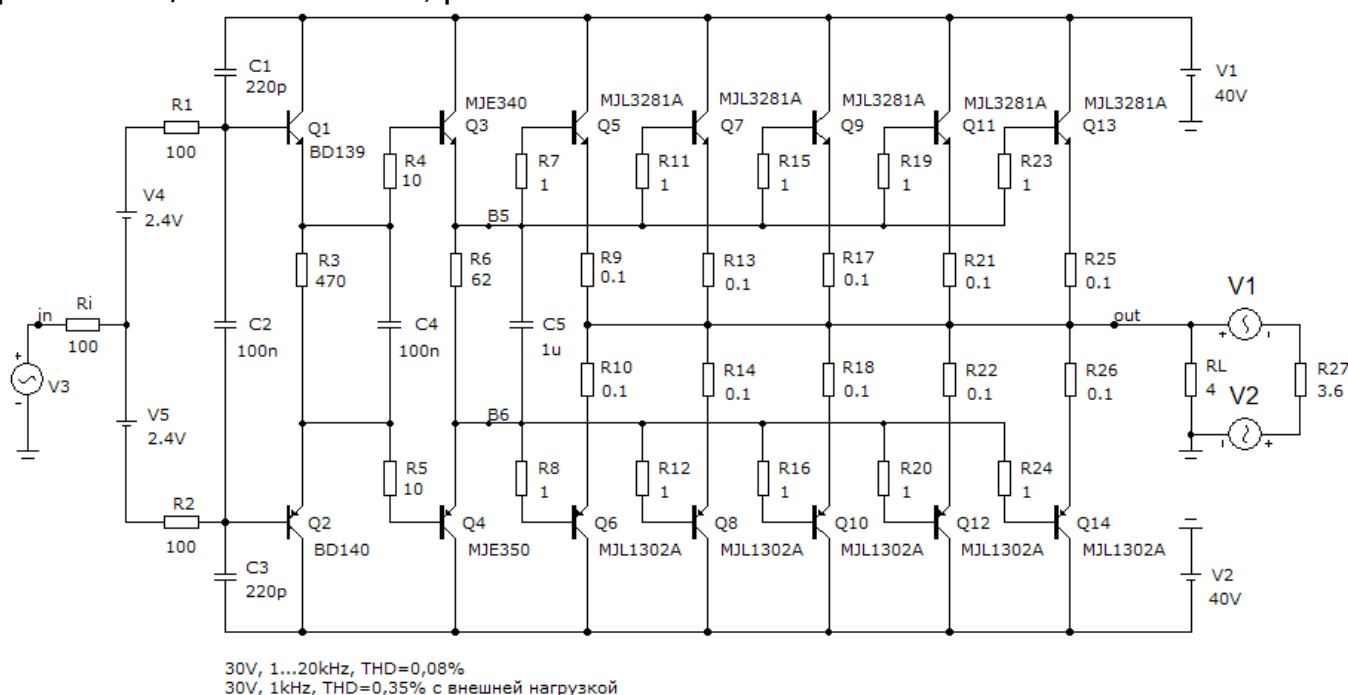


Рис.7

Так как нагрузка 4 Ома, то для обеспечения режима класса А ток покоя вместе взятых транзисторов выставлен равным 10 А, по 2 А на транзистор. Искажения вносимые этим ВК в звуковом диапазоне частот не превышают 0,08%. В то же время при подключении внешней нагрузки как эквивалента ЭДС от АС искажения возросли до 0,35% - более чем в 4 раза. Коэффициент передачи меньше 1, среднее значение амплитуды разностного сигнала ($U_{in} - U_{out}$ = сигнал ошибки) составляет около 250 мВ, а амплитуда пульсаций частотой 2 кГц около 40 мВ, осциллограмма рис. 8.

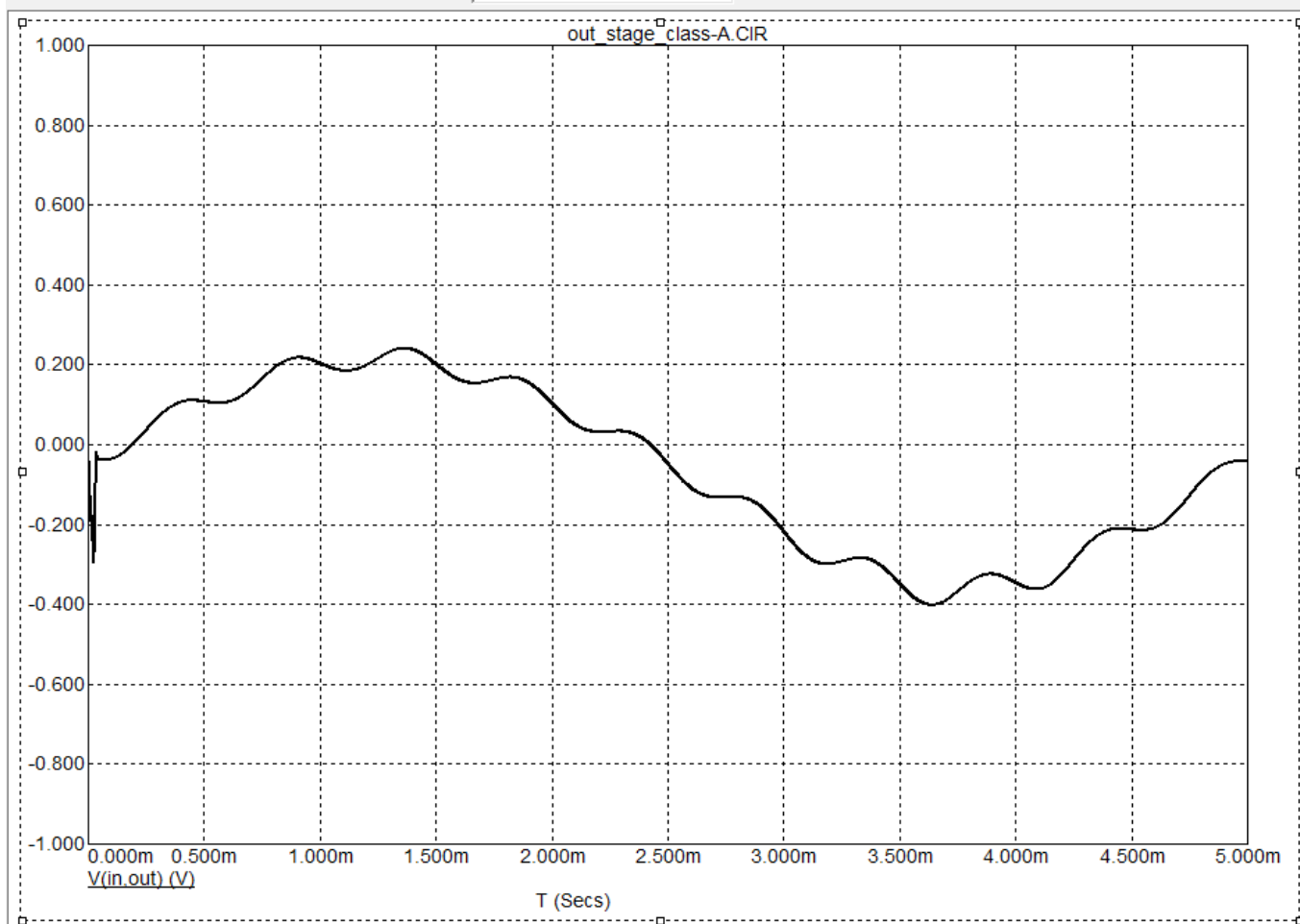


Рис. 8

Как видно из рисунка 8 даже такой мощный выходной каскад с пятью спаренными выходными транзисторами не очень эффективно справляется с внешней нагрузкой, его выходное сопротивление сравнительно высоко чтобы полностью подавлять сигнал внешнего воздействия. Можно представить какая разница будет между входным напряжением и напряжением на реальной нагрузке с учетом импеданса акустического кабеля. Вот тут и начинается возня со шнурками.

А теперь упростим ВК до простой «тройки» Дарлингтона — ВК большинства советских промышленных УМЗЧ, рис.9. Ток покоя выставим равным 100 мА подбором напряжения источников смещения. Такой ВК при выходном напряжении 30 В (пиковое) на частоте 1 кГц выдал искажения 0,6%.

Осциллограмма разностного напряжения между входом и выходом

(сигнала ошибки) с внешним воздействием и без него показана на него рис. 10. Из осциллограммы видно что разностное напряжение превышает 1,5 В, а амплитуда пульсаций равна 250 мВ, более чем в 6 раз выше чем в ВК класса А. Искажения с внешней нагрузкой возрастают в 5 раз до 3%. И это с современными транзисторами с высоким и мало зависящим от токовой нагрузки коэффициентом передачи тока базы.

Если проверить спектр гармоник на частоте 200 Гц то искажения составляют те же 3%, причем основной вклад вносят 2 и 3-я гармоники (в сумме 2,6%) ну и конечно же сигнал частотой 2 кГц.

Можно представить что будет при уменьшении статического коэффициента передачи тока выходных транзисторов до 20 или при испытании «двойки» Дарлингтона (этот эксперимент читатели могут сделать самостоятельно).

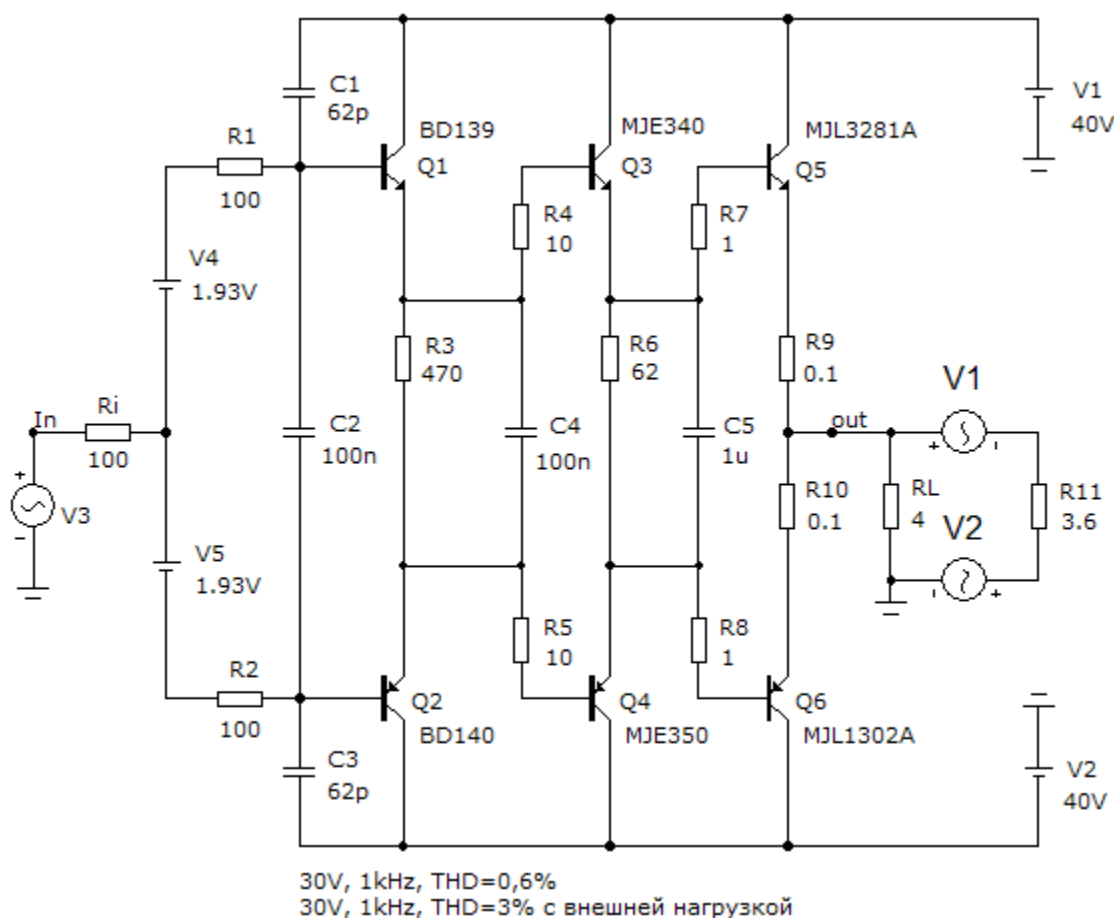


Рис. 9

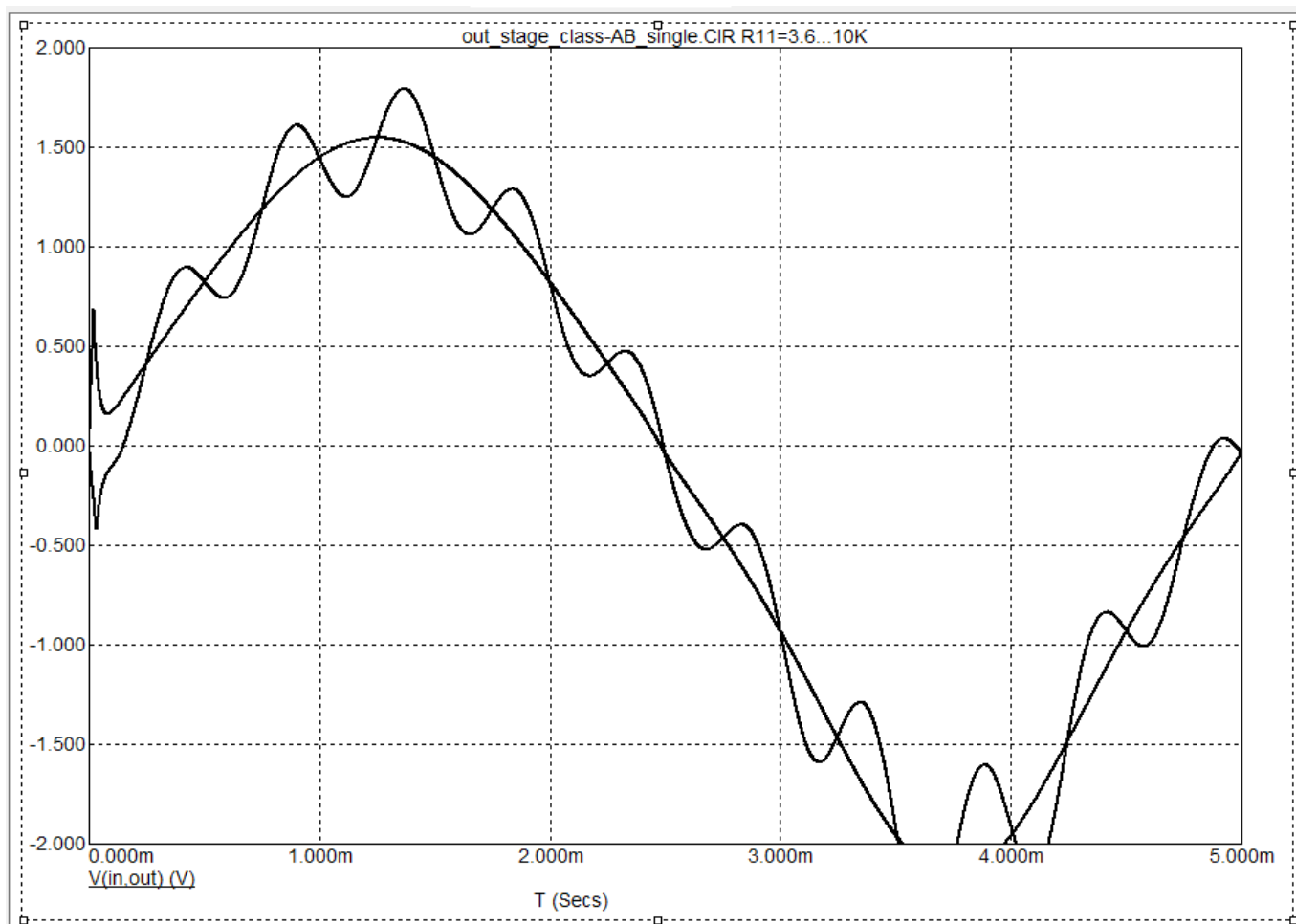


Рис. 10

Проверим относительно простой ВК по схеме Шиклаи с составными выходными транзисторами и параллельным повторителем на входе, рис. 11 [8].

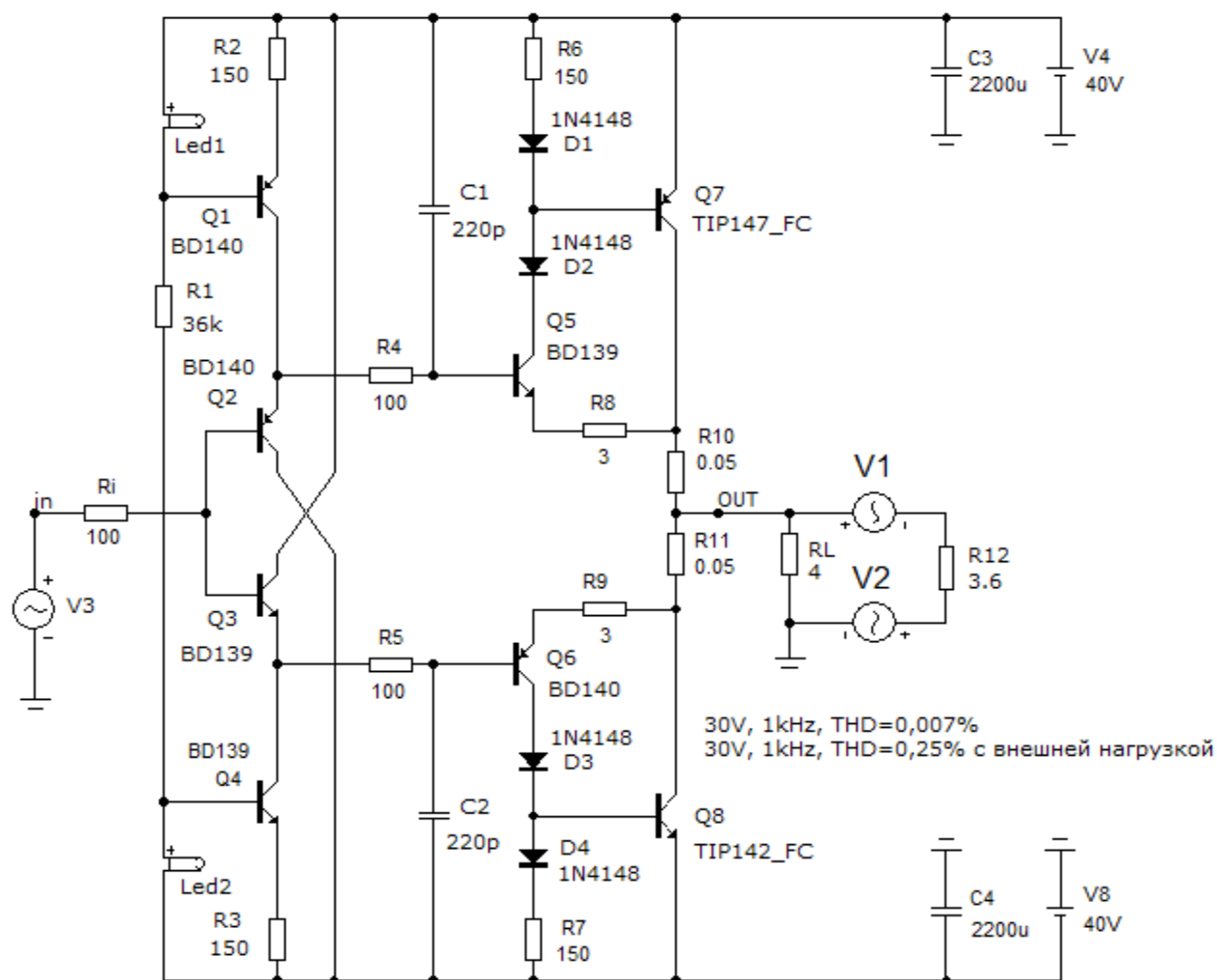


Рис. 11

Этот ВК показал достаточно хороший результат на активной нагрузке, вносимые искажения на частоте 1 кГц при выходном напряжении 30 В равны всего 0,007% (на порядок ниже чем у ВК класса А), а под влиянием внешней нагрузки выросли до 0,25%. Осциллограмма разностного сигнала показана на рис. 12. Она более симметрична чем у ВК класса А благодаря глубокой местной токовой ОС. Амплитуда разностного сигнала около 400 мВ, а амплитуда пульсаций частотой 2 кГц около 80 мВ. Чувствительность к внешнему воздействию заметно выше чем у ВК класса А, но по сравнению с простой «тройкой» Дарлингтона явное преимущество по всем параметрам.

Увеличим резисторы R10, R11 до 0,2 Ома и перенесем их в эмиттеры транзисторов Q7, Q8, рис. 13. Ток покоя в пределах 80...100 мА можно подкорректировать резисторами R8, R9 или R2, R3. Снова снимем осциллограмму разностного напряжения между входом и выходом, рис. 14. Искажения с внешней нагрузкой составляют всего 0,03%, уменьшились почти на порядок! Оказывается всю погоду портили резисторы R10, R11 с которых бралась токовая ОС. Как показывает моделирование такой ВК в классе АВ обеспечивает более высокие параметры чем более сложный «калорифер» в классе А.

Для обеспечения температурной стабилизации тока покоя входные транзисторы Q2, Q3 и диоды D1, D4 необходимо вынести на теплоотвод.

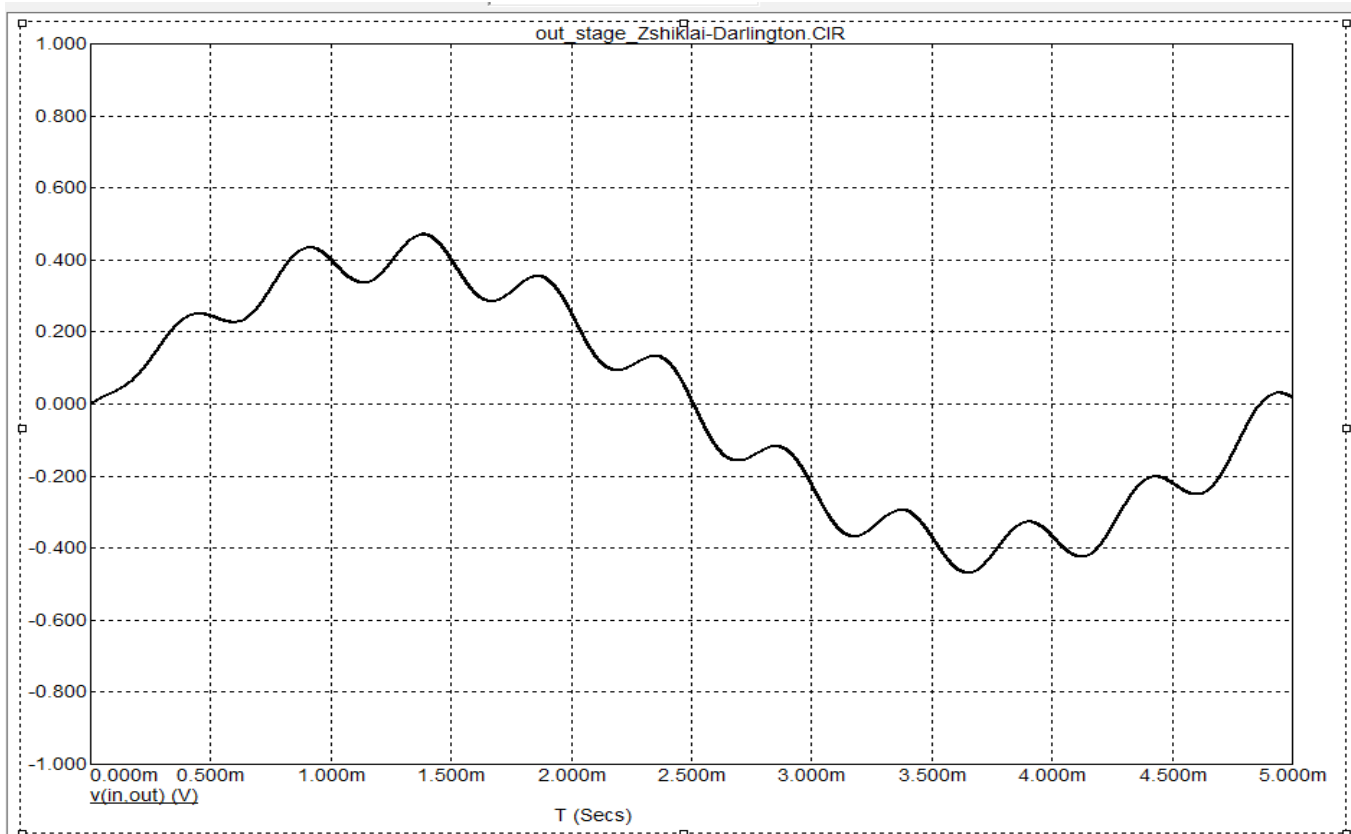


Рис. 12

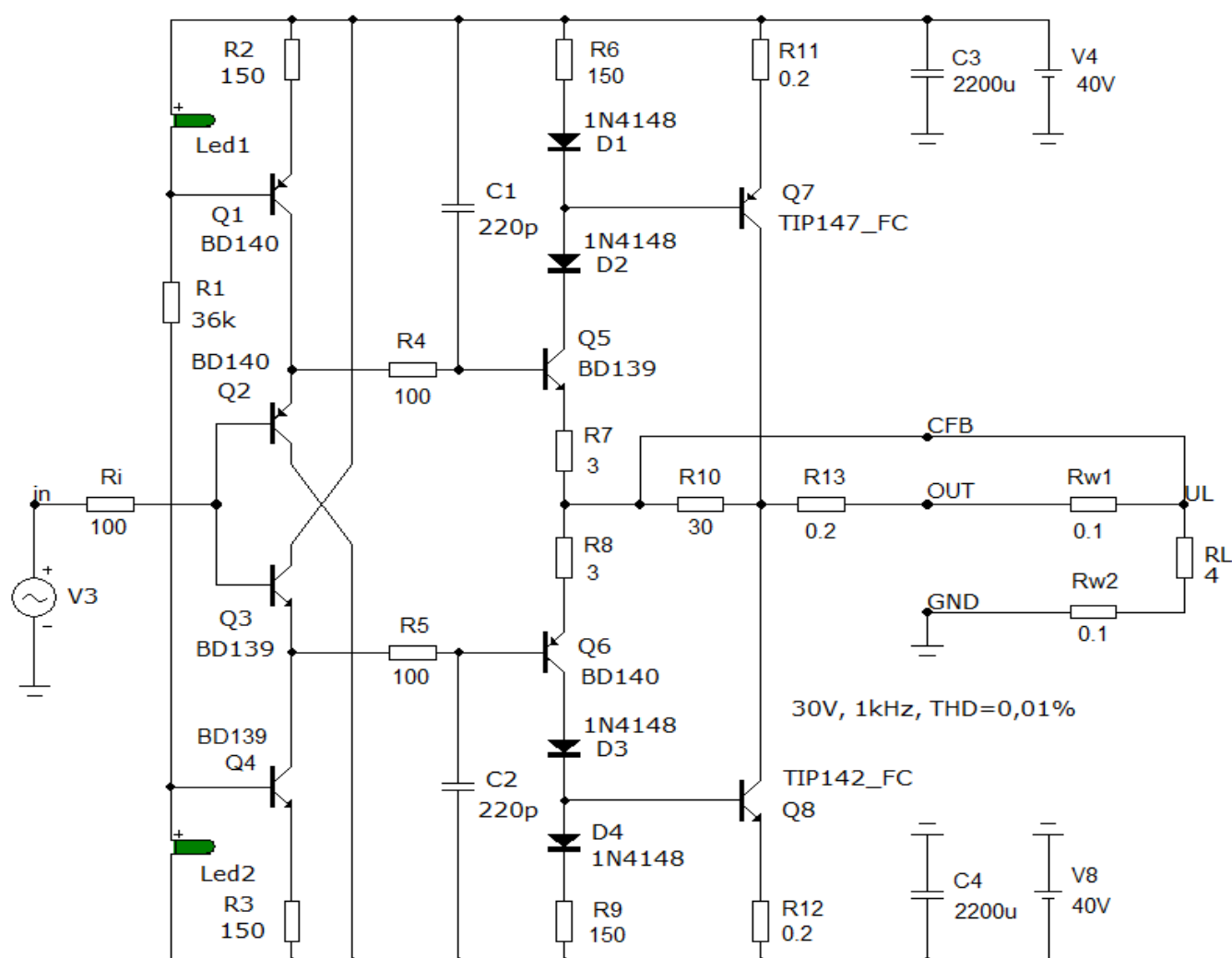


рис. 13

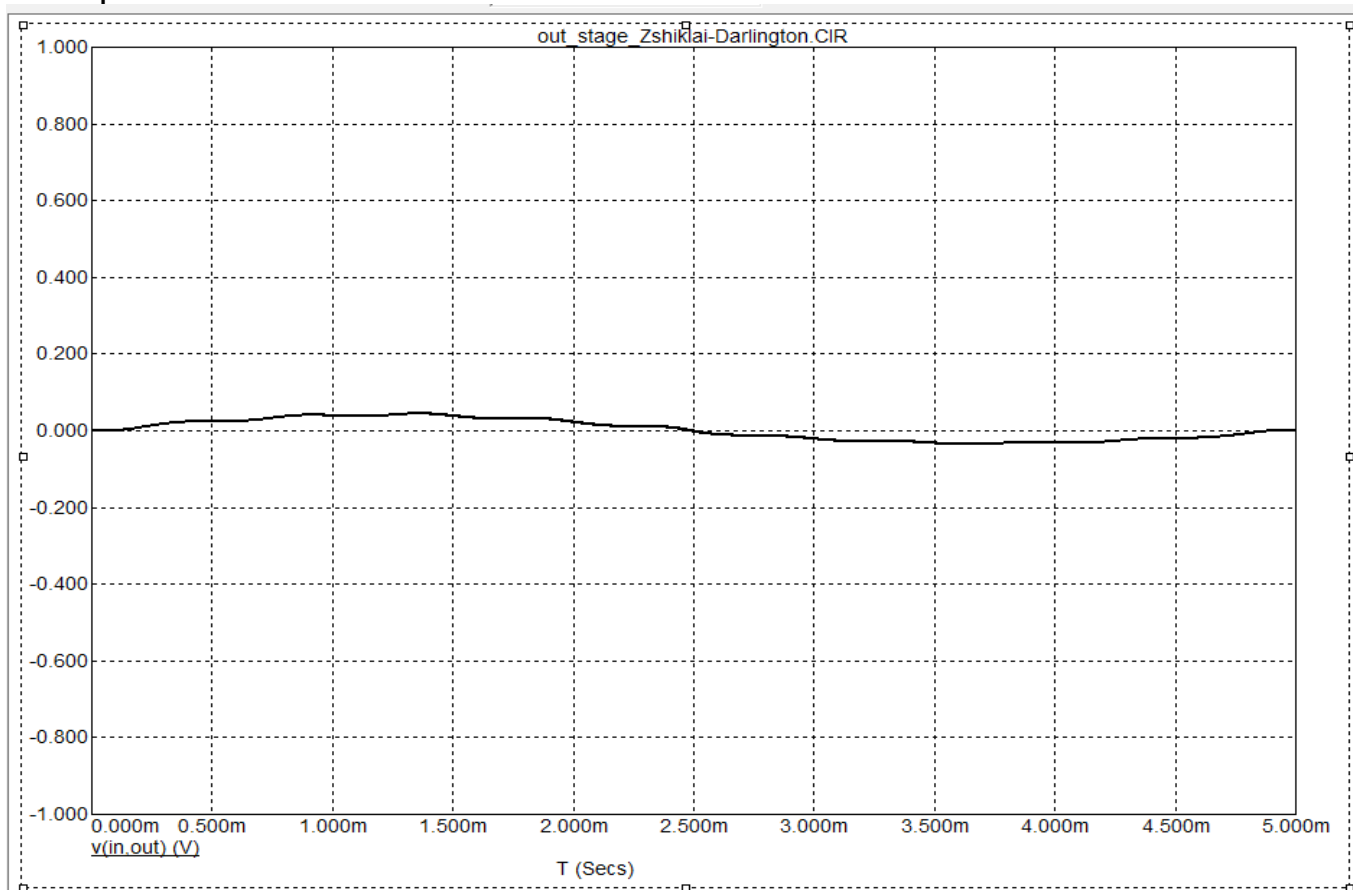


Рис. 14

Чтобы нейтрализовать влияние акустических кабелей можно воспользоваться приемом конструктора печатных плат УМЗЧ: сигнал ООС брать непосредственно с выхода (с усиленной подпаечной точки, контакта разъема). Для этого достаточно ввести третий вывод для провода токовой обратной связи (CFB — current feed back) непосредственно с АС, а в качестве эквивалента земляного проводника акустического кабеля добавить на выходе усилителя резистор R13 сопротивлением 0,1...0,2 Ома, рис. 13. Провод токовой ОС можно выполнить с помощью витой пары входы которой распаять между выходом и третьим контактом, а выходы объединить на нагрузке.

Резистор R10 служит для исключения обрыва токовой ОС при отключенной АС. Сопротивления R_{w1} и R_{w2} условно обозначают сопротивление акустического кабеля. При такой доработке выходное сопротивление становится отрицательным и по абсолютному значению равным сопротивлению кабеля. Это прекрасно видно из диаграммы Боде, коэффициент передачи на выходе ВК выше 1.

Благодаря отрицательному выходному сопротивлению коэффициент передачи непосредственно до АС будет максимально приближен к 1, а значит будут сведены к минимуму и искажения от взаимодействия АС — УМЗЧ.

Попытка найти что-нибудь привлекательное с экономичным классом А ни к чему не привела. Патенты либо криво работали внося дополнительные искажения, либо не обеспечивали обещанный режим. Возьмем к примеру вот



е «тройка» Дарлингтона с доб

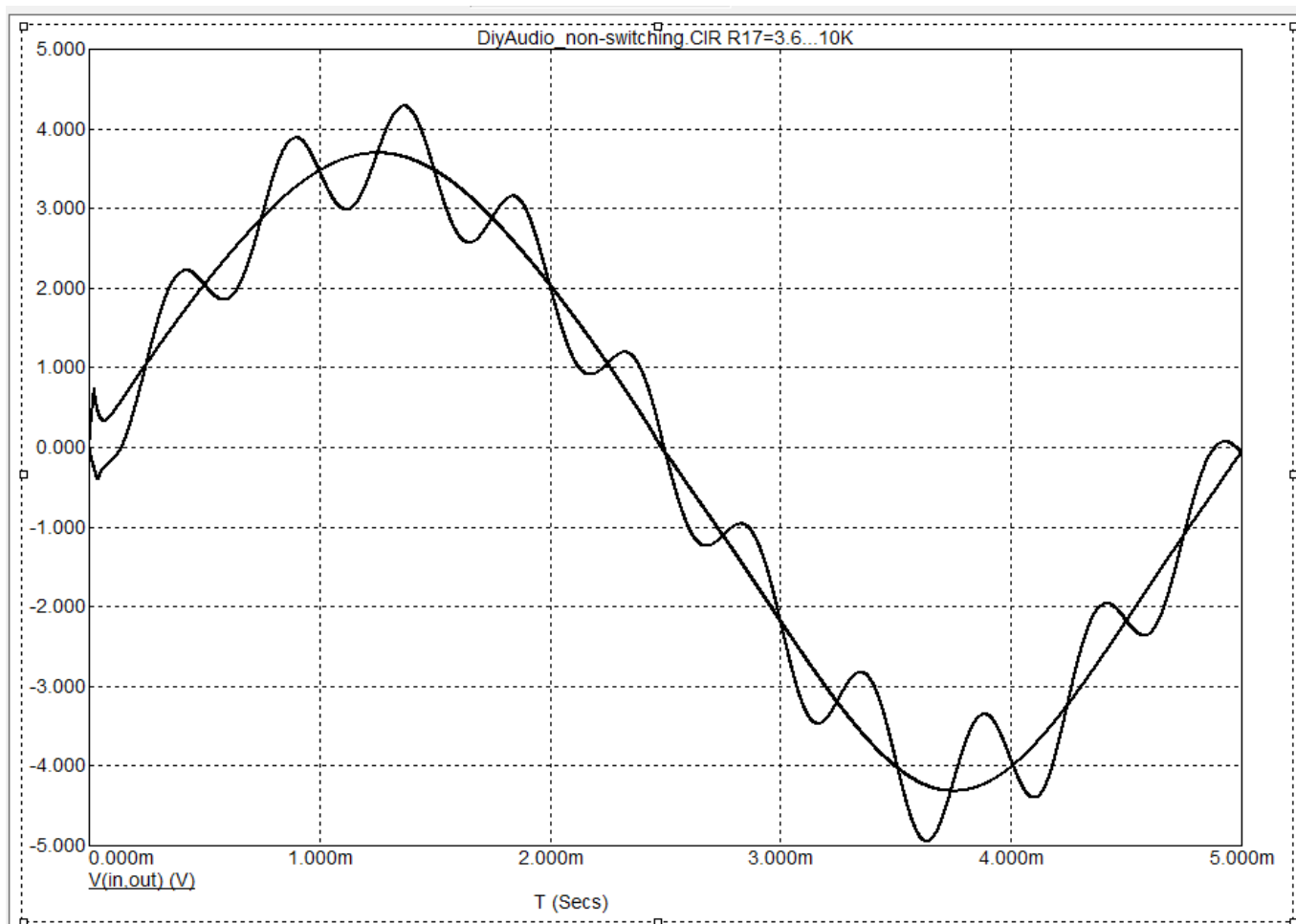


Рис. 16

Ну а что же ВК с экономичным режимом А из [9], также с «тройкой» Дарлингтона на выходе, рис. 17.

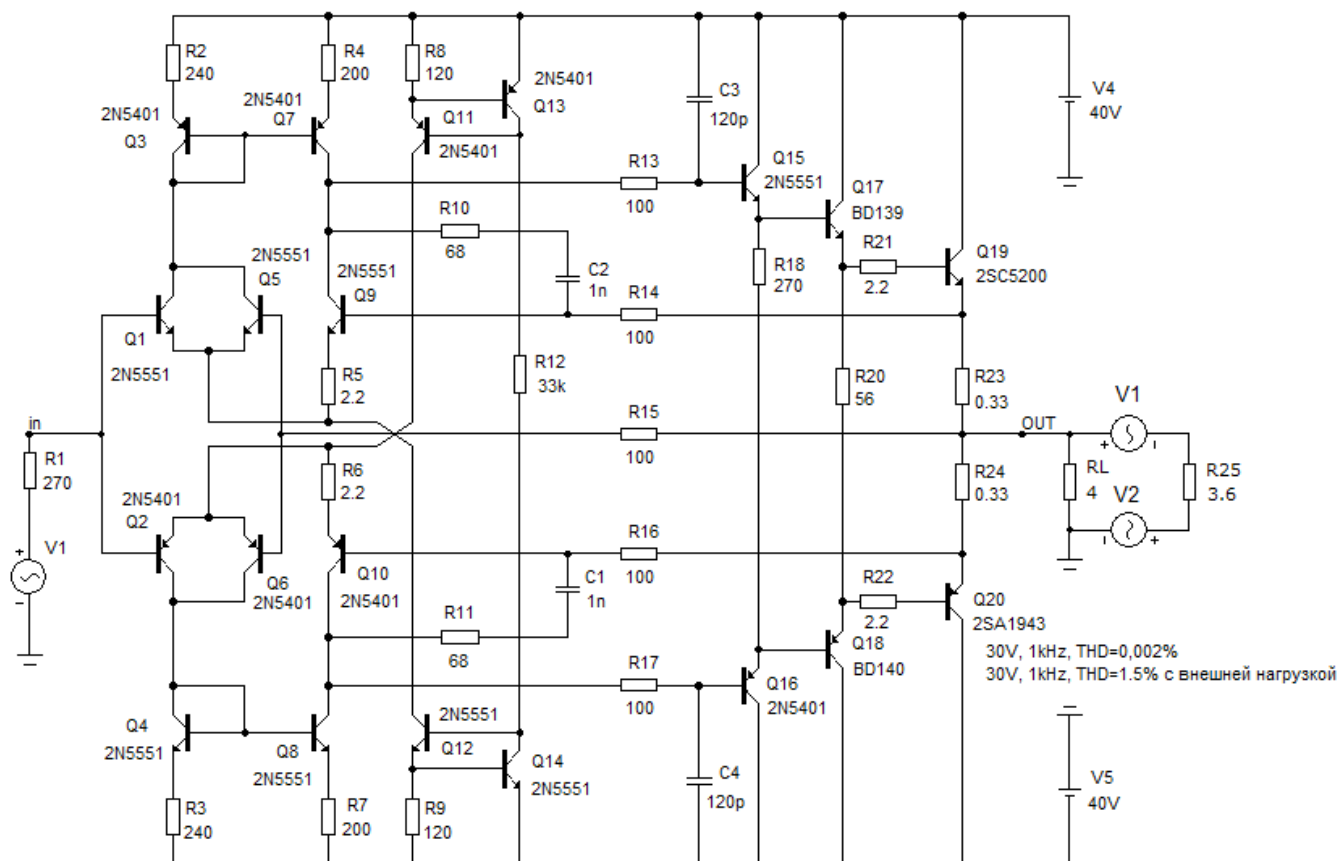


Рис. 17

Такой ВК показал прекрасный результат при работе на активную нагрузку, вносимые искажения равны всего 0,002%. Однако при подключении упрощенного эквивалента ЭДГ искажения выросли до 1,5% - почти в 1000 раз. Разностный сигнал между входом и выходом (сигнал ошибки) с внешним воздействием и без него показан на рисунке 18.

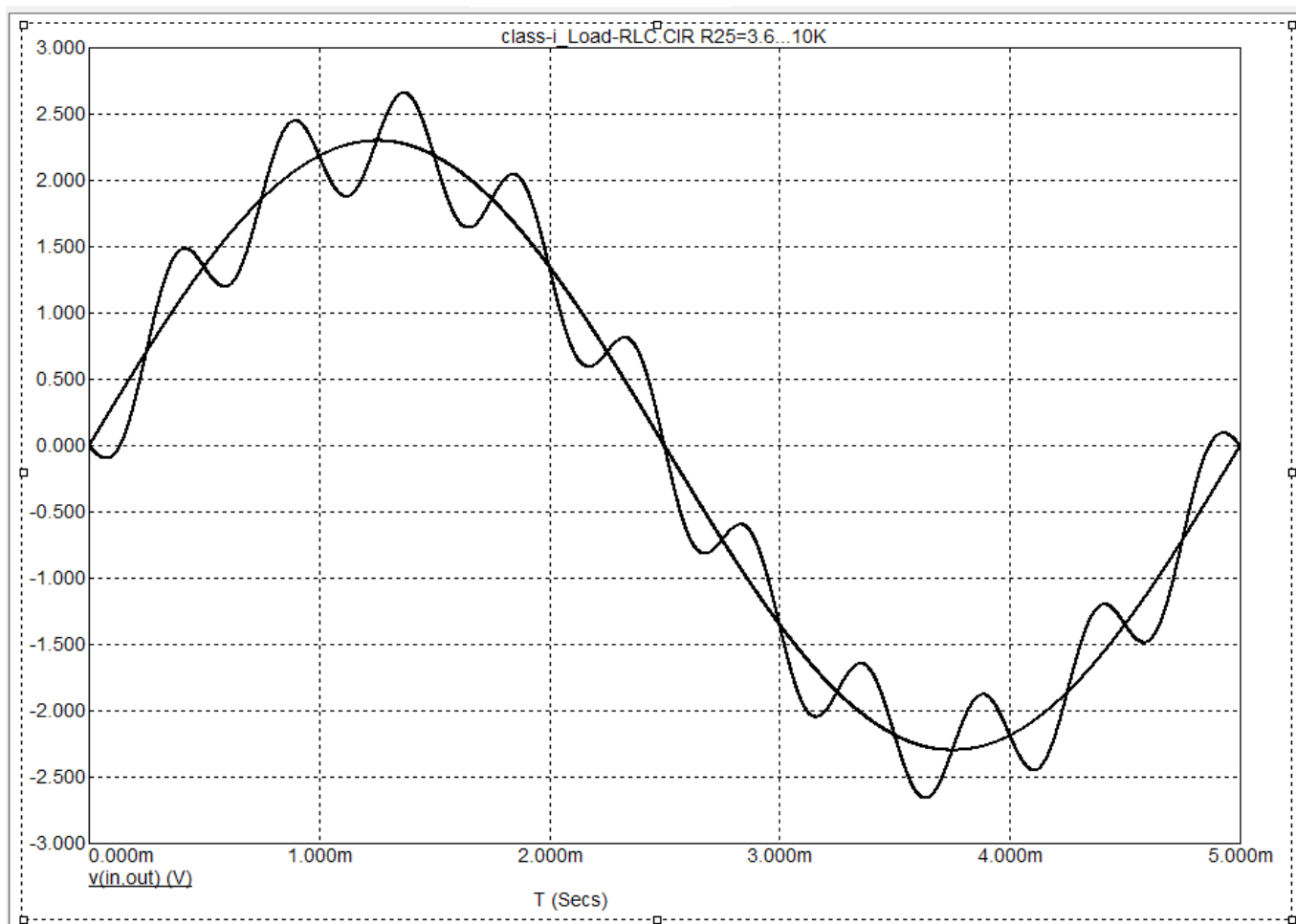


Рис. 18

Как показал анализ разностный сигнал даже больше чем у простой «тройки» Дарлингтона, амплитуда превышает 2 В. Велики и пульсации под влиянием внешней нагрузки, более 300 мВ. Очевидно и здесь сказывается то что сигнал ОС берется с резисторов R23, R24. Думаю что это не лучшим образом скажется и на звуке если такой ВК использовать в УМЗЧ без ООС.

Можно конечно взять «кривой» ВК а все проблемы по линеаризации решать с помощью гиперглубокой ООС и увеличения скорости нарастания выходного напряжения до 200...500 В/мкс. Но не думаю что это единственно правильный путь. Не раз приходилось читать разочарования когда были получены прекрасные метрологические параметры на активной нагрузке, а звук был ужасный. Автор статьи [1] также пишет что безОСный УМЗЧ Куросавы при сравнении с известными глубокоОСными высокоскоростными брендами (*om MBL, BAlabo u Soultion, Spectral, Boulder, Krell, Burmester, Pass Labs, DartZeel*) «оставил их в пыли».

Надеюсь что этот анализ красноречиво показывает насколько важен правильный выбор выходного каскада, подтверждает пагубное влияние эмиттерных (истоковых) резисторов.

Думаю что из этого анализа понятна и целесообразность использования ВК с отрицательным выходным сопротивлением [10] которое нейтрализует сопротивление акустических кабелей, кроссоверов и эффективно подавляет обратную ЭДС ЭДГ. Более подробно о механизме взаимодействия УМЗЧ с отрицательным импедансом и АС можно ознакомиться в [11].

p.s.

Схему измерений можно упростить. Достаточно включить внешний генератор последовательно с резистивным эквивалентом нагрузки.

Литература:

1. <http://www.theabsolutesound.com/articles/technical-brain-tbp-zero-ex-amp-tbc-zero-ex-preamp-tas-213/>
2. А.Тищенко, Анализ работы выходного MOSFET-каскада УМЗЧ, Современная электроника 2005, 02.
3. <http://www.audiocircle.com/index.php?topic=15878.0>,
<http://www.ellisaudio.com/1801imp.jpg>
4. А.Петров, Безосный УМЗЧ с отрицательным выходным сопротивлением, Радиолюбби 2013, 04
5. Дуглас Селф, Проектирование усилителей звуковой частоты, третье издание, ДМК Пресс 2009
6. Otala et al Input Current Requirements of High-Qualiti Loudspeaker System, for 73 AES Convention, March 1983
7. Cordell R, Interface Intermodulation in Amplifiers, Wireless World, Feb 1983, p.824
8. А.Петров, О пользе Микрокапа для аудиофила-схемотехника и наших ушей, Радиолюбби 2012, 04
9. <http://www.edn.com/design/consumer/4397264/1/Designing-a-low-distortion-audio-output-stage---Part-1--Introduction--the-problem-with-push-pull-outputs>
10. А.Петров, Выходной каскад УМЗЧ без общей ООС с независимыми регулировками тока покоя и выходного импеданса, Радиолюбби 2013, 05.
11. [**ROWEN - schweizer high-end Audiobible_d 1.pdf**](#)

Александр Петров

3.06.2014