

Новый взгляд на параметры УМЗЧ с ООС

Прежде всего хочу выразить признательность Николаю Сухову за консультации и помощь в философско-схемотехническом осмыслении полученных результатов, а также Сергею Рубальскому за конструктивные замечания.

Написать эту статью подтолкнуло отсутствие в известных мне источниках объяснения почему некоторые глубокоОСные усилители с прекрасными параметрами (K_f с несколькими нулями после запятой) уступают по качеству звучания ламповым и гибридным усилителям без общей отрицательной обратной связи (ООС) и имеющим K_f в сотни раз больший.

При традиционных методах проверки таких основных параметров как коэффициент гармонических искажений (K_g) и коэффициент интермодуляционных искажений (ИМИ) измерения производятся на стационарном синусоидальном сигнале в установившемся режиме. Подвох заключается в том, что в установившемся режиме при сложении двух сдвинутых по фазе синусоид также получается чистая без искажений синусоида. Особенность работы усилителей с ООС заключается в том что во входном каскаде инвертирующего усилителя суммируются входной сигнал и ослабленный до уровня входного инвертированный выходной, но задержанный во времени. В неинвертирующем усилителе происходит вычитание аналогичного уровня выходного сигнала из входного. Разностный сигнал усиливается в коэффициент усиления с разомкнутой петлей ОС. Таким образом только на первом периоде синусоидального сигнала возникают искажения из-за взаимодействия входной и задержанной (поступившей с выхода усилителя) синусоид.

Музыкальный сигнал не имеет ничего общего со стационарным синусоидальным сигналом, по сути это непрерывный переходной процесс. Более того выход усилителя нагружен на реактивную нагрузку которая воздействует на выход усилителя своей обратной ЭДС. Обратная ЭДС выделяется на выходном сопротивлении усилителя внося дополнительные искажения выходного сигнала и вместе с выходным сигналом по цепи ОС с задержкой поступает на сумматор внося таким образом дополнительные искажения.

Попробуем оценить время задержки сигнала ООС и к чему это ведет в усилителях. Полоса пропускания типовых УМЗЧ на уровне -3дБ около 100 кГц. Это значит что на этой частоте на выходе УМЗЧ имеет место сдвиг по фазе на 45 градусов ($1/8$ периода) что эквивалентно задержке 1,25 мкс ($10/8 = 1,25$).

Проведем простой эксперимент. Соберем схему в которой на нагрузку через резисторный сумматор поступает два синусоидальных сигнала частотой 20 кГц: один прямой от генератора, а второй через линию задержки X1 (рис. 1), осциллограммы сигналов показаны на рис. 2.

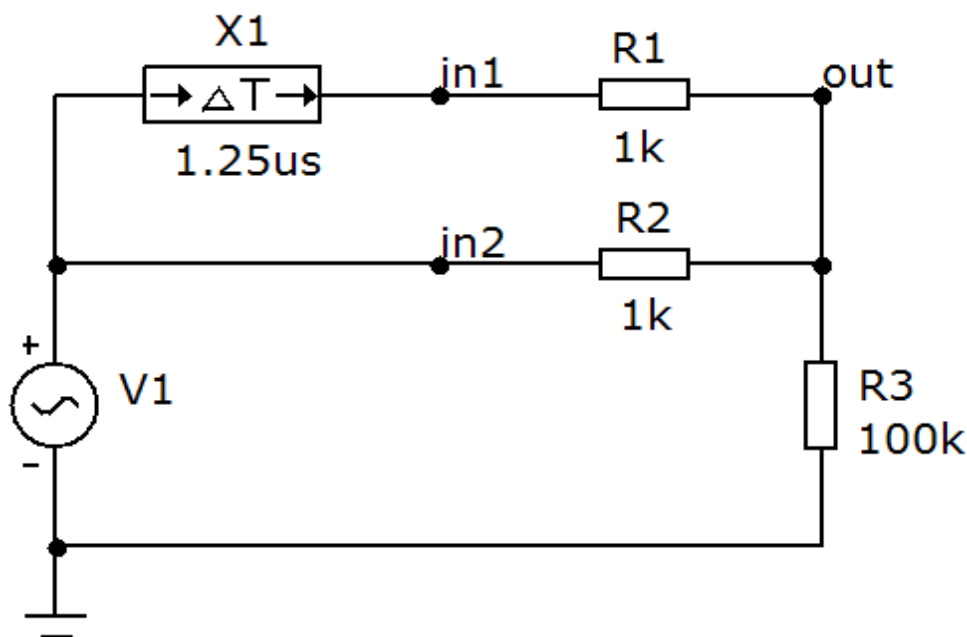


Рис. 1. Схема проверки K_g суммы прямого и задержанного сигналов

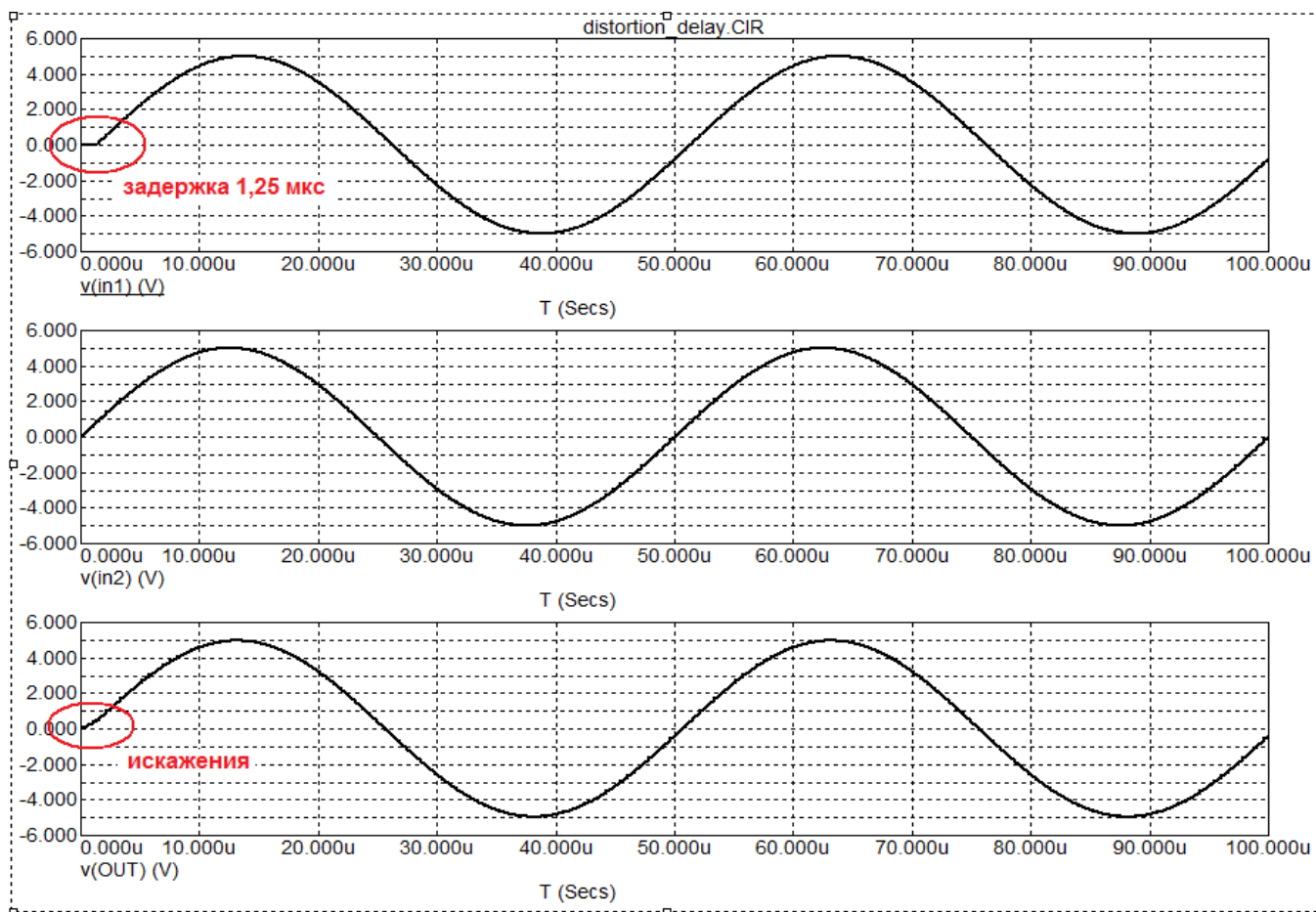


Рис. 2. Осциллограммы входных и выходного сигналов

В начале суммарной синусоиды (нижняя осциллограмма на рис. 2) мы видим небольшое искажение, и сдвиг ее во времени (см. окончание). Точно такие же искажения присутствуют практически у всех глубокоОСных усилителей на первой синусоиде. Вторая и последующие синусоиды просто немного сдвинуты, но уже практически без искажений. Но это только на чистом синусоидальном сигнале.

Измерим K_Γ на 5-м и на 1-м периодах (рис. 3 и 4).

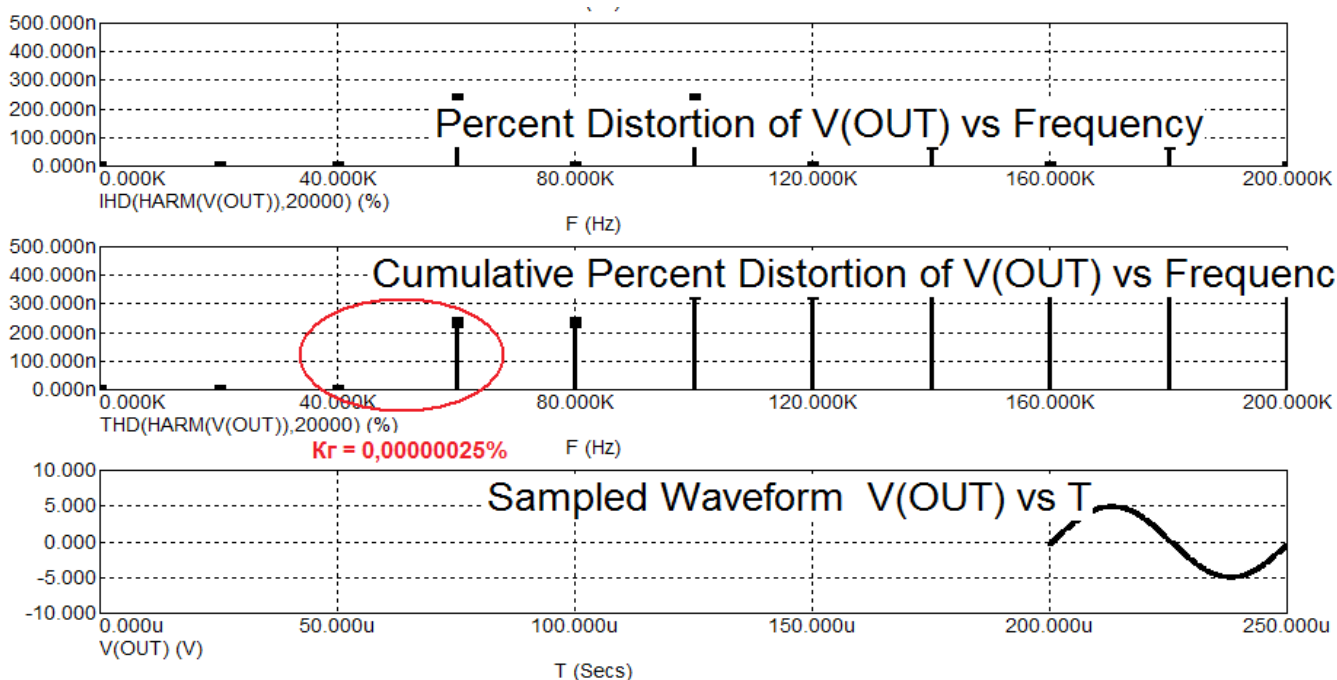


Рис. 3. Результат проверки K_Γ на 5-м периоде ($K_\Gamma=0,00000025\%$)

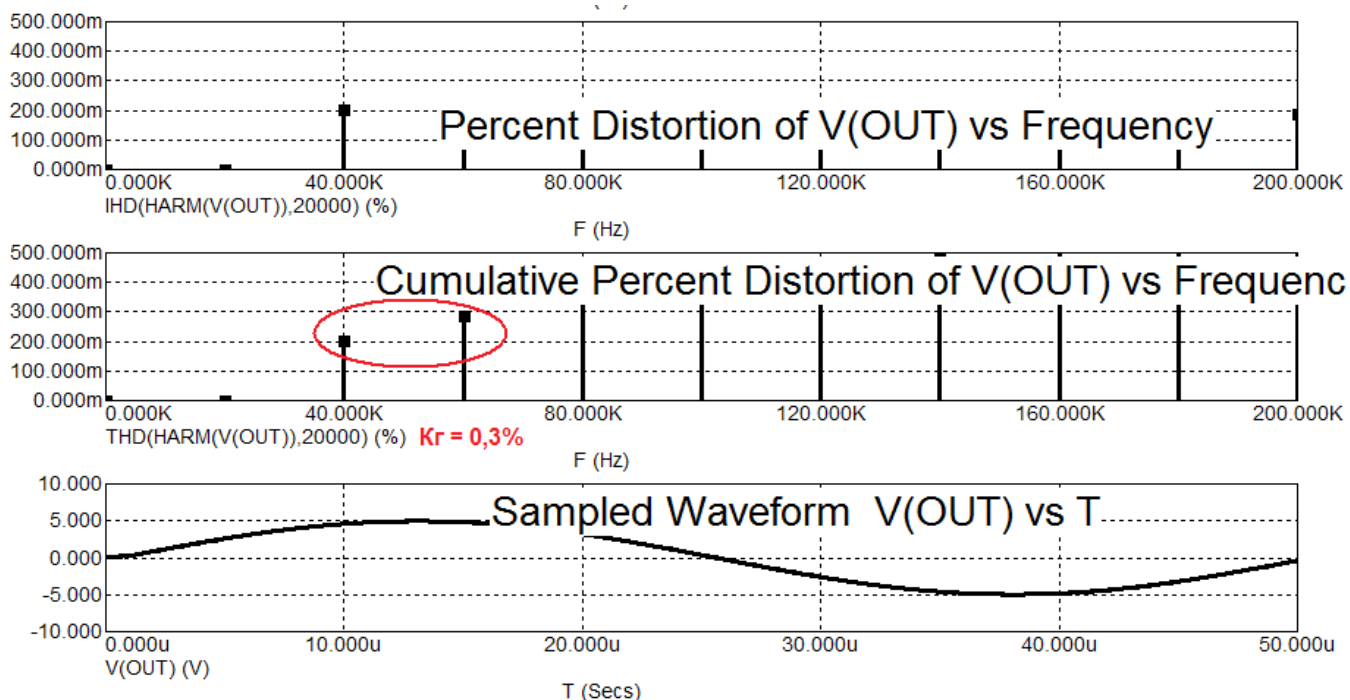


Рис. 4. Результат проверки K_r на 1-м периоде ($K_r=0,3\%$)

Как показал эксперимент уровень искажений на частоте 20 кГц при измерении на 5-м периоде равен всего 0,00000025%, а при измерении на 1-м аж 0,3%! (только по второй и третьей гармонике, по 10-ти будет гораздо выше)

Напрашивается вывод, что искажения надо измерять на первом периоде, только в этом случае мы можем измерить истинные искажения.

Ну а что же происходит с более низкочастотными сигналами? Если проделать такой же эксперимент с частотой 50 Гц, то на первом периоде мы получим шумовую подставку в виде спектра гармоник во всем звуковом диапазоне и за его пределами с шагом 50 Гц одинакового уровня 0,00004%.

Ну а теперь перейдем к проверке полученных результатов (выводов) на схемах реальных усилителей.

В качестве подопытной схемы УМЗЧ возьмем серьезно переработанную модификацию популярной во всем мире схемы Дугласа Селфа. Схема заимствована из интернета, автор модификации victor8m, рис. 5.



Обычно при измерениях Кг модели усилителя в литературе [1] рекомендуется проводить измерение на 5-м или в крайнем случае на 3-м периоде. Проверим Кг на частоте 1 и 20 кГц традиционным способом, т. е. на 5-м периоде (рис. 6 и 7).

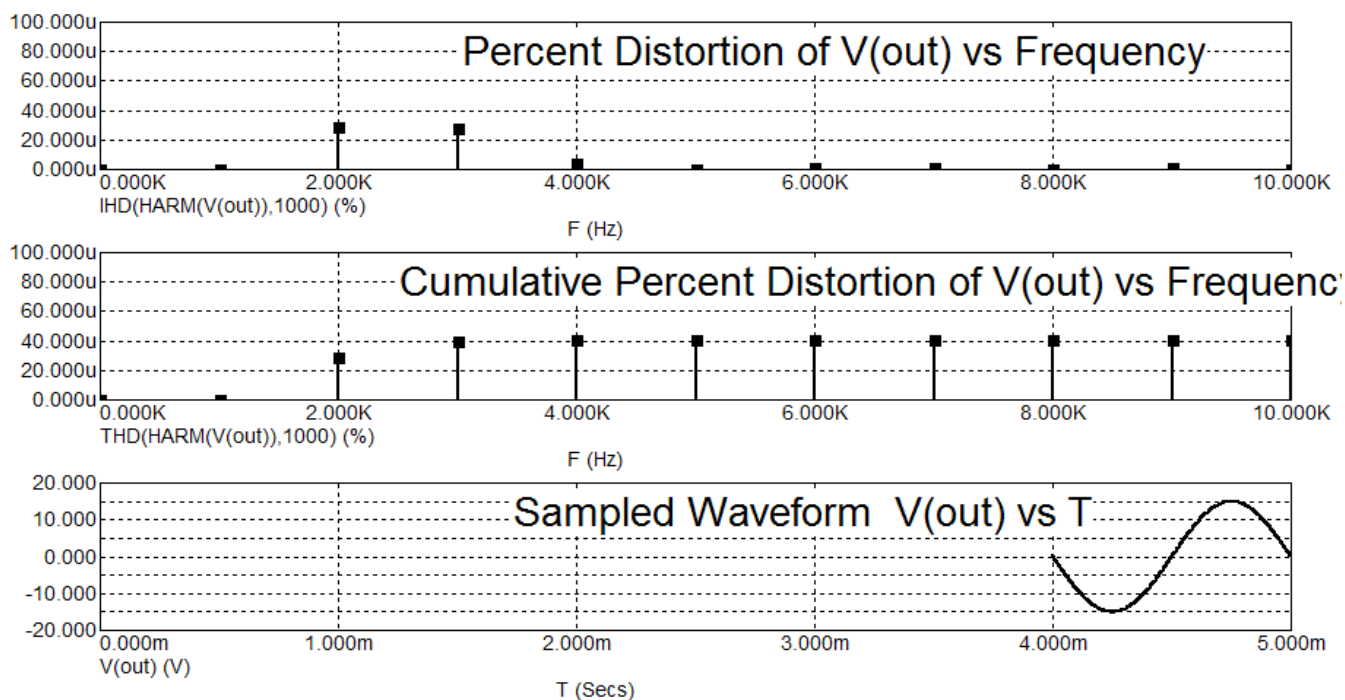


Рис. 6. Кг сигнала частотой 1 кГц на пятом периоде ($K_{\Gamma} = 0,00004\%$)

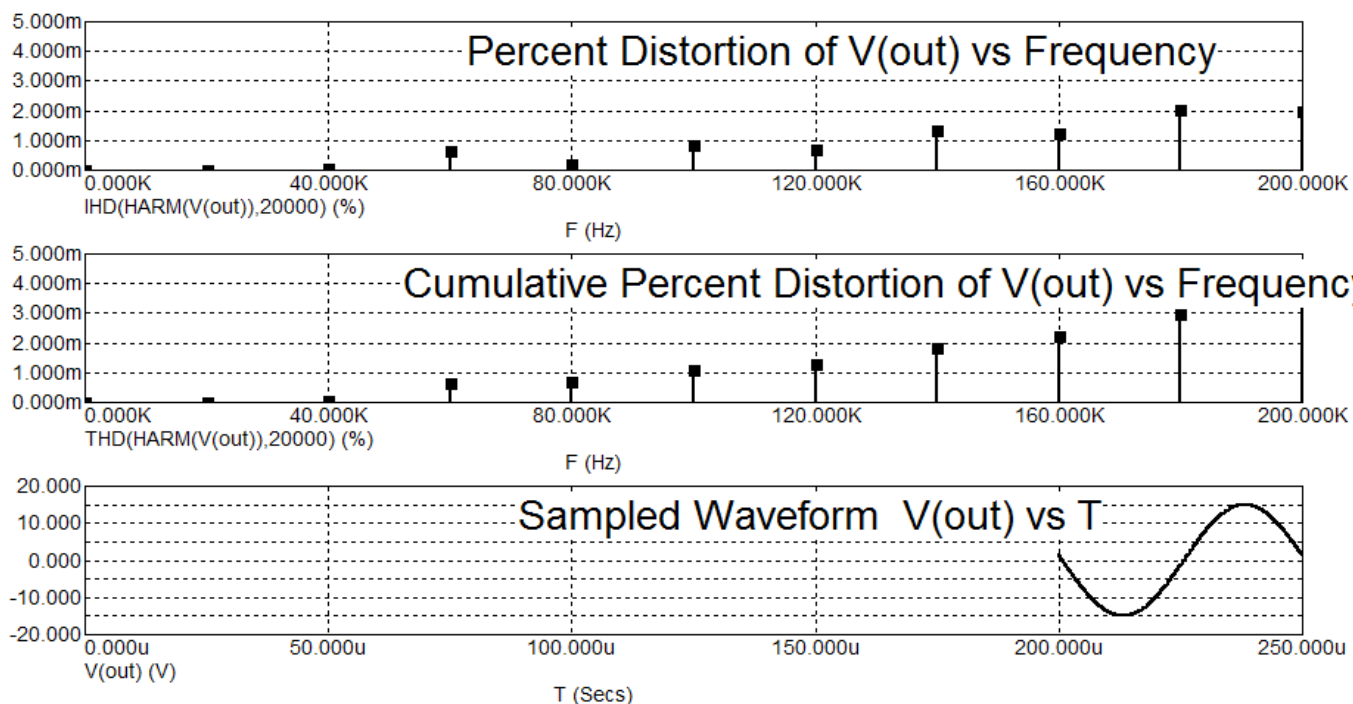


Рис. 7. Кг сигнала частотой 20 кГц на пятом периоде ($K_{\Gamma} = 0,0006\%$)

Результат анализа традиционным способом показал прекрасные параметры: $K_{\Gamma} = 0,00004\%$ на частоте 1 кГц (рис. 6) и $0,0006\%$ на частоте 20 кГц (рис. 7). В Кг для частоты 20 кГц учтена только вторая и третья гармоники (40 и 60 кГц), причем высшие гармоники имеют нарастающий характер.

Цифры красивые, казалось бы что еще надо? Но не будем спешить с выводами, а проведем тестирование на первом периоде, что нереально сделать на действующем образце в «железе» (рис. 8 и 9).

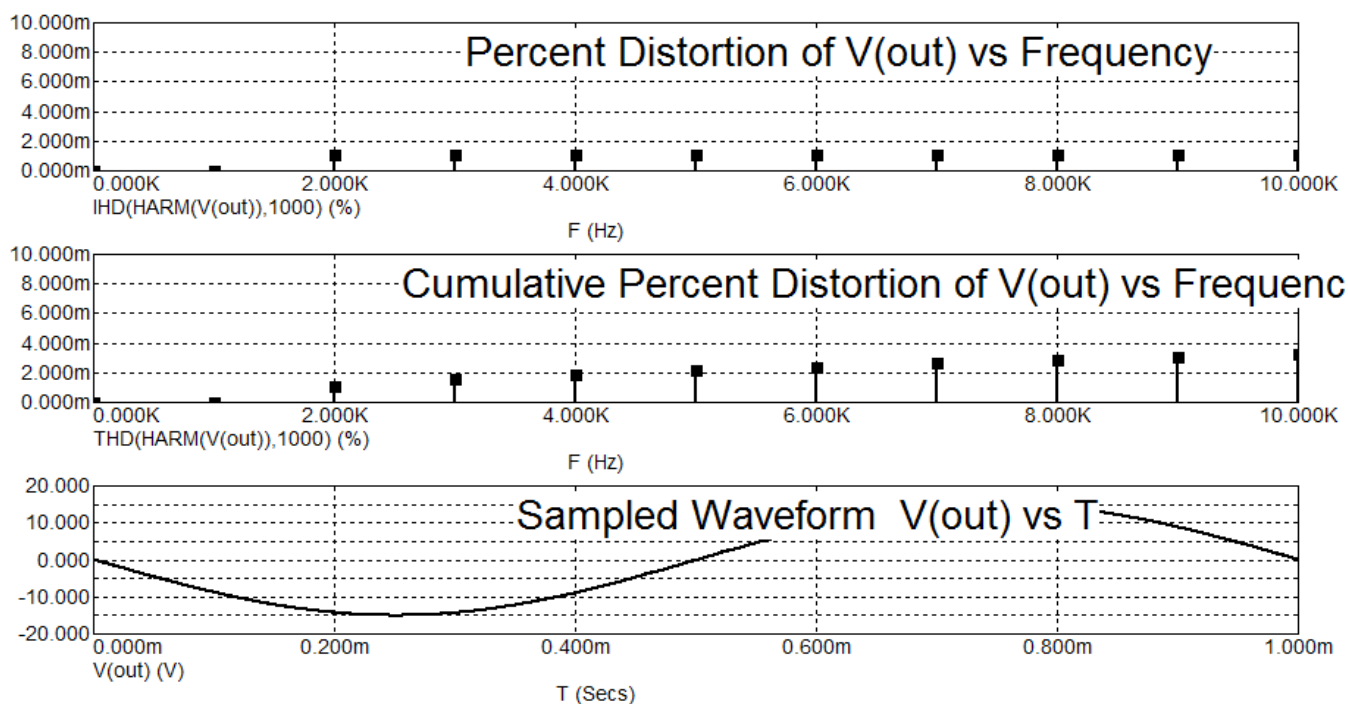


Рис. 8. Кг сигнала частотой 1 кГц на первом периоде (0,003%)

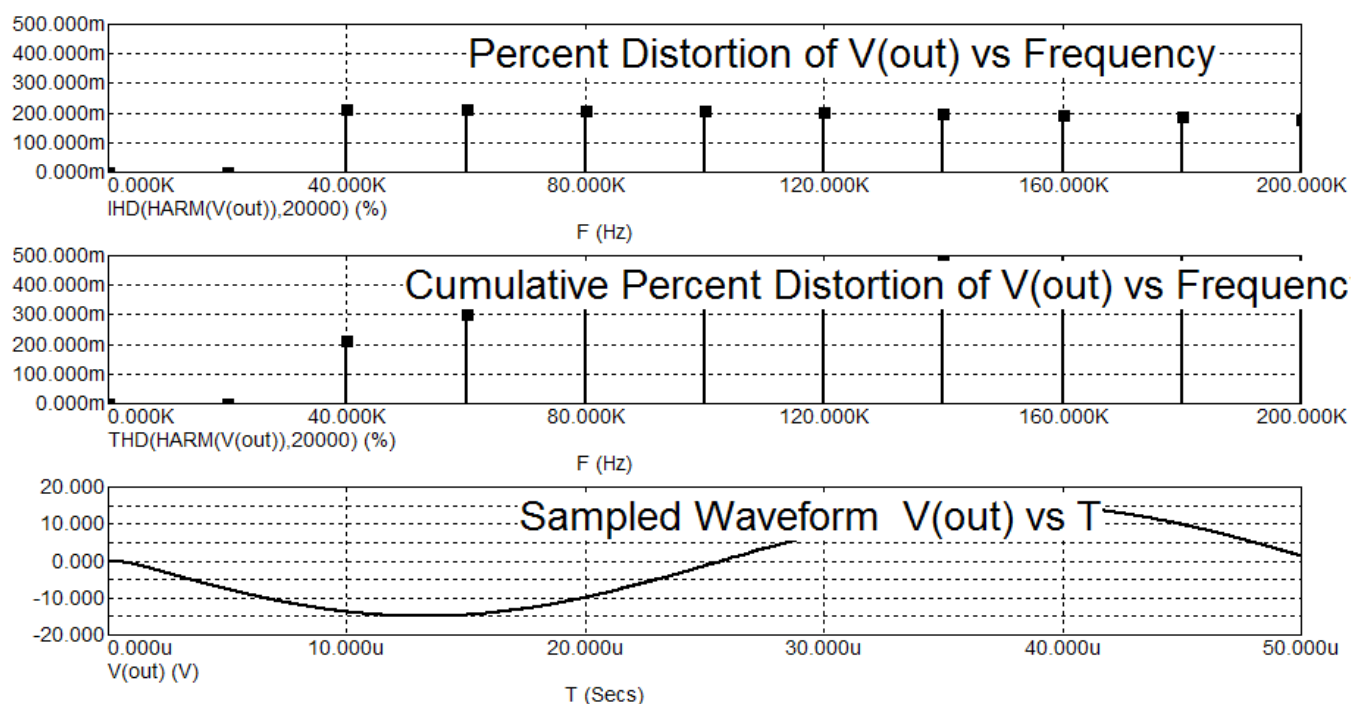


Рис. 9. Кг сигнала частотой 20 кГц на первом периоде (0,3%)

Оказывается реальные искажения не так уж и малы, 0,003% на частоте 1 кГц, а на частоте 20 кГц 0,3% только по второй и третьей гармонике, что в 500 раз выше чем в установившемся режиме. А если учесть что заметность высших гармоник (особенно нечетных начиная с 5, 7-й) в десятки раз выше, чем низших, то и на частоте 1 кГц эквивалентный Кг также существенно выше.

Для большей убедительности снимем спектр для сигнала частотой 20 кГц уровнем 15 В (пик), рис. 10.

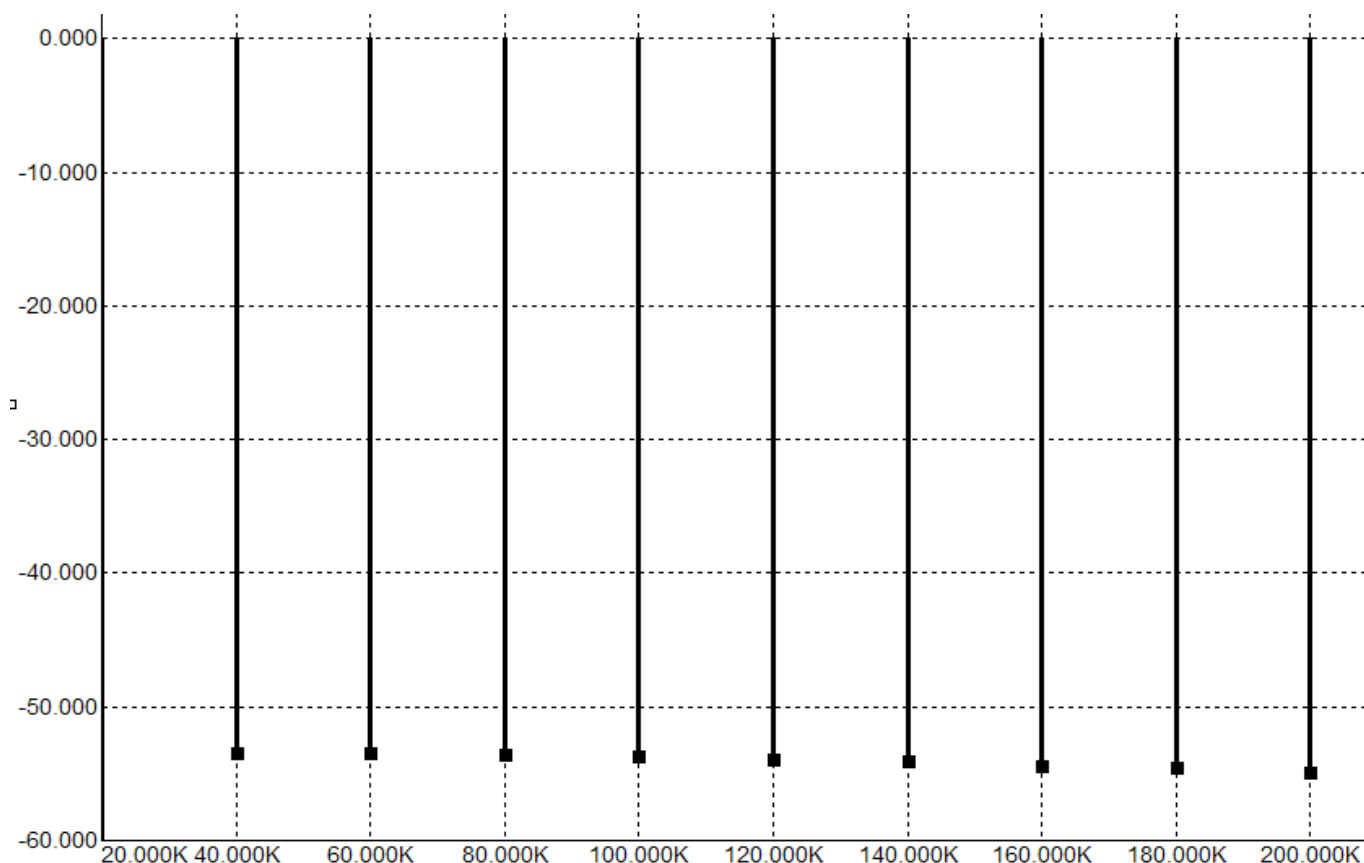


Рис. 10. Спектр сигнала частотой 20 кГц.

Спектр также показывает нам примерно тот же результат, что и на рисунке 9. Все гармоники одинакового уровня выше -60 дБ (больше 0,1%).

Что же касается безОСных усилителей, то у них (как у ламповых, так и у транзисторных) сравнительно высокий Кг, но он одинаков что на пятом периоде, что на первом, к тому же в отличие от глубокоОСных усилителей спектр у них спадающий.

Как показал эксперимент уровень искажений сигнала частотой 20 кГц на выходе модели глубокоОСного УМЗЧ совпадает с искажениями вносимыми сумматором с линией задержки 1,25 мкс и равен 0,3% (рис. 4 и 9).

Таким образом напрашивается вывод, что при моделировании правильнее измерять искажения на первом периоде, только в этом случае мы можем оценить истинные искажения.

Ну а что же происходит с более низкочастотными сигналами? Если проделать такой же эксперимент с частотой 50 Гц, то на первом периоде мы получим шумовую подставку в виде спектра гармоник до бесконечности с шагом 50 Гц одинакового уровня 0,00004%.

В ряде случаев усилители вносят интермодуляционные искажения (ИМИ). Проверим данный усилитель тестовым сигналом из трех частот: 50 Гц, 1 и 6 кГц в соотношении 5:3:2, рис. 11.

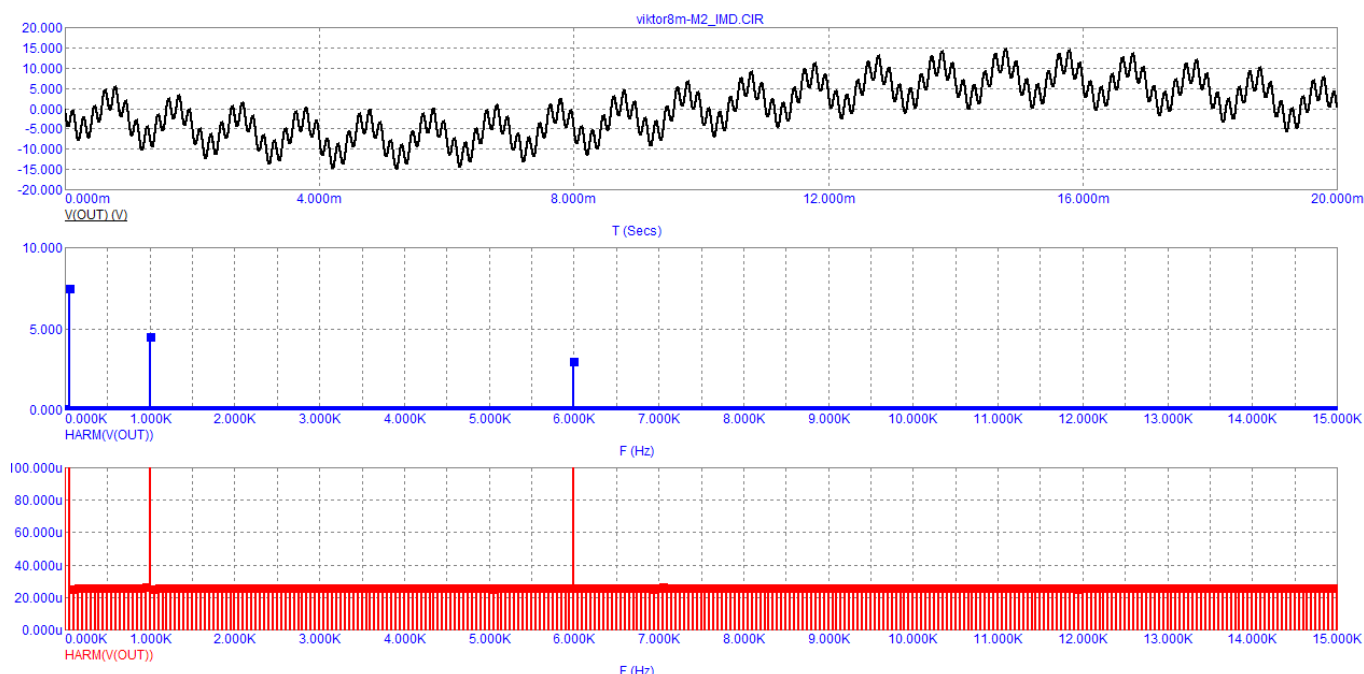


Рис. 11

На первой осциллограмме мы видим выходной сигнал с размахом от пика до пика 30 В, на второй спектральные составляющие этого сигнала. На третьем графике показан спектр в растянутом виде. Мы не видим комбинационных составляющих основных тонов (продуктов искажений второго и третьего порядка), но зато мы видим ту же шумовую подставку - частотол гармоник с шагом 50 Гц уровнем около 30 мкВ. Что касается сигналов частотой 1 и 6 кГц, то для них на каждом отдельном участке (по несколько синусоид, достаточно двух) это по сути уже установившийся режим, поэтому мы и не наблюдаем ничего страшного. В музыкальных сигналах нет ничего подобного и шумовая подставка будет гораздо сложнее. Некоторые меломаны с особо чувствительным слухом отмечают, что в безОСных усилителях звук «лется» из глубокой тишины, а в глубокоОСных из специфического шума, и это не удивительно.

Если в тесте оставить только два входных сигнала с частотами 5 и 6 кГц, то глубокоОСный усилитель на коротком отрезке в 1 мс в спектре сигнала дает частотол гармоник с шагом 1 кГц и уровнем 0,5 мВ (ИМИ третьего и выше порядка). Причем на частотах 1 и 11 кГц (ИМИ второго порядка) мы не обнаружили увеличения этих гармоник по отношению к остальным, рис. 12.

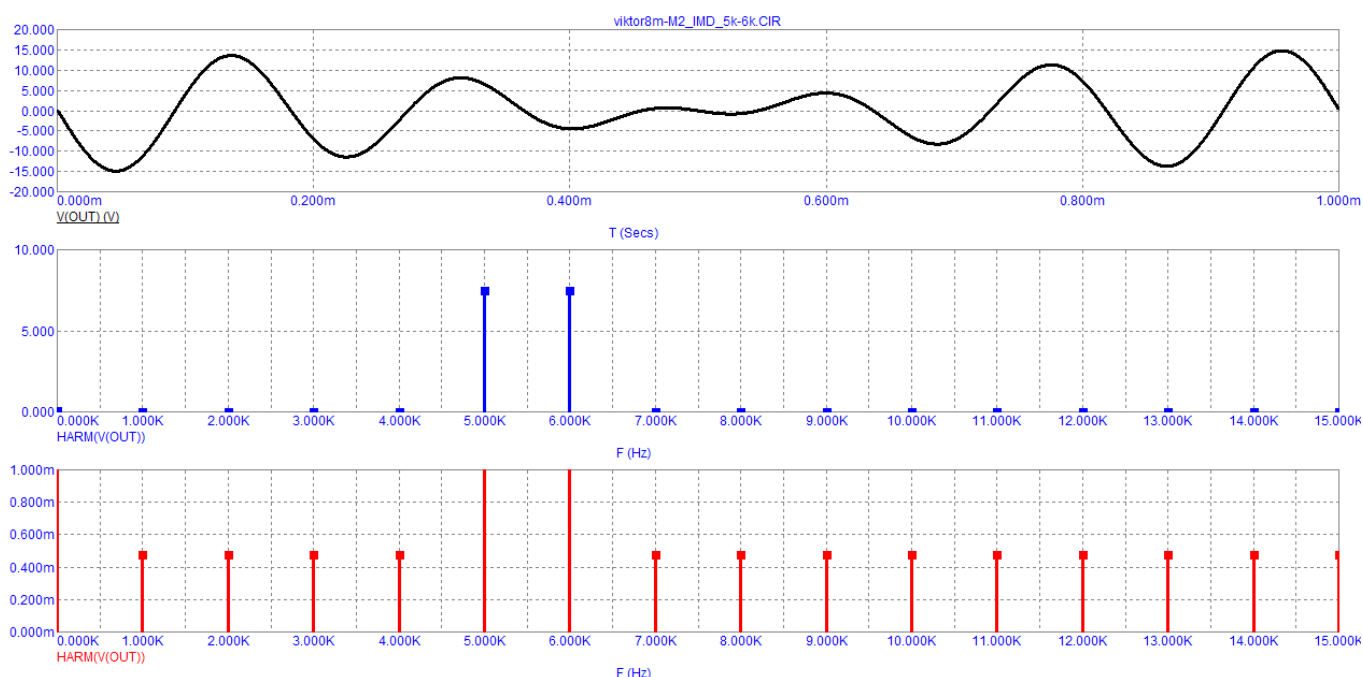


Рис. 12. Спектр ИМИ глубокоОСного усилителя для частот 5 и 6 кГц

Проделаем такой же эксперимент с безОСным ламповым УН [2] у которого $K_{\Gamma}=0,5\%$. Здесь

мы видим искажения только второго порядка ($f_1 + f_2$ и $f_2 - f_1$): гармоники 1 и 11 кГц уровнем по 15 мВ, а также две гармоники по 8 мВ с частотами 10 и 12 кГц (вторая гармоника соответственно от частот 5 и 6 кГц), рис. 13.

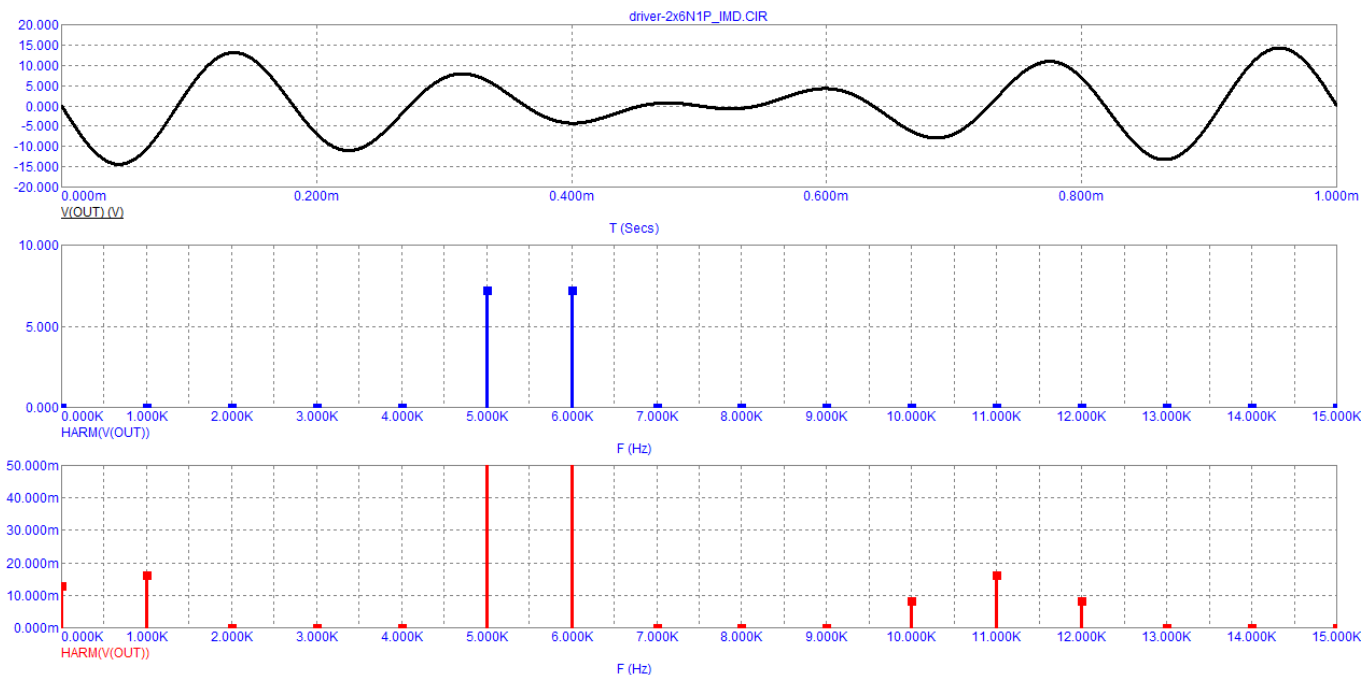


Рис. 13. Спектр ИМИ безОСного усилителя для частот 5 и 6 кГц

Растянем график ИМИ так, чтобы добраться до продуктов ИМИ третьего порядка, рис. 14.

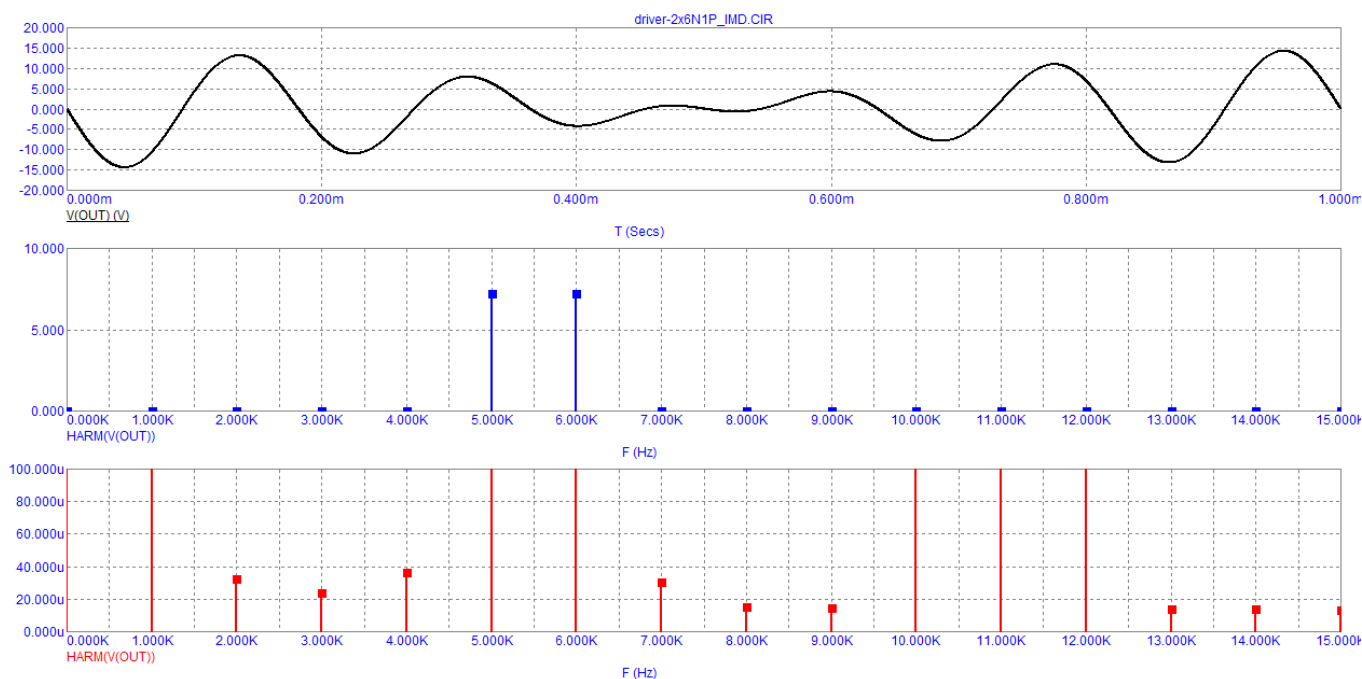


Рис. 14. Спектр ИМИ безОСного усилителя для частот 5 и 6 кГц (растянуто)

Как видно из рисунка 14 максимальные продукты ИМИ третьего порядка не достигают уровня 40 мкВ, что в 10...30 раз меньше чем аналогичные искажения глубокоОСного усилителя. А именно к искажениям третьего порядка слух наиболее чувствителен.

Для полноты картины проведем еще один тест [3]. Для этого на вход усилителя подадим двухчастотный сигнал 100 Гц и 50 кГц в соотношении 1:0,6 (не критично), а к выходу усилителя подключим измерительную цепь рис. 15.

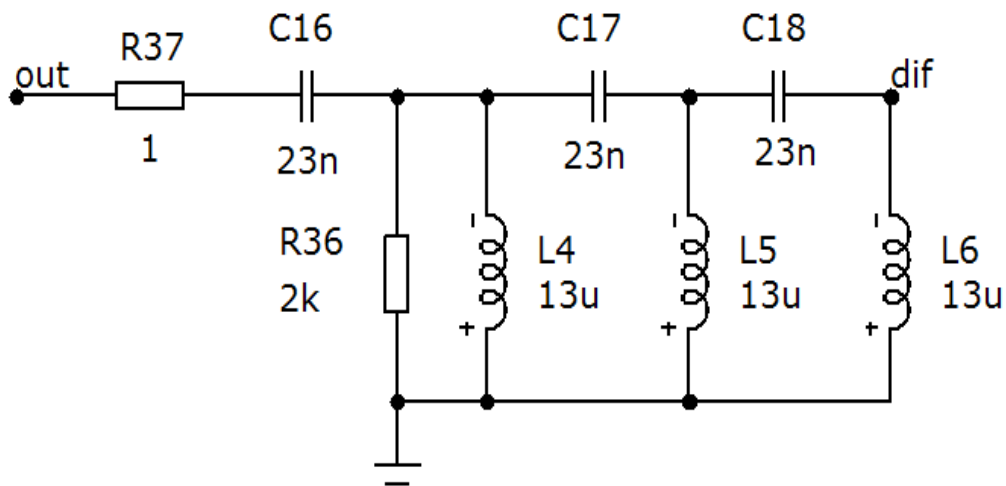


Рис. 15. измерительная цепь для проверки на дифискажения

Результат теста показан на рисунке 16.

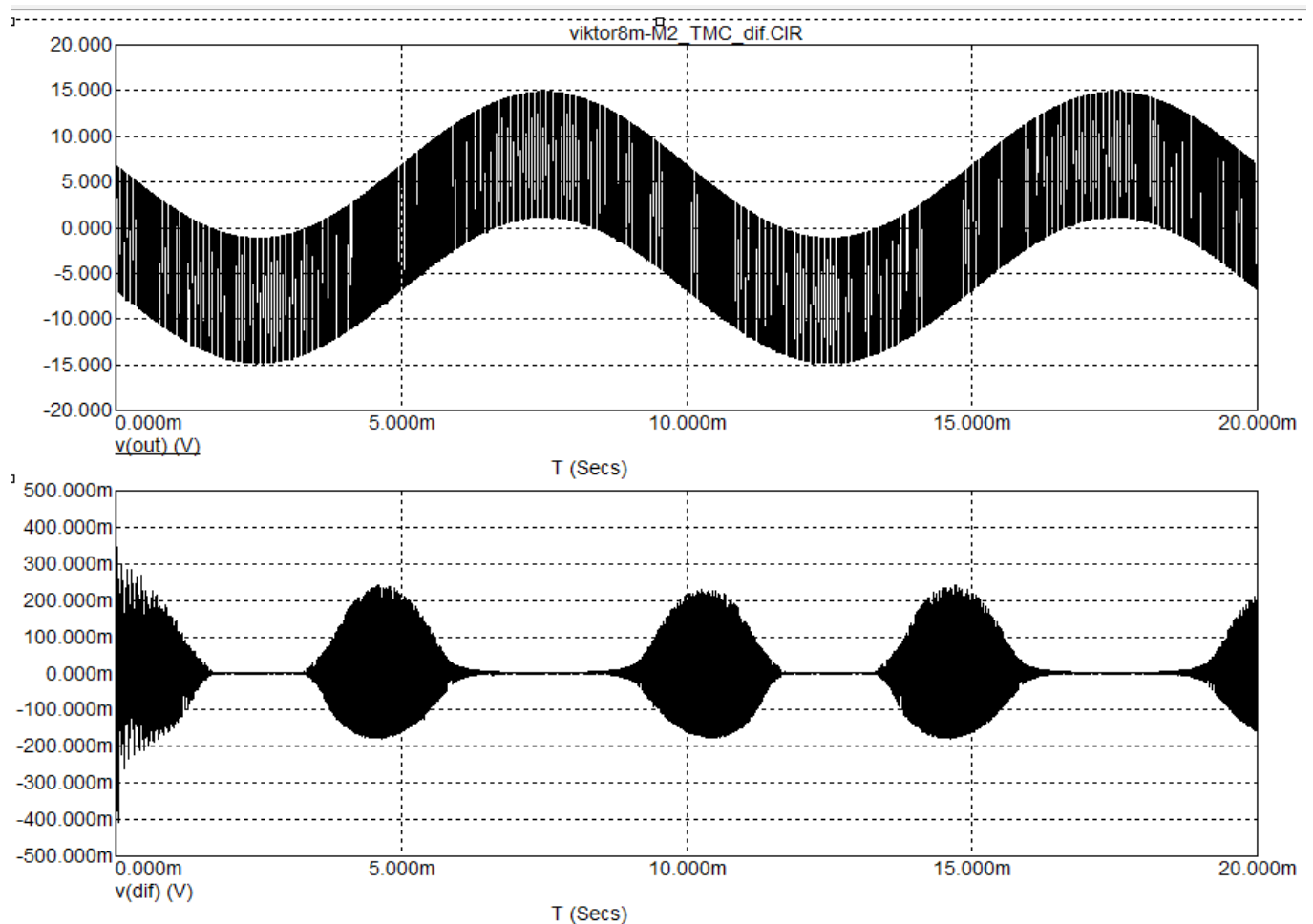


Рис. 16. Коммутационные искажения на выходе УМЗЧ

На выходе дифференциальной испытательной цепи мы видим в районе переходов через ноль всплески коммутационных искажений амплитудой от -180 до 240 мВ, что составляет 0,34% от уровня сигнала частотой 50 кГц и что близко к уровню искажений на частоте 20 кГц. Таким искажениям подвержены двухтактные усилители класса АВ с эмиттерными резисторами в ВК. Причем в данном случае искажениям больше подвержено нижнее плечо ВК усилителя.

Что касается целесообразности использования усилителей постоянного тока. Проведем простой эксперимент с RC-цепью, рис. 17

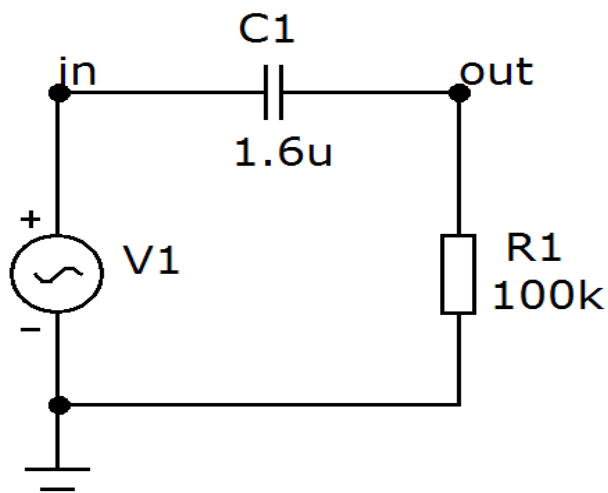


Рис. 17.

На рисунке 17 показан ВЧ-фильтр с частотой среза 1 Гц, в 20 раз меньше нижней частоты звукового диапазона. Посмотрим как передается таким фильтром сигнал частотой 20 Гц на выход RC-цепи, рис. 18.

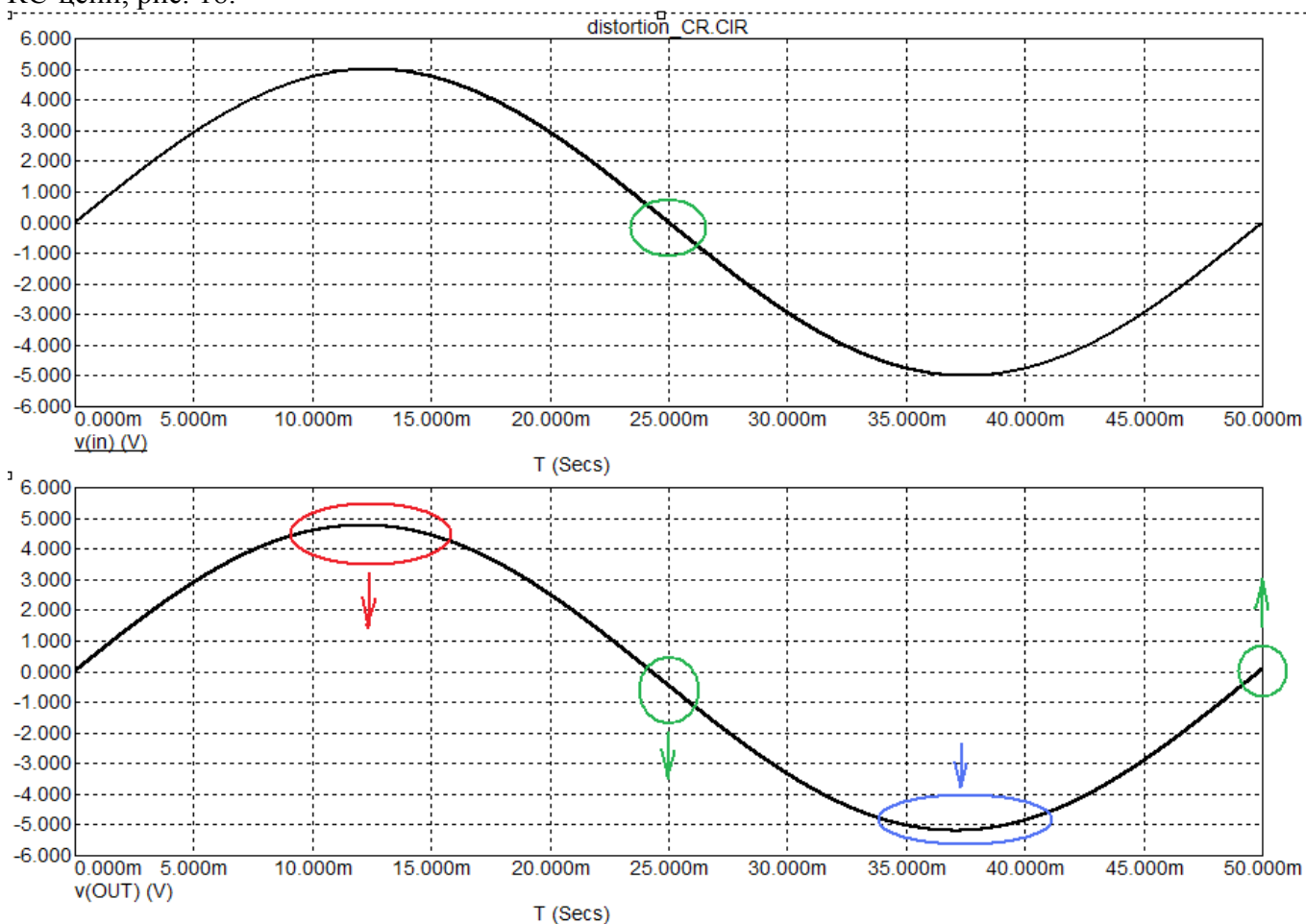


Рис. 18. Амплитудные искажения первого периода сигнала частотой 20 Гц

На рисунке 18 отчетливо видны явно выраженные квадратичные искажения: верхняя полуволна приплюснута, а нижняя вытянута вниз, смещен и переход синусоиды через ноль, хотя окончание синусоиды уже немного выше нулевой линии, что говорит о распространении искажений и на последующие периоды. Посмотрим как это будет выглядеть в виде искажений, рис. 19.

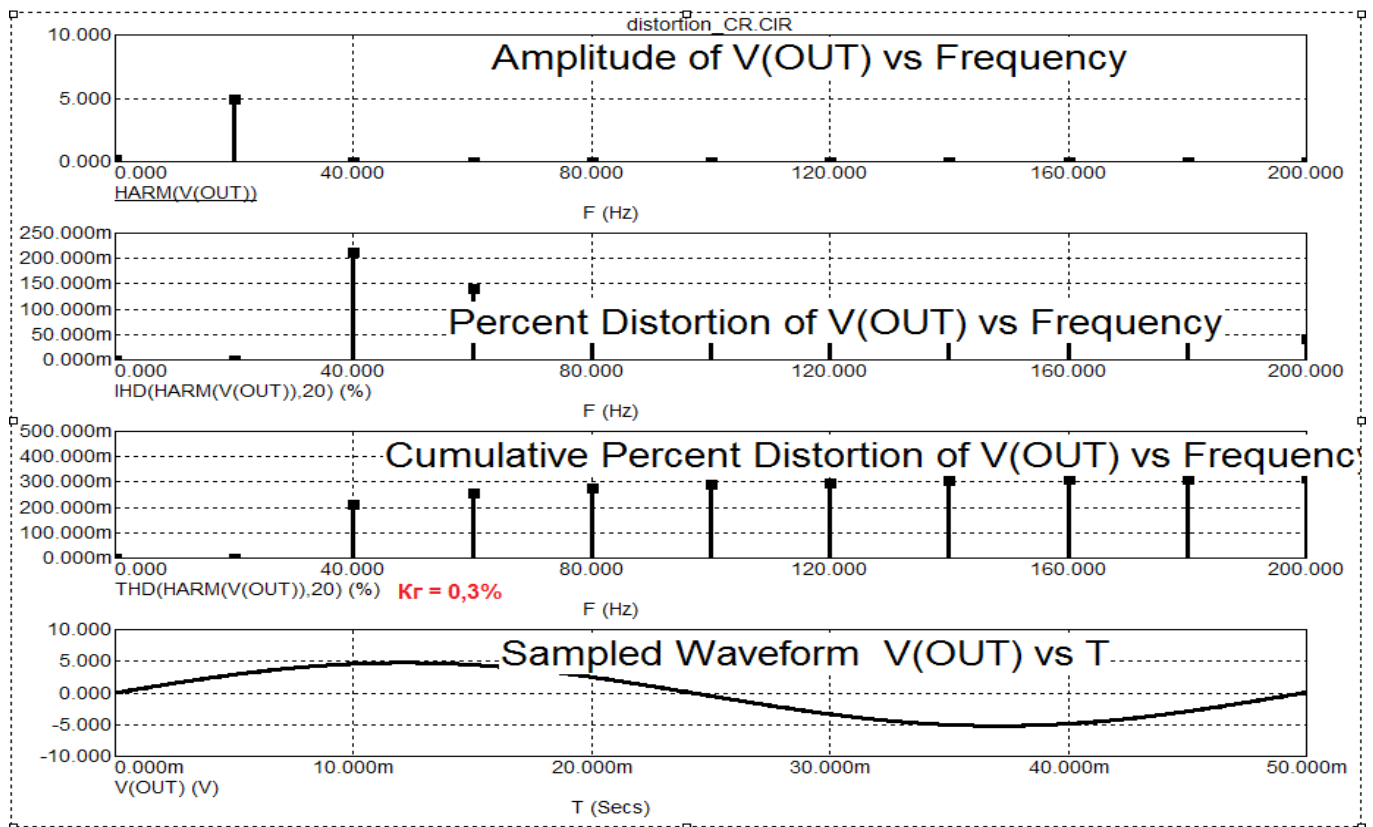


Рис. 19. Нелинейные искажения RC-цепи

На рисунке 19 отчетливо видно что на первом периоде фильтром ВЧ первого порядка с частотой среза 1 Гц на частоте 20 Гц вносятся искажения 0,3% со спадающим спектром. При этом вторая гармоника имеет уровень 0,22%. Если измерить искажения самого генератора на первом периоде, то мы не обнаружим никаких искажений. Если измерить искажения не на первом, а например на 10-м периоде, то вносимые RC-цепью искажения будут более чем на порядок ниже.

Для большей наглядности вносимых искажений обратимся к передаче пачки сигнала типа бурст через фильтр ВЧ [10], рис. 20.

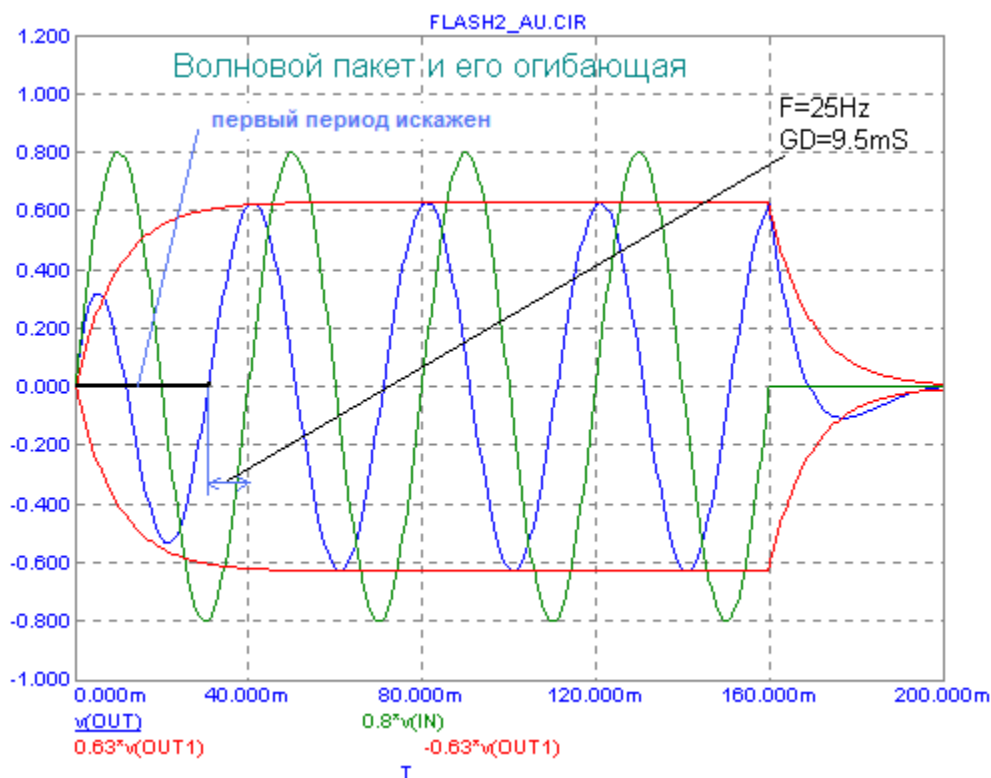


Рис. 20

Из рисунка 20 четко видны искажения формы сигнала первого периода как по длительности полуволн (изменение скважности), так и по их амплитуде, а это не что иное как нелинейные искажения как минимум на время ГВЗ. Таким образом первый период приносится как бы в «жертву». На последующих периодах (в установившемся режиме) мы видим в большей степени линейные искажения — задержку по фазе и уменьшение амплитуды. Обратите внимание на окончание пачки, по окончании возникает затухающий колебательный процесс, чего нет в исходном сигнале. А для музыки это уже «соавторское» участие усилителя.

На рис. 20 приведены искажения сигнала со стационарной амплитудой, с изменяющейся амплитудой искажения будут еще больше, так как конденсатор будет с задержкой заряжаться и на отрицательной полуволне перезаряжаться (т. е. в каждый момент времени на конденсаторе будет разное падение напряжения) изменяя коэффициент передачи и таким образом внося дополнительные искажения формы сигнала.

Почему в статье делается акцент именно на первый период, да потому что музыкальный сигнал не является стационарным, и в каждый момент времени можно считать имеет место новый сигнал с другой частотой и амплитудой.

К искажениям может приводить и неправильно спроектированная система серво, когда она работает как ООС в звуковой полосе, что чаще всего и вызывает нарекания в ее адрес.

Возможно кому то и нравятся искажения такого рода, ведь спектр спадающий. По поводу разделительного конденсатора в интервью журналу АудиоМагазин В.Шушурин (Lamm) высказал следующее:

«Емкостная связь между усилителем напряжения и выходным каскадом выбрана с учетом совершенно особенных соображений. В основе лежит фундаментальный (с моей точки зрения) принцип, состоящий в том, что идея использования так называемого усилителя постоянного тока (отсутствие переходных конденсаторов от входа до выхода), являясь весьма продуктивной при создании устройств типа операционных усилителей (предназначенных для обслуживания потребностей измерительной техники...), в общем случае неприменима при проектировании транзисторных звукоусилительных устройств, и в частности - усилителей мощности...

В течение многих лет я играл в симфоническом оркестре на ударных инструментах - благодаря этому в моей памяти хранилась информация о реальном звучании как ударных инструментов, так и инструментов басового регистра. У меня была возможность привлечь к прослушиванию достаточно серьезных музыкантов и с течением времени мы к нашему общему изумлению заметили, что самые лучшие транзисторные усилители, воспроизводящие сигналы практически от постоянного тока, каким-то дурацким образом придают определенную неестественность звучанию акустических инструментов басового регистра...

К тому времени подросли мои первые образцы усилителей на лампах 6С33С. Эти усилители были спроектированы правильно (!). Неестественность исчезла. Потом меня осенила догадка: абсолютно интуитивно я почувствовал, что следует отказаться от усилителей постоянного тока в транзисторной технике. Как только появился разумный спад АЧХ в области НЧ, все встало на свои места. (Кстати, введение интеграторов еще больше ухудшало ситуацию).

В результате дальнейших прослушиваний мы пришли к следующей формулировке: транзисторный усилитель, построенный по принципу УПТ, каким-то образом неувлимо изменяет, сдвигает, преобразовывает, что ли форманту инструментов, работающих в области басового регистра...

Впоследствии я стремился найти всему этому какое-либо математически-радиотехнически-научное объяснение, но безуспешно. Решение пришло позднее, после того как я начал заниматься некоторыми прикладными аспектами психоакустики и вопросами влияния акустических волн различных частот на человеческий организм.»

Свое мнение по поводу разделительного конденсатора в безОСном УМЗЧ с применением ВК с отрицательным импедансом я высказал в статье [4]. Если коротко, то в ВК с отрицательным выходным импедансом на базе корректора Хаксфорда переходной конденсатор уменьшает выходное сопротивление (делает его еще более отрицательным) на инфранизких частотах, что способствует еще более быстрому успокоению диффузора динамической НЧ-головки делая звук более динамичным и более упругим (эффект близкий к ЭМОС). В ряде случаев конденсатор образуя

ВЧ-фильтр первого порядка может быть полезен, если акустике противопоказаны инфранизкочастотные составляющие сигнала. И здесь приходится выбирать из двух зол меньшее, либо расхлябанный бубнящий бас, либо бас с меньшим уровнем НЧ-составляющих, но более собранный без лишней грязи.

Что касается связи искажений с их заметностью в реальных усилителях, то этот вопрос достаточно подробно исследован давно и описан в ряде публикаций. Вот например выводы из книги [5] в которой приведено много графиков по результатам различных тестов:

«... выводы, основанные на анализе заметности нелинейных искажений, которые могут возникнуть в трактах звукопередачи:

1. Субъективная оценка нелинейных искажений не совпадает с объективной, определяемой по коэффициенту гармоник.
2. Заметность этих искажений на слух зависит от их вида. Слух чувствителен меньше к четным гармоникам (квадратичные искажения) и больше к нечетным гармоникам (кубичные искажения).
3. Чувствительность слуха к нелинейным искажениям возрастает по мере увеличения числа гармоник, появляющихся в сигнале, что подтверждается на примере искажений типа «центральная отсечка».
4. Если квадратичные искажения считать допустимыми при значении коэффициента гармоник равном 5-6%, то для кубичных искажений эта величина должна быть снижена до 2-3%, а для искажений вида «центральная отсечка» — до 1-2%.
5. Характер передаваемого сигнала влияет на заметность названных искажений. Наименьшая заметность квадратичных и кубичных искажений характерна для голоса (речь, пение), - наибольшая заметность — для оркестровых программ. При искажениях типа «центральная отсечка» наибольшая заметность установлена для речевых передач.
6. Заметность нелинейных искажений всех типов увеличивается вместе с расширением частотного диапазона звукопередачи.»

Хочу отметить что сделанный мной тестовый сигнал с двумя видами второй гармоники уровнем 5% и третьей уровнем 3% уверенно показывает значительно большую заметность третьей гармоники по сравнению со второй, хоть и меньшего уровня.

Исследования, проведенные с помощью компьютерного моделирования, показали что стандартные методы тестирования себя изжили. Используя нетрадиционный подход к анализу УМЗЧ мы обнаружили серьезные отклонения параметров от измеренных классическим способом. Обнадешивает то, что сегодня практически ни один разработчик аудиотехники не обходится без моделирования и предложенный способ эмуляции может быть полезен для предварительной оценки поведения УМЗЧ на сложном сигнале.

Напрашивается вывод, что для того чтобы свести заметность искажений глубокоОСного усилителя к минимуму требуется расширить его полосу пропускания на полной мощности до нескольких МГц. Правда это не так просто выполнить даже на современной элементной базе, тем не менее такие усилители уже существуют, встречал в рекламных проспектах с полосой пропускания даже до 5 МГц. В качестве радиолубительских разработок можно привести глубокоОСный усилитель О.Шаманкова с полосой 5 МГц, а также усилитель А.Трусова без ООС с полосой 0...3,2 МГц и регулируемым выходным импедансом на основе корректора Хаксфорда демонстрировавшиеся на выставке Hi-End 2015 в Москве. Правда для безОСных усилителей такая широкая полоса пропускания не актуальна если использован и безОСный УН. В случае использования ОСного УН его следует выполнять по схмотехнике усилителей с ТОС как обладающих наибольшей широкополосностью, но в этом случае на выходе УН следует использовать буфер с высокой нагрузочной способностью для минимизации искажений, так как резисторы ОС обычно небольшого сопротивления и являются большой нагрузкой для выхода УН. Для дальнейшего расширения полосы пропускания такой выходной буфер обычно делают со

следящим питанием. Наиболее просто это делалось в усилителях Accuphase, ряд подобных буферов был рассмотрен в ветке по усилителю, ниже приведена ссылка на сайт.

Подводя черту хочется отметить что последнее время все большую популярность набирают гибридные усилители. Работы Е.Карпова показывают что большинство ламповых драйверов хоть и вносят сравнительно большие искажения до 0,3% и более, но их спектр очень короткий, часто ограничивается по сути одной второй гармоникой. К такому драйверу достаточно подключить простой однотактный ВК (например И.Семынина, легко найти в интернете), псевдодвухтактный ВК класса А, например [7] или [8], двухтактный [9] и др, ВК с отрицательным выходным импедансом [4] или по мотивам SAPR (ник на ветке <http://forum.vegalab.ru/showthread.php?t=67498&page=95>) и вы получите УМЗЧ с прекрасным звуком.

Литература:

1. М.А.Амелина, С.А.Амелин. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap8, М, Горячая линия — Телеком, 2007
2. Bert Fruitema, Hose 12 Single Ended High-end buizenversterker met de 300B, Elector Audio Special №1, p.10 (Niderlands)
3. С.Рубальский, Транзисторная альтернатива ламповому однотакту, Радиохобби 2014, №5-6
4. А.Петров, Выходной каскад УМЗЧ без общей ООС с независимыми регулировками тока покоя и выходного импеданса, Радиохобби 2013, №5
5. В.С. Маньковский - Основы звукооператорской работы, М, Искусство, 1985
6. О.Шаманков, Усилитель мощности в классе А со сверхбыстродействующей ООС, Радиолюбитель 2014, №№7, 8
7. Stephen W. Moore, A Hybrid Valve MOSFET SE Amp, AudioXpress 2007 (Радиохобби 2007, №6)
8. А.Петров, Псевдодвухтактные выходные каскады класса А, Радиохобби 2014, №4
9. А.Петров, Выходной каскад класса А для УМЗЧ без общей ООС, Радио 2015, №8
10. Н.Мухамедзянов, Групповое время задержки, <http://www.vegalab.ru/content/view/216/56/>

Александр Петров

20 февраля 2016