

# **Компенсационный метод тестирования моделей усилителей звуковой частоты на этапе их проектирования.**

Основные измеряемые сегодня параметры такие как КНИ и ИМИ не коррелируют с качеством звука.

Такие параметры как КНИ и ИМИ показывают только вносимые усилителями продукты искажений (гармоники, продукты интермодуляции) в установившемся режиме, но не отражают динамические искажения возникающие в моменты изменения амплитуды сигнала или его частоты, а также не отражают искажения памяти.

## **Аннотация**

Использование симулятора для изучения параметров различных усилителей с ООС позволило установить корреляцию между вносимым временем задержки прохождения сигнала с имеющимися сведениями о субъективно оцениваемом качестве звучания, что указывает на целесообразность применения этого метода на этапе проектирования электронных усилителей высокой верности воспроизведения для аудиосигналов.

С помощью симулятора установлено что усилители с наименьшим временем задержки прохождения сигнала вносят и наименьшие дополнительные искажения в начале и конце бурстов, а также в моменты изменения частоты или амплитуды сигналов что является непрерывным процессом в звуковых сигналах.

## **1. Введение**

Измерение искажений имеет основополагающее значение для проектирования и оценки аудиосхем. С самого начала развития схемотехники аудиоусилителей было определено несколько методов измерения искажений, которые широко используются для улучшения аудиосхем по сегодняшний день. Однако оценка усилителей высшего качества с помощью прослушивания не соответствует цифрам, полученным с помощью этих методов и все больше и больше людей предпочитают ламповые схемы, или схемы без применения общей ООС несмотря на их низкие показатели искажений.

Были попытки определить новые, более точные измерения, лучше коррелирующие с субъективными тестами, но без особого успеха. Объяснение этой неудачи может заключаться в том, что эти новые измерения основаны на классическом использовании синусоидальных сигналов в установившемся режиме без учета природы реальных звуковых сигналов. Реальный сигнал похож на что угодно, но только не на стандартный сигнал в 1 кГц. Звуковой сигнал меняется псевдослучайным образом по амплитуде, частоте, спектральному составу. Вопросы теоретических основ искажений в сигналах близких к звуковым плодотворны и ведут к открытию новых горизонтов в проектировании усилителей дружелюбных слушателям. Эта работа является дальнейшим развитием работы [1].

## **2. Обобщенный теоретический анализ**

### **2.1. Традиционный теоретический анализ**

На рис. 1 представлена классическая теоретическая модель аудиоусилителя. Эта модель является основой для измерения искажений усилителя. Он состоит из идеального усилителя и двух генераторов искажений: генератор линейных искажений соответствует амплитуде, фазе, наклону фазы и групповой задержке, возникающим в результате ограничений полосы частот реального усилителя; генератор нелинейных искажений соответствует нелинейной передаточной характеристике реального усилителя.

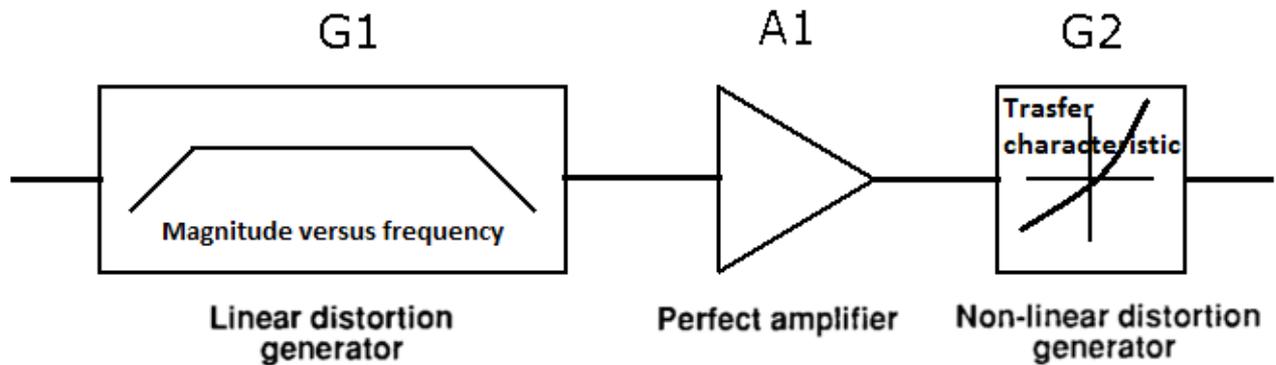


Рис. 1. Классическая теоретическая модель аудиоусилителя

Цель измерения текущих искажений состоит в том, чтобы охарактеризовать генераторы искажений. Ограничение полосы и нелинейная передаточная функция измеряются для того, чтобы полностью охарактеризовать тестируемую схему и определить ее искажения для любого аудиосигнала. Характеристики генераторов искажений производятся синусоидальными сигналами.

Этот подход является строгим и действителен до тех пор, пока действительна сама модель. Справедливость модели искажения широко признана, даже несмотря на то, что эта модель не принимает во внимание известные явления искажений:

- переходные интермодуляционные искажения связанные с поворотом сигнала SID (Slew-rate Induced Distortion),
- искажения памяти,
- динамические искажения связанные со сложным характером реальных сигналов,
- искажения во временной области.

Причина этого в том, что применяются устаревшие традиционные методы измерений с применением стандартных измерительных приборов и синусоидальных сигналов в установившемся режиме. Однако применение более сложных тестовых сигналов в виде бурстов и сигналов треугольной формы при измерении искажений компенсационным методом показывает, что линейные и нелинейные искажения могут комбинироваться более сложным образом, чем в классической модели усилителя. Таким образом, их нелинейность не может быть адекватно проанализирована с помощью синусоидальных волн и, следовательно, с помощью классических измерений искажений.

Была попытка оценивать качество усилителей с помощью дифференциального теста «прямого провода» (SWDT - «straight-wire» differential test) [2]. Однако этот тест измерял векторные погрешности а не искажения. И хотя условием выполнения теста должна быть задержка прохождения сигнала на частоте тестирования всего 8 нс положительный результат теста не гарантировал качество звука тестируемого усилителя так как не учитывал продукты искажений во временной области и поведение ГВЗ сразу за пределами звукового диапазона.

## 2.2. Новый теоретический анализ

Тщательный теоретический анализ звуковых цепей выявляет множество возможных причин, делающих характеристики нестабильными и особенно изменяющимися в зависимости от сигнала. Эти изменения часто имеют постоянные времена, вызывающие явления памяти, а также приводят к деградации важных составляющих сигнала отвечающих за естественность звучания.

Для анализа искажений может быть предложена новая модель тестирования схемы (новый компенсационный метод тестирования), включающая идеальную линию задержки X1, дополнительный идеальный усилитель A2 и сумматор X2 (рис. 2).

В идеальном случае, для того чтобы усилитель не вносил искажений в передаваемый сигнал, необходимо, чтобы кривая изменения напряжения на выходе точно повторяла в увеличенном масштабе кривую изменения напряжения на входе. При этом неизбежен сдвиг во времени  $\Delta t$  между входным и выходным напряжениями, равный времени прохождения сигнала через усилительное устройство (time Propagation Delay).

Условие неискаженного усиления сигнала может быть записано в виде:

$$V_{out}(t) = V_{in} K_u (t - \Delta t) = V_{in} K_u (t - t_{PD})$$

где

$K_u$  – коэффициент усиления на частоте тестирования;

$t$  – время в которое нас интересует значение выходного напряжения;

$t_{PD}$  – время задержки прохождения сигнала на частоте тестирования [3]

Для этого необходимо, чтобы соотношения амплитуд и фаз гармонических составляющих выходного напряжения были соответственно такими же, как и у входного напряжения. Это означает, что как изменения амплитуд, так и запаздывание во времени всех гармонических составляющих не должны зависеть от частоты.

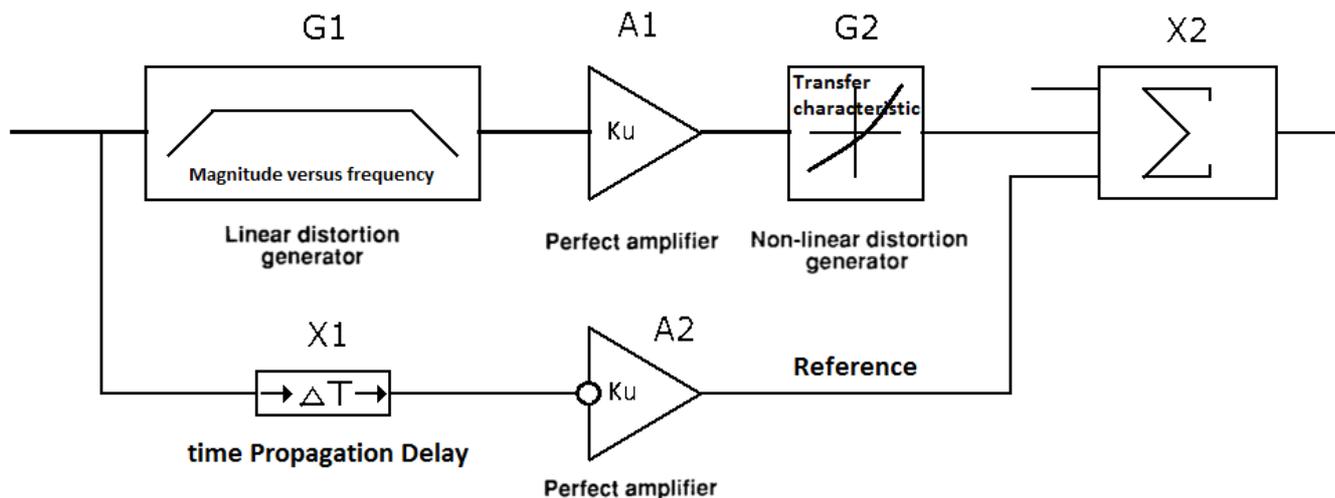


Рис. 2. Компенсационный метод измерения искажений

При измерении компенсационным методом входной сигнал является эталоном и не должен подвергаться никакой обработке кроме масштабирования и сдвига во времени.

Любой усилитель имеет усиление ( $K_u$ ) и задержку прохождения сигнала  $t_{PD}$  (time Propagation Delay). За эталон для сравнения принимают входной сигнал умноженный на  $K_u$  и сдвинутый во времени на время задержки  $t_{PD}$ . Ориентировочное значение задержки берут с горизонтального участка ГВЗ графика Боде. Окончательное значение уточняется в процессе тестирования специальными сигналами (см. п.3). Входной сигнал умноженный на  $K_u$  назовем приведенным к уровню выходного сигналом или просто приведенным сигналом.

Далее путем вычитания эталона из выходного сигнала и получают продукты искажений, показано на рис. 2. При этом сразу получаем все продукты искажений в натуральном масштабе, в том числе и искажения памяти (memory distortion) которые не выявляются никакими другими тестами (КНИ, ИМИ и др.). В симуляторе идеальный усилитель  $A_2$  может быть заменен простой операцией умножения, а сумматор  $X_2$  — операцией вычитания сигналов.

Усилители без ООС состоят из двух основных узлов:

усилитель напряжения (УН) и усилитель тока - выходной каскад (ВК) который чаще всего не нуждается в индуктивности на выходе.

Оба этих узла имеют малое время задержки прохождения сигнала (не более 50 нс) и как правило достаточно широкополосны так как не охвачены коррекцией для обеспечения устойчивой работы и существенно ограничивающей полосу пропускания.

Типовое время задержки прохождения сигнала в усилителях с ООС находится в пределах 0,2...3,5 мкс и только в редких образцах опускается ниже 0,1 мкс.

Следует различать следующие виды искажений:

- нелинейные искажения в виде гармоник (дополнительные гармоники в спектре);
- продукты интермодуляции в случае двух или мультитональных сигналов;
- линейные искажения: изменение амплитуды сигнала и его фазы без добавления

- гармонических составляющих (имеют место в установившемся режиме);
- переходные искажения — искажения связанные с постоянными времени входных цепей и цепей ОС. Во время переходных процессов гармонические сигналы становятся квазигармоническими и обогащаются дополнительными гармоническими составляющими [4];
  - временные искажения резонансного характера связанные с наличием индуктивности на выходе усилителя и реактивным характером нагрузки. Этот вид искажений также может давать нежелательный дополнительный уровень гармонических составляющих;
  - искажения памяти (искажения связанные с тепловыми процессами в полупроводниках и с электрическими постоянными времени);
  - динамические интермодуляционные искажения сигнала типа SID (Slew-rate induced distortion) возникающие в моменты его отклонениями от синусоиды: изменение частоты, изменение амплитуды или и то и другое одновременно что и имеет место в звуковых сигналах непрерывно.

Традиционными методами измерения искажений выявляется только первые два вида искажений которые слабо коррелирует с качеством звука.

Последний вид искажений зависит от времени прохождения сигнала в усилителе. Этот вид искажений наиболее неблагоприятен, так как ведет к деградации звука, к потере микродинамики - «смазывает» тонкие детали звукового материала подобно компрессору mp3.

Усилители с общей ООС подвержены всем видам искажений, в то время как усилители без ООС в наименьшей степени подвержены последнему виду искажений.

### **3. Новый набор тестовых сигналов.**

Компенсационный метод измерения искажений не нов, одно из первых упоминаний об этом методе описано в [5]. Следующие упоминания можно найти в работах [6] и [7].

К недостаткам указанных методов можно отнести то, что в качестве линии задержки для входного сигнала применялись RC-цепочки. Такие линии задержки вносят переходные и линейные искажения в тестовые сигналы как эталоны что недопустимо.

Для выявления всех видов искажений необходимо использовать идеальную линию задержки что возможно в симуляторах в процессе отладки схем, а также применять вместо синусоидальных сигналов более сложные тестовые сигналы.

К таким сигналам можно отнести следующие сигналы:

- бурсты частотой 10 кГц (2-3 периода) с чередующейся полярностью первого полупериода;
- бурсты частотой 10 кГц разной амплитуды без разрыва фазы;
- бурсты частотой 10 и 20 кГц без разрыва фазы, в том числе и разной амплитуды;
- треугольные сигналы частотой 10 кГц.

Перед подачей таких сигналов на вход тестируемой модели усилителя их подвергают обработке ФНЧ первого порядка с частотой среза 100 кГц (как в тесте DIM-100).

Перед сигналом генератора имеет смысл вставить линию задержки на 50 мкс, а при просчете оставить место для возможности наблюдения возможных переходных процессов по окончании второго бурста.

Применение коротких бурстов (достаточно двух периодов) следующих друг за другом с интервалом в 1...3 периода позволяет выделить в паузах как переходные искажения, так и искажения памяти которые могут быть зависимы от полярности первого полупериода в бурстах.

В качестве эталона продуктов искажений первых двух тестовых сигналов можно использовать продукты искажений выделенные на синусоидальном сигнале в установившемся режиме с помощью режекторного фильтра на 10 кГц, рис. 3

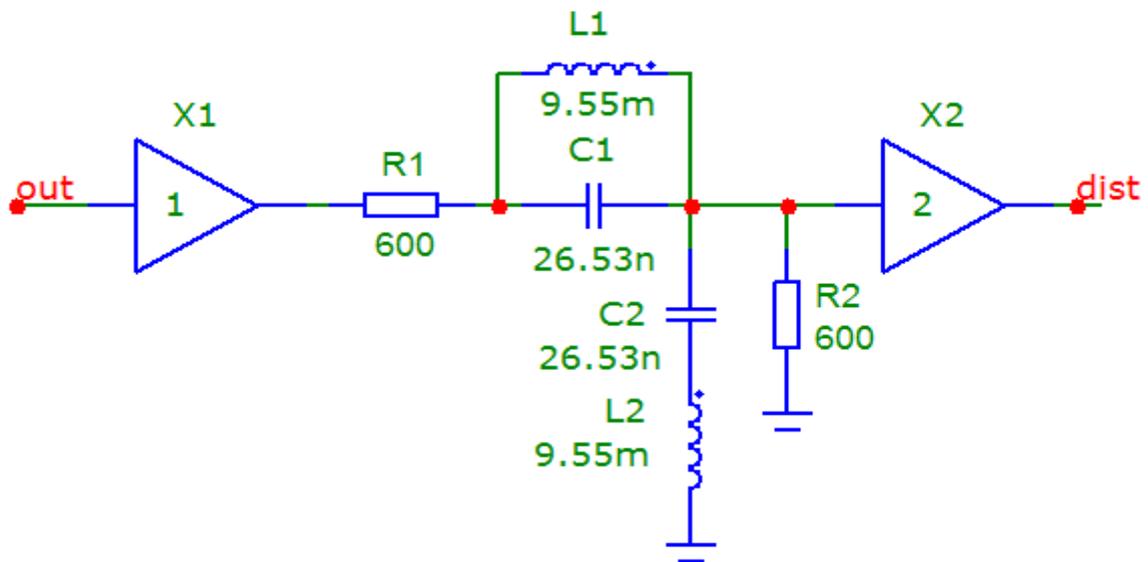


Рис. 3. Режекторный фильтр на частоту 10 кГц

Диаграмма Боде такого фильтра представлена на рис. 4

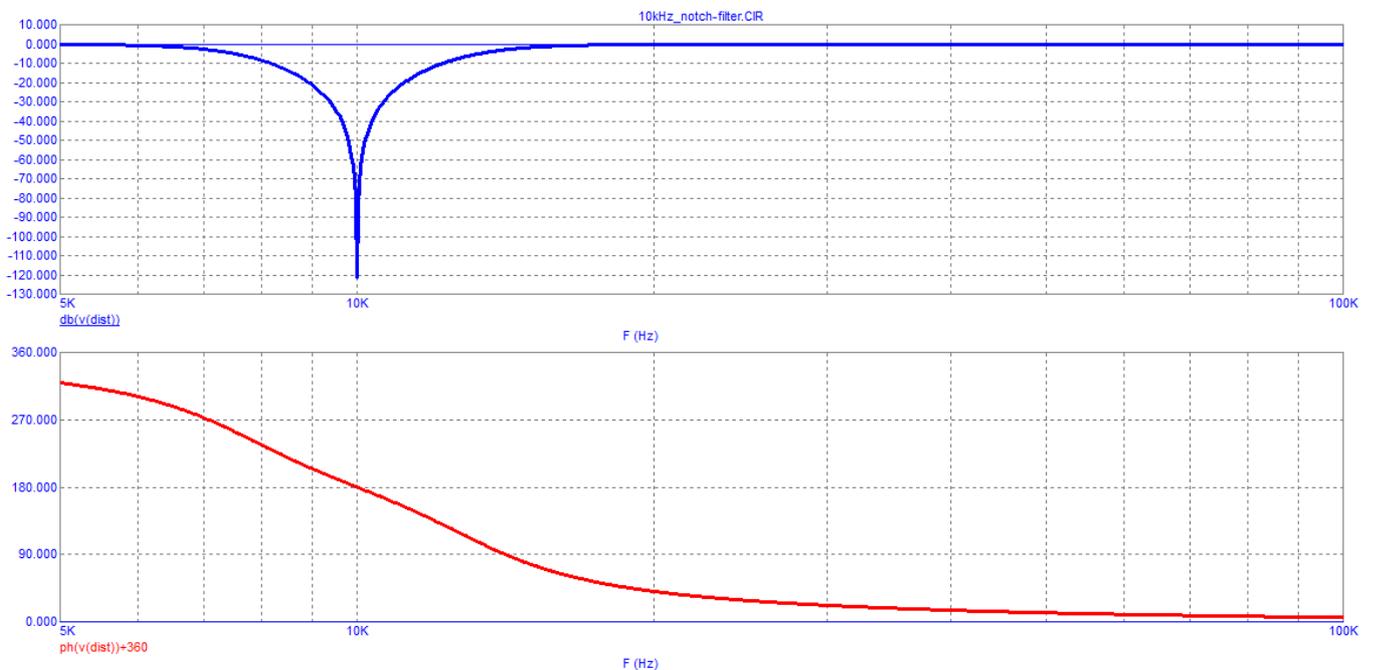


Рис. 4. Диаграмма Боде режекторного фильтра.

Из диаграммы Боде видно что уже начиная с 20 кГц (2-я гармоника тестового сигнала) коэффициент передачи фильтра равен 1, а максимальное отклонение по фазе менее 45 градусов для 2-й гармоники сигнала.

При использовании такого фильтра, например в программе Micro Cap запускают тест Transient на 2 мс и смотрят продукты искажений в интервале 1,7 ...2 мс (т. е. по окончании переходных процессов в фильтре).

Можно с уверенностью сказать что уже со второго периода сигнала частотой 10 кГц у подавляющего большинства усилителей (особенно у усилителей постоянного тока (УПТ) в которых нет переходных искажений связанных с наличием конденсаторов на входе, выходе и в цепи ОС) спектр искажений мало отличается от спектра в установившемся режиме. Поэтому при проведении теста компенсационным методом задача инженера использующего этот метод состоит в том чтобы получить максимальное совпадение продуктов искажений второго периода бурстов и последующих с продуктами искажений на выходе режекторного фильтра как по амплитуде, так и по форме. Это достигается уточнением как коэффициента передачи, так и времени идеальной

линии задержки.

#### 4. Корреляция с тестами прослушивания

В работе [1] доказано что усилители с отсутствующими искажениями памяти (в частности ламповые усилители) выгодно отличаются по качеству звука от усилителей в которых подобные искажения присутствуют.

Был проведен анализ информации об усилителях без NFB таких фирм как Densen, Threshold, Pioneer, Nakamichi, Akai а также об усилителях без использования глобальной NFB таких разработчиков как Чарлез Хансен, Нельсон Пасс, Jeff Rowland, Mike Malinowski, Владимир Шушурин (Lamm) и др.

Несмотря на относительно высокий уровень искажений по сравнению с усилителями имеющими глубокую ООС именно эти усилители обеспечивают наилучшее качество звука. И это не удивительно, ведь задержка прохождения сигнала в таких усилителях ничтожно мала, а спектр гармоник короткий, спадающий.

Одновременно проделана большая работа с моделями усилителей с ООС. Время задержки прохождения сигнала в таких усилителях колеблется в пределах 0,2...3,5 мкс. Более того, такие усилители имеют низкую частоту первого полюса, их выходное сопротивление не постоянно в звуковой полосе и имеет фазовый сдвиг в соответствии с фазой петлевого усиления что также не способствует качеству звука. Результат повторялся с неизбежной стабильностью: чем меньше задержка прохождения сигнала — тем шире малосигнальная полоса пропускания, тем более быстродействующая ОС, тем лучше она справляется с коммутационными и другими видами искажений, тем меньше модели таких усилителей подвержены динамическим интермодуляционным искажениям типа SID в моменты изменения как частоты, так и амплитуды входного сигнала, и тем меньше шумовая подставка при измерении ИМИ а значит и выше корреляция с качеством звука.

В работе [8] был проведен анализ причин возникновения SID и сделан вывод что одна из причин их возникновения чрезмерная глубина ООС и ее недостаточное быстродействие. Оптимальной глубиной ООС при достаточном быстродействии (ГВЗ не более 100...120 нс) было рекомендовано значение 30...40 дБ.

#### 5. Вывод.

Представлен компенсационный метод измерения всех видов искажений. Метод реализован и опробован на большом количестве моделей усилителей звуковой частоты и показал высокую эффективность.

Сегодня когда ни одна разработка аудиоусилителей не обходится без предварительного моделирования в симуляторе и оптимизации таких основных параметров как запас по фазе и усилению на реактивной нагрузке целесообразно измерять ГВЗ и анализировать его поведение далеко за пределами звукового диапазона. Спад ГВЗ должен быть плавным, без значительных выбросов и не принимать отрицательных значений.

При разработке усилителей с ООС следует избегать разработок с ГВЗ более 100 нс. в диапазоне частот от 5 кГц до 300 кГц. Подъем ГВЗ за пределами звукового диапазона выше 100...150 нс в диапазоне частот до 300 кГц нежелателен. Небольшой подъем ГВЗ с невысокой добротностью допустим в районе 1 МГц и выше с последующим плавным спадом. Выбросы ГВЗ с высокой добротностью могут говорить о склонности усилителя к паразитной генерации. Наиболее предпочтительными следует признать усилители постоянного тока (УПТ) у которых ГВЗ постоянно от инфранизких частот (в некоторых паспортах на усилители указывают «от DC»).

Если усилитель разработан грамотно и его ГВЗ горизонтальная линия как минимум от 5 кГц и до нескольких сот кГц то выравнивание эталона и выходного сигнала происходит автоматически до 15...20 гармоник звукового диапазона. В THD в лучшем случае учитывается 10 гармоник, а часто и вообще до 80 кГц (т. е. до 4-х гармоник сигнала частотой 20 кГц).

Что касается допустимого уровня THD, то психоакустика дает такой ответ: «Пороги слуховой чувствительности существенно зависят от характера нелинейности: при появлении низших (второй, третьей) гармоник пороги слуха для тональных (одиночных, синусоидальных) сигналов составляют 0,1%, для фортепианной музыки 1-2%, для эстрадной музыки до 7%.» [9].

Применение этого метода на этапе разработки позволит существенно повысить уровень разработок.

Литература:

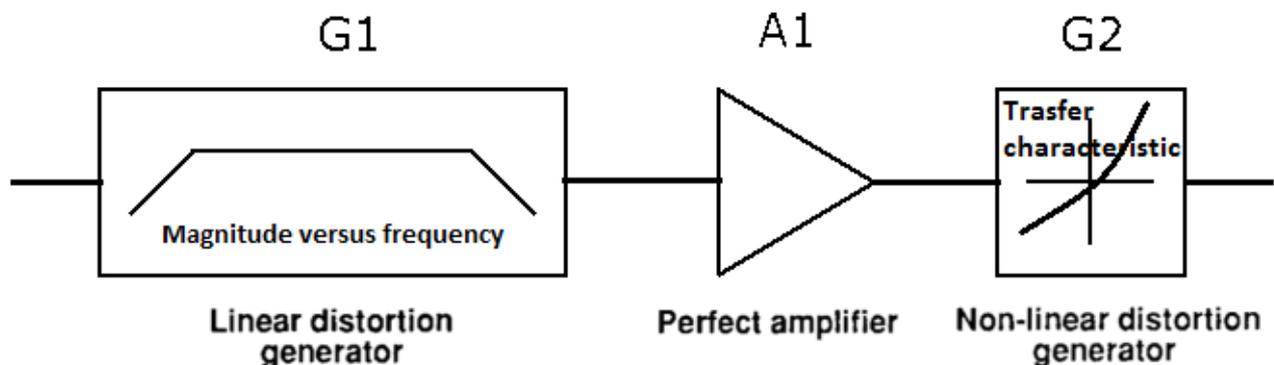
1. Gérard PERROT, Measurement of a Neglected Circuit Characteristic, AES-100, may 1996
2. Nulling Out Amp Distortion by David Hafler (Feb. 1987),  
[https://gammaelectronics.xyz/audio\\_02-1987\\_null.html](https://gammaelectronics.xyz/audio_02-1987_null.html)
3. С.Н.Кризе, Усилительные устройства, Связьиздат 1958
4. Л.М.Финк, Сигналы, помехи, ошибки... , М, Радио и связь, 1984
5. М.А. Сапожков, Корреляционный метод измерения нелинейных искажений передачи, Акустический журнал, Том 2, вып. 3, 1956
6. Jan Lohstroh and Matti Otala, An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirements, IEEE TRANSACTIONS ON AUDIO AND ELECTROACOUSTICS, VOL. AU-2 1, NO. 6, DECEMBER 1973
7. P.J. Baxandall, Audible amplifier distortion is not a mystery, Wireless World, november 1977
8. An Overview Of SID and TIM, Walter G. lung, Mark L. Stephens, and Craig C. Todd
9. И.Алдошина, Слуховые пороги (ч.2), Звукорежиссер 2000-06

Александр Петров  
Беларусь  
30.05.2024

## Приложение 1

### Обоснование идеальной линии задержки

В статье AES-100 [1] приведена классическая структурная схема УМЗЧ.



Блок G1 формирует АФЧХ, A1 — идеальный усилитель, G2 – формирует нелинейные искажения (НИ).

Подавляющее большинство разработчиков считали (и считают сегодня) что достаточно измерить нелинейные искажения (THD) и по ним можно будет судить о качестве УМЗЧ. Благодаря увеличению глубины ООС добились ничтожно малых значений THD, но адекватного прироста качества не получили, а в ряде случаев скорее наоборот — получили звук далекий от реального. Из огромного количества разработок хорошим качеством звука отличались только некоторые из них. Один из таких усилителей AMPZILLA II.

<https://www.pult.ru/articles/interesting/legendarnye-kotorye-mi-poteryali/> [2]

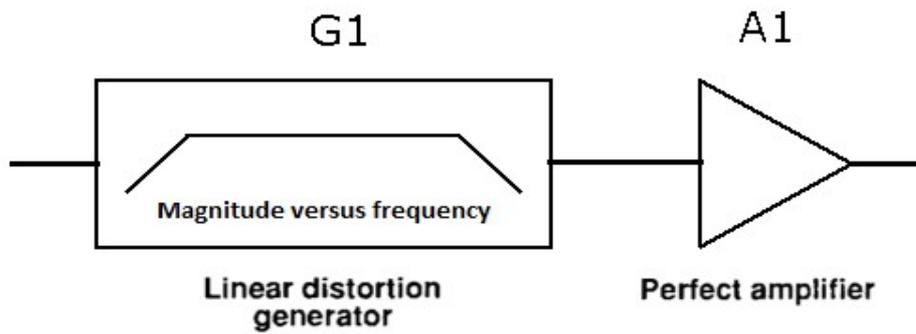
Парадоксально, но лампово-правоверная аудиофильская критика (в журналах типа Stereophile, Pride Audio и др.), высоко оценила этот вопиющий образчик транзисторно-полупроводниковой бездушности, со смехотворным (для Hi End) ценником, отметив в частности:

*«Многие транзисторные усилители, тогда и сейчас, демонстрируют наличие впечатляющих технических характеристик, но это не больше, чем наличие стерильного мертвого звука. То есть, ему не хватает эмоциональной напряженности.»*

*С усилителем Ampzilla II это всегда происходит по-другому. Его ритмичная, полная динамики презентация покоряла всех любителей музыки, в то время как меломаны старались найти в спектре высоких частот все больше подробностей.»*

К анализу упрощенной модели этого усилителя вернемся чуть позже, а сейчас продолжим работу с блок-схемой.

Предположим что усилитель не вносит нелинейные искажения, тогда выпадает G2. В результате получим следующую блок-схему



Промоделируем модель на основе идеального усилителя.

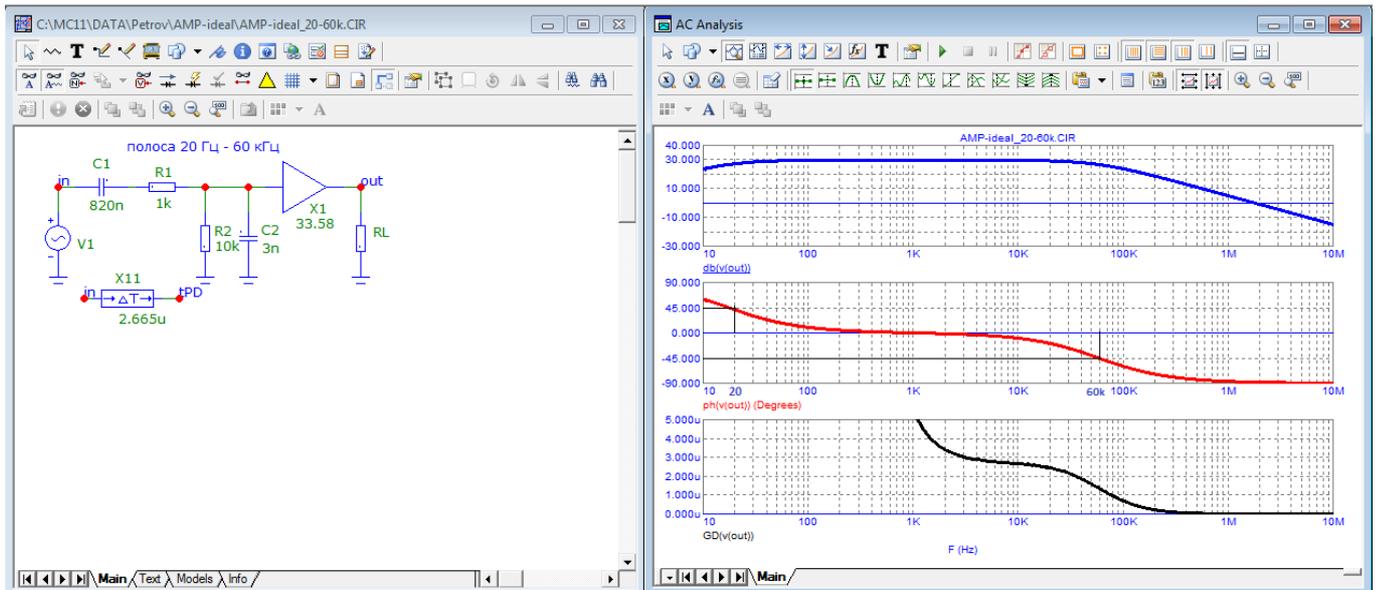
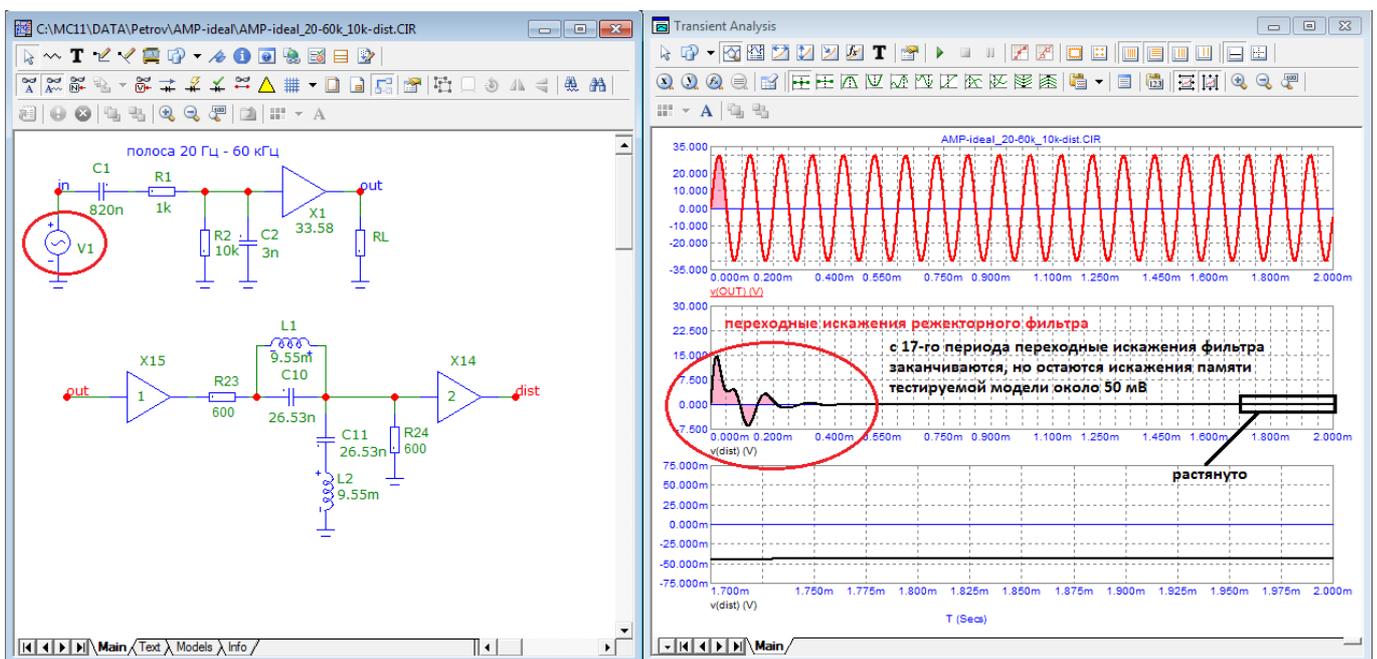


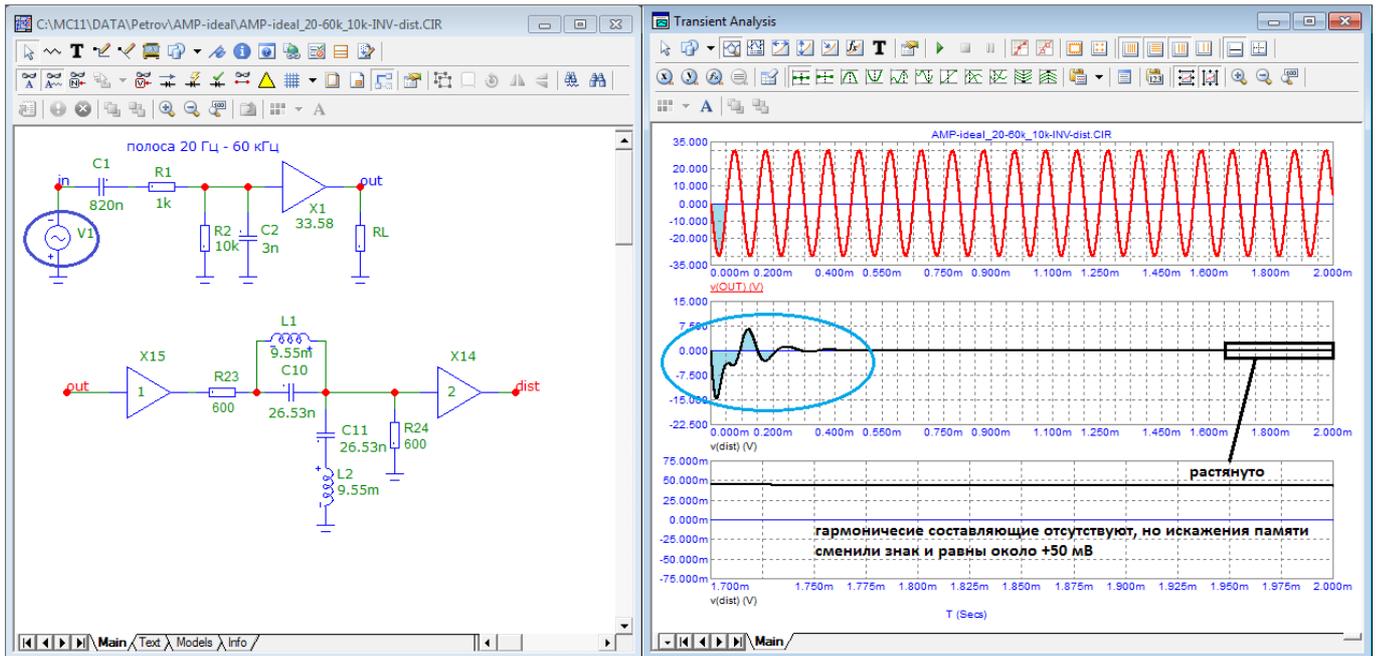
Диаграмма Бode усилителя с полосой 20 Гц — 60 кГц на основе идеального усилителя.

Измерим искажения такой модели на частоте 10 кГц с помощью режекторного фильтра



После 17-го периода практически отсутствуют переходные искажения режекторного

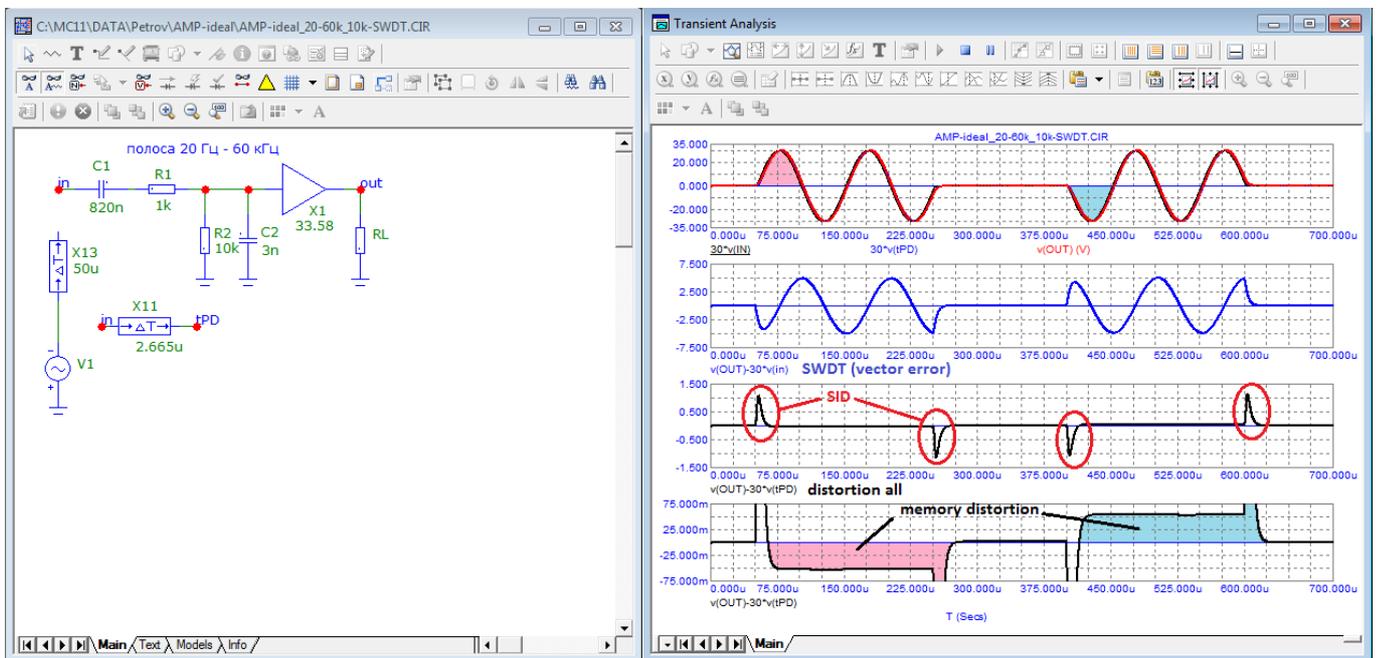
фильтра, гармонических составляющих также нет (ведь модель усилителя идеальная), но остается постоянная составляющая около минус 50 мВ. Изменим полярность первой полуволны сигнала.



С изменением полярности сигнала продолжительность переходных процессов фильтра не изменилась, они стали зеркальными, изменилась и полярность постоянной составляющей (искажения памяти) — они улетели в положительную область. Нетрудно представить себе как будут «летать» продукты искажений реального звукового сигнала в котором всплески первого периода сигналов не предсказуемы. В данном случае только к 50-й миллисекунде искажения памяти снижаются до пренебрежимо малого уровня, а это как никак 500-й период сигнала.

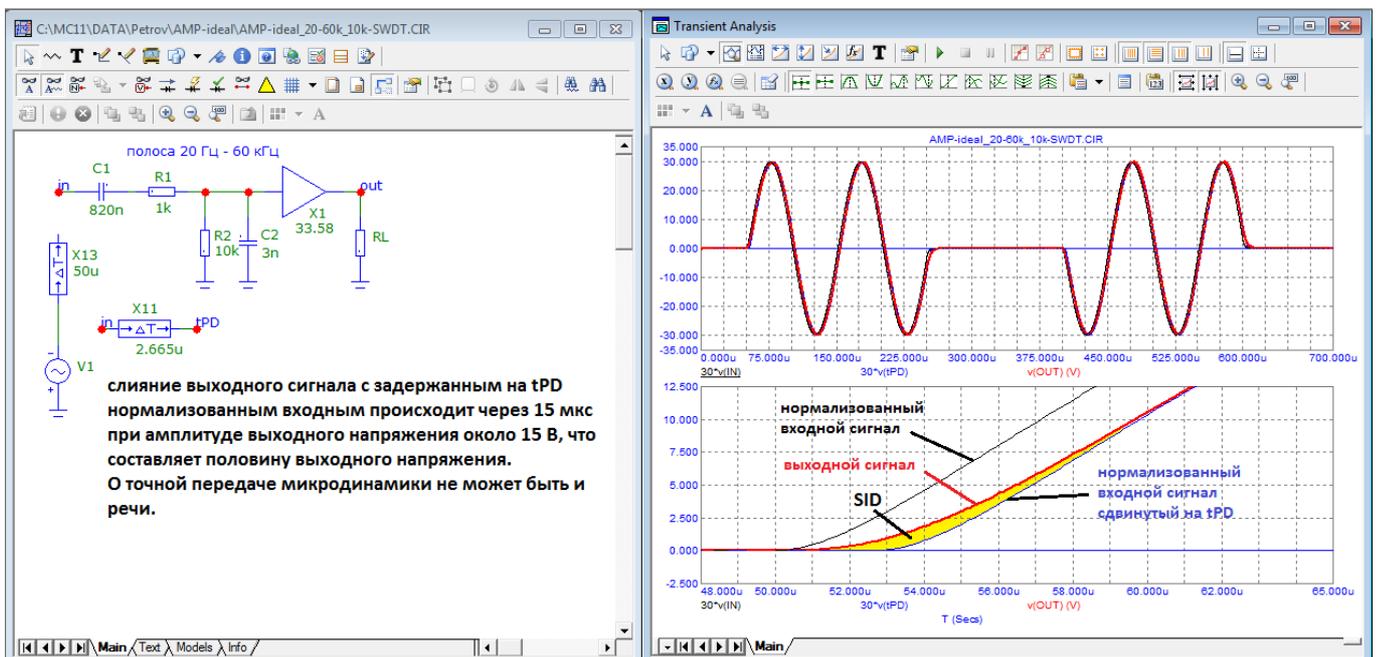
Время 50 мс ничтожно мало по сравнению временем включения прибора ИНИ для измерения Кг. Сначала мы включаем УМЗЧ и даем ему выйти на температурный режим (от 10 минут до часа и более), генератор также включают заранее. Затем подключаем ИНИ к выходу УМЗЧ и подаем сигнал на его вход. В худшем случае проходят секунды (а не 50 мс) перед тем как запускают ИНИ в режим тестирования. В любом случае измерения происходят в установившемся режиме и никаких искажений кроме Кг (THD) тест выявить не может.

Чтобы убедиться что постоянная составляющая в продуктах искажений принадлежит усилителю, а не фильтру, проведем компенсационный тест. Бурсты обрабатываем ФНЧ 100 кГц (как в тесте DIM-100).



Компенсационный тест показал тот же результат что и режекторный фильтр сразу после окончания переходного процесса фильтра (после 17-го периода) — выявил искажения памяти которые в установившемся режиме усилителя (к 500-му периоду сигнала) уже практически отсутствуют и измерителями ИНИ не выявляются. Тест выявил и искажения SID в начале и конце бурстов.

Что же происходит в начале (и конце) бурстов. Для этого растянем начальный участок



Нормализованный входной сигнал (синяя) сдвинут на время  $t_{PD}$  (идеальное время задержки равно времени прохождения сигнала на частоте тестирования). Идеальный случай когда выходной сигнал в точности повторяет задержанный входной сигнал [3], но это происходит в установившемся режиме.

Ниже представлена выдержка из [3]

В идеальном случае, для того чтобы усилитель не вносил искажений в передаваемый сигнал, необходимо, чтобы кривая изменения напряжения на выходе точно повторяла в увеличенном масштабе кривую изменения напряжения на входе. При этом обычно допустим некоторый сдвиг во времени  $\Delta t$  между входным и выходным напряжениями, равный времени пробега сигнала через усилительное устройство. **(time Propagation Delay)**

Условие неискаженного усиления сигнала может быть записано в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = k u_{\text{вх}}(t - \Delta t),$$

где  $k$  — постоянная величина. **(Ku)** **идеальной задержки**

В данном случае выходной сигнал сливается с задержанным нормализованным входным сигналом только выше 15 Вольт. По времени процесс занимает более 12 мкс. Это как раз и совпадает с временем переходного процесса равному  $(3...5) \tau$  или  $(3...5) \text{ГВЗ}$  до точности установления 95...98 %.

Растянутый участок наглядно показывает что на начальном участке выходной сигнал не повторяет задержанный нормализованный входной сигнал. Желтым цветом выделена погрешность — это и есть динамические искажения связанные с поворотом сигнала (SID).

Надеюсь понятно, что если в ЭТАЛОН (нормализованный входной сигнал задержанный на время  $t_{PD}$ , см. статью) внести такие же искажения АЧХ как вносит сам усилитель то никаких дополнительных искажений (перечислены в статье) кроме THD мы не обнаружим. В этом случае теряет смысл компенсационного метода тестирования так как будут выявлены только гармонические составляющие внесенные тестируемым усилителем.

Ну а теперь вернемся к усилителю AMPZILLA II и протестируем его слегка упрощенную модель. (снижено напряжение питания до +40В, убрана схема защиты, упрощен ВК). Следует отметить что схема защиты выполнена грамотно!

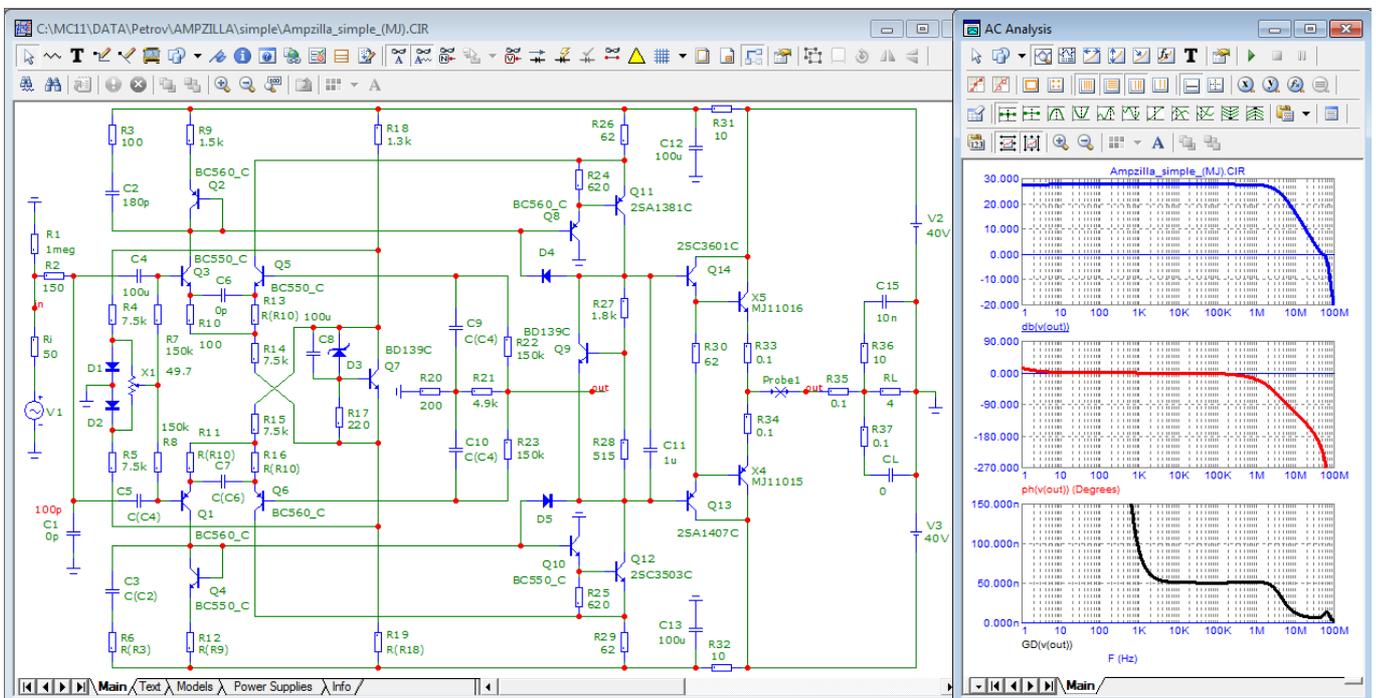
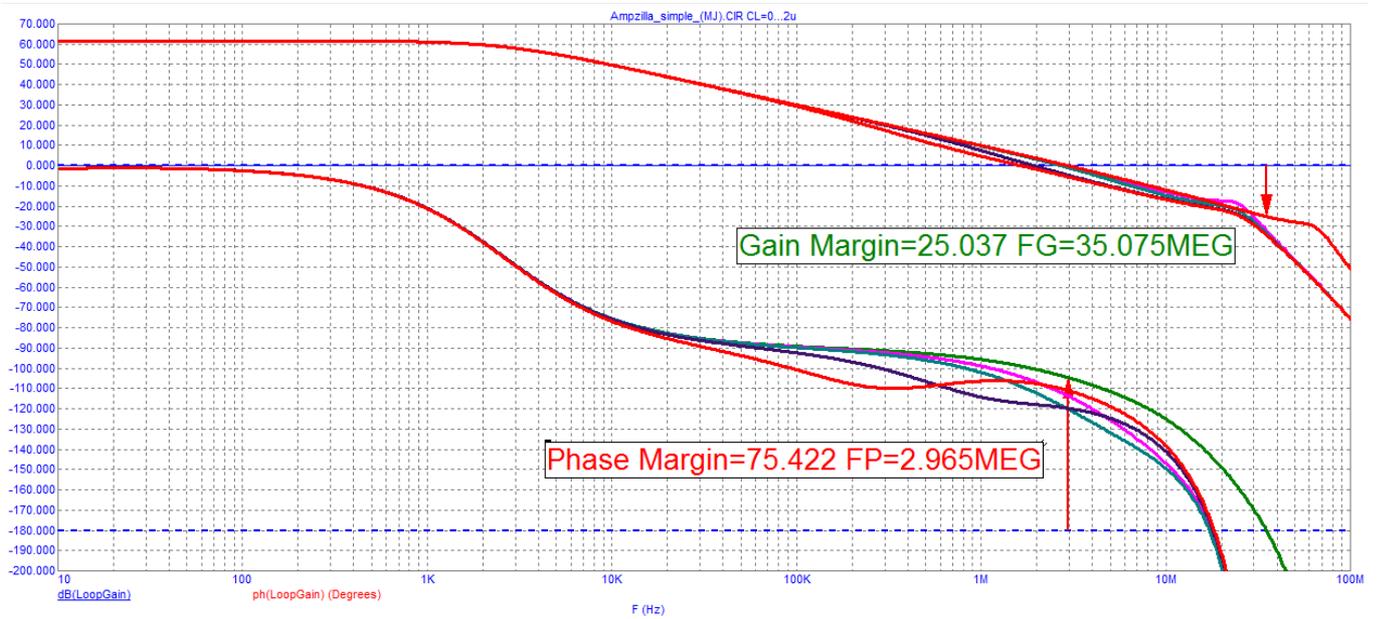


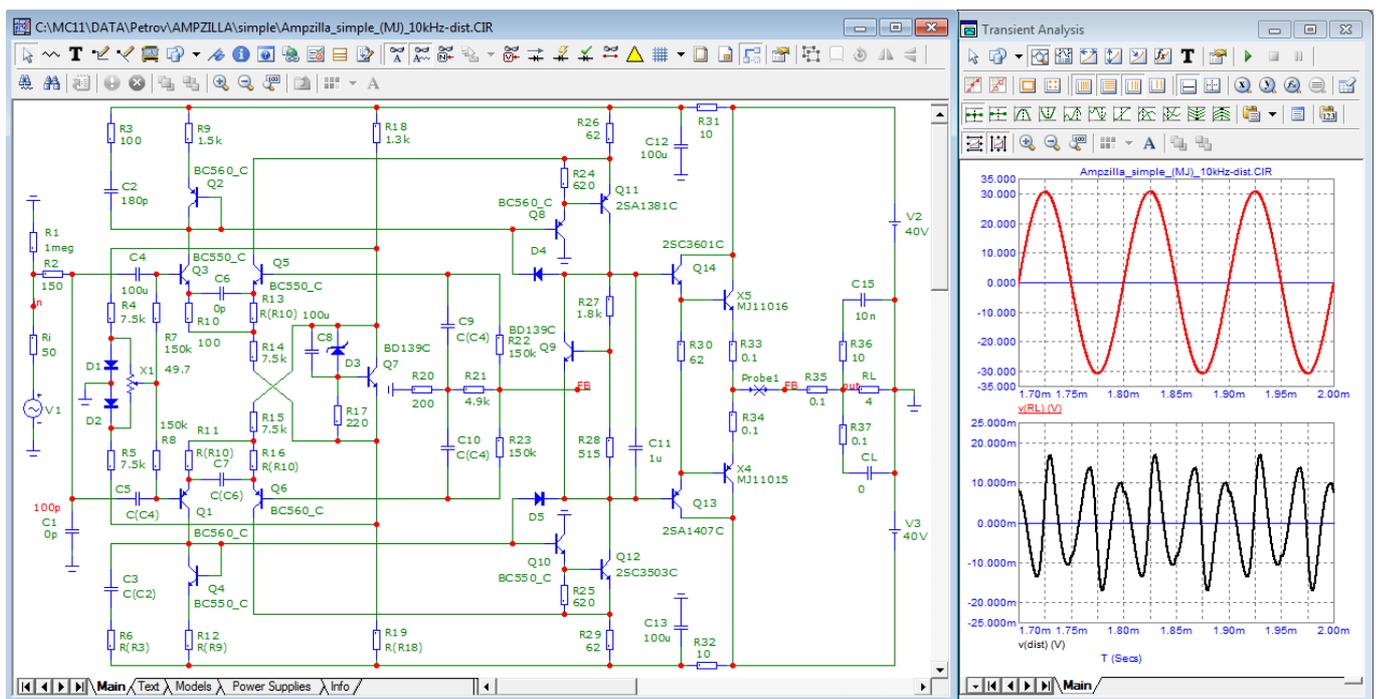
Диаграмма Боде показывает что ГВЗ чуть больше 50 нс и постоянно от нескольких кГц до нескольких МГц.

Проверим петлевое усиление и запасы устойчивости на реактивной нагрузке.



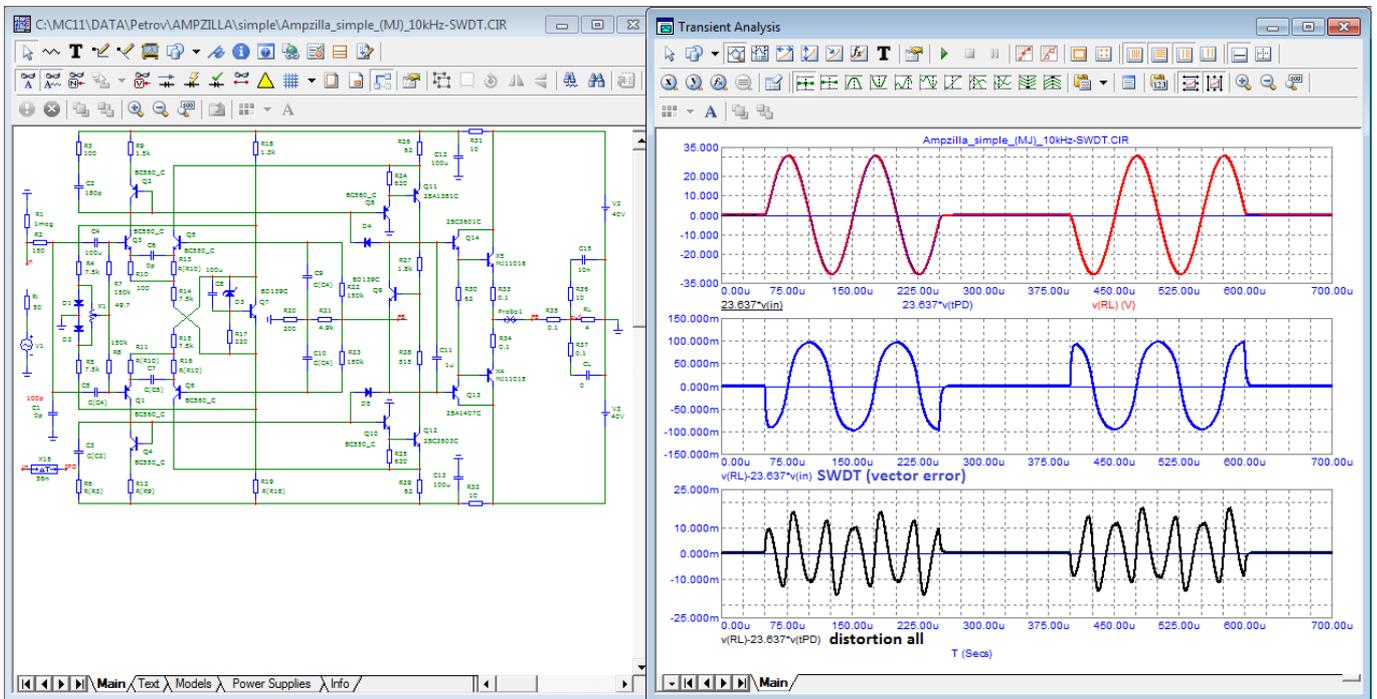
Петлевое усиление на частоте 20 кГц более 40 дБ, запасы по фазе и амплитуде на реактивной нагрузке (от 50 нФ до 2 мкФ) также ведут себя красиво, устойчивость гарантирована без индуктивности на выходе.

Измерим продукты искажений с помощью режекторного фильтра.



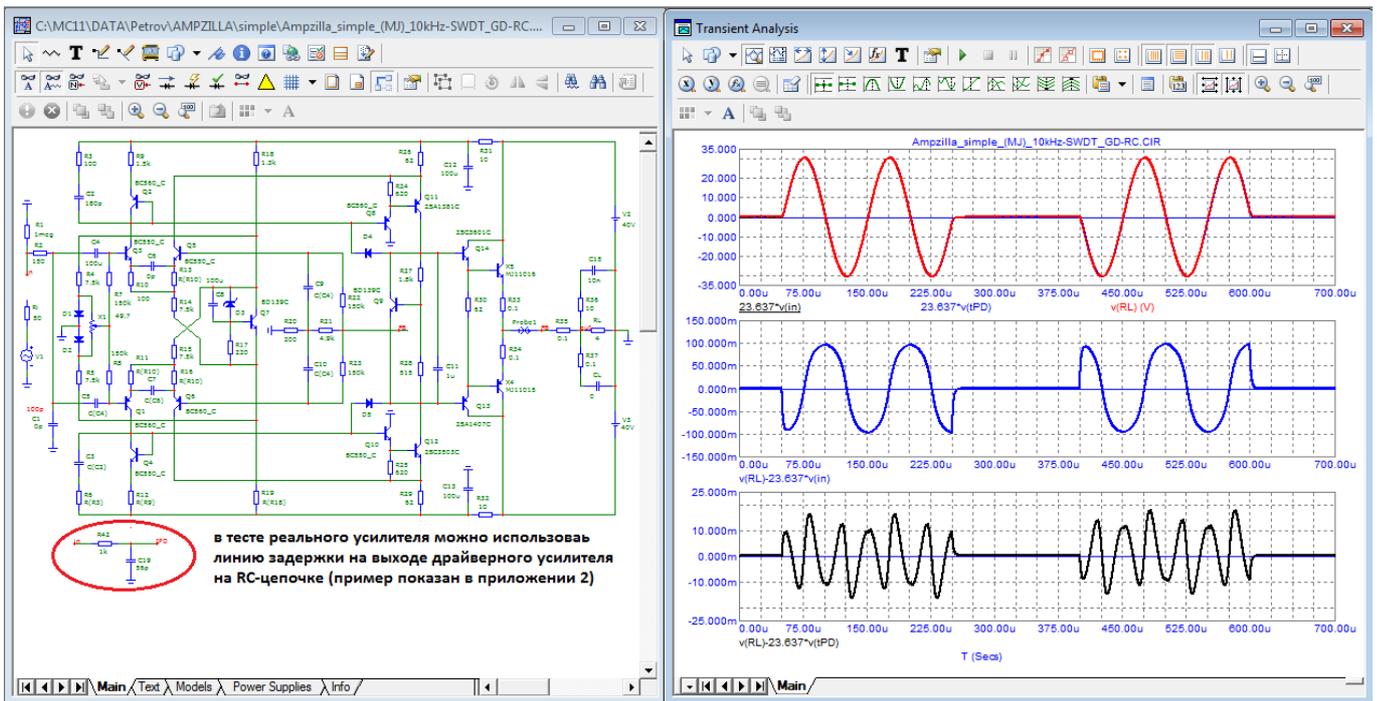
Режекторный фильтр на 10 кГц выявил в основном одну 3-ю гармонику, при токе покоя 100 мА коммутационные искажения отсутствуют.

Измерим искажения с помощью компенсационного метода



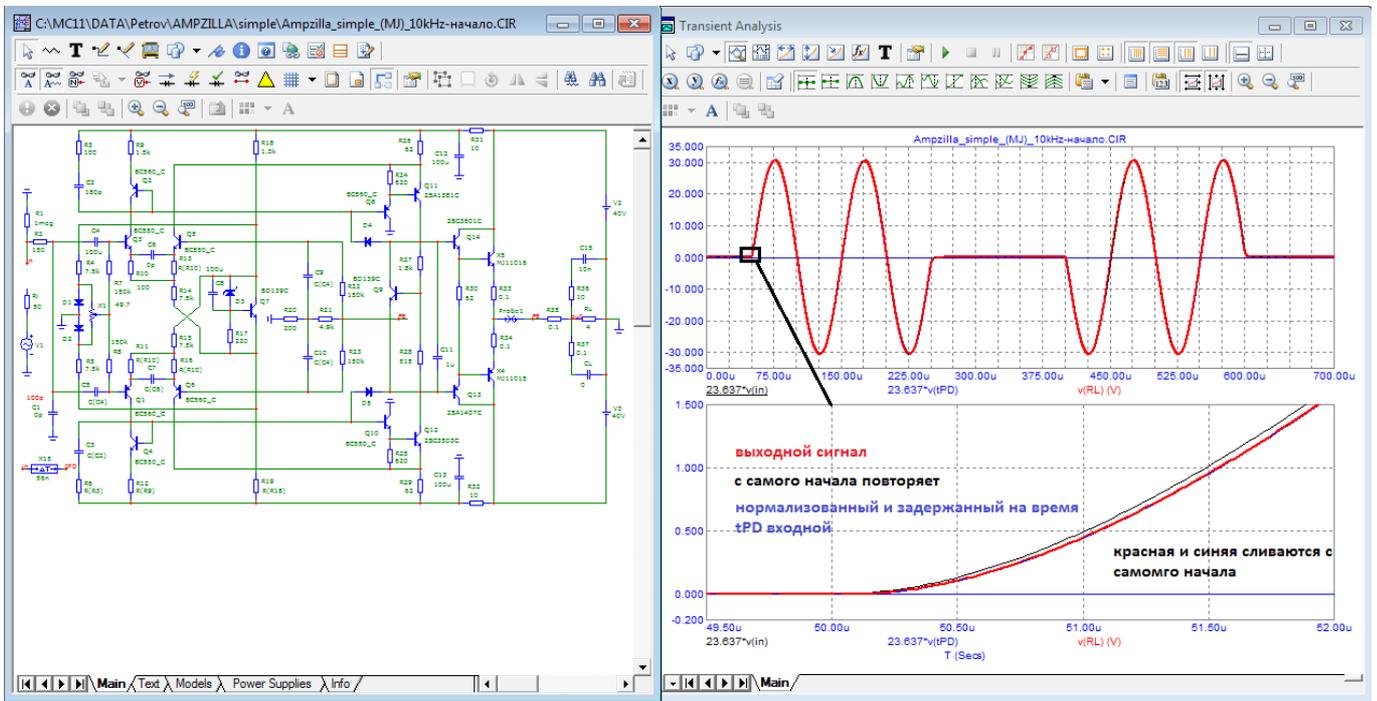
Как показал тест продукты искажений точь в точь как на выходе режекторного фильтра. SID-искажения в начале и конце бурстов полностью отсутствуют.

В природе нет идеальной линии задержки (конечно можно попытаться использовать для этой цели телевизионный кабель имеющий задержку сигнала около 5 нс на погонный метр как предложил коллега misha88). Но если ГВЗ не превышает 100 нс, то можно сделать проще заменив идеальную линию задержки простой RC-цепочкой



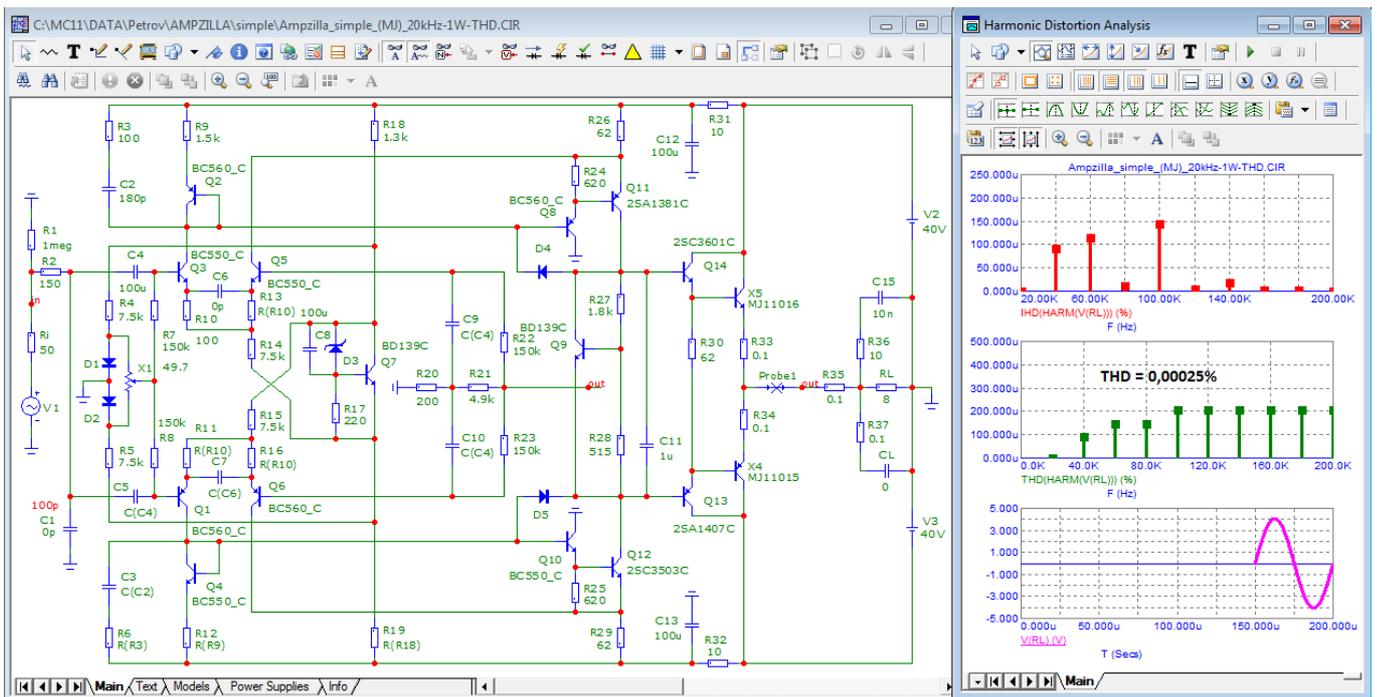
Как видим и с задержкой на RC-цепочке результат тот же.

Растянем начальный участок бурста чтобы убедиться что там происходит.



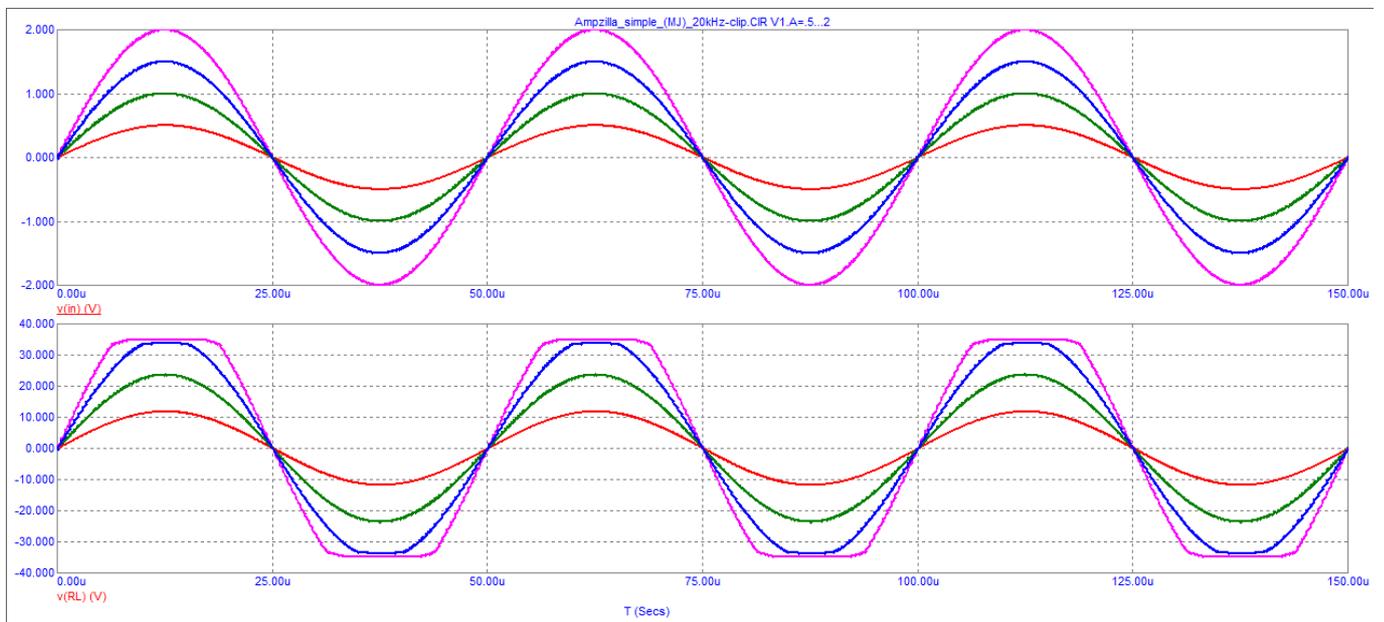
Начало бурста в растянутом виде также не выявляет признаков SID-искажений, выходное напряжение повторяет нормализованное входное напряжение задержанное на время прохождения сигнала tPD (ЭТАЛОН, см. статью)

Многие разработчики придают большое значение усилению первого Ватта



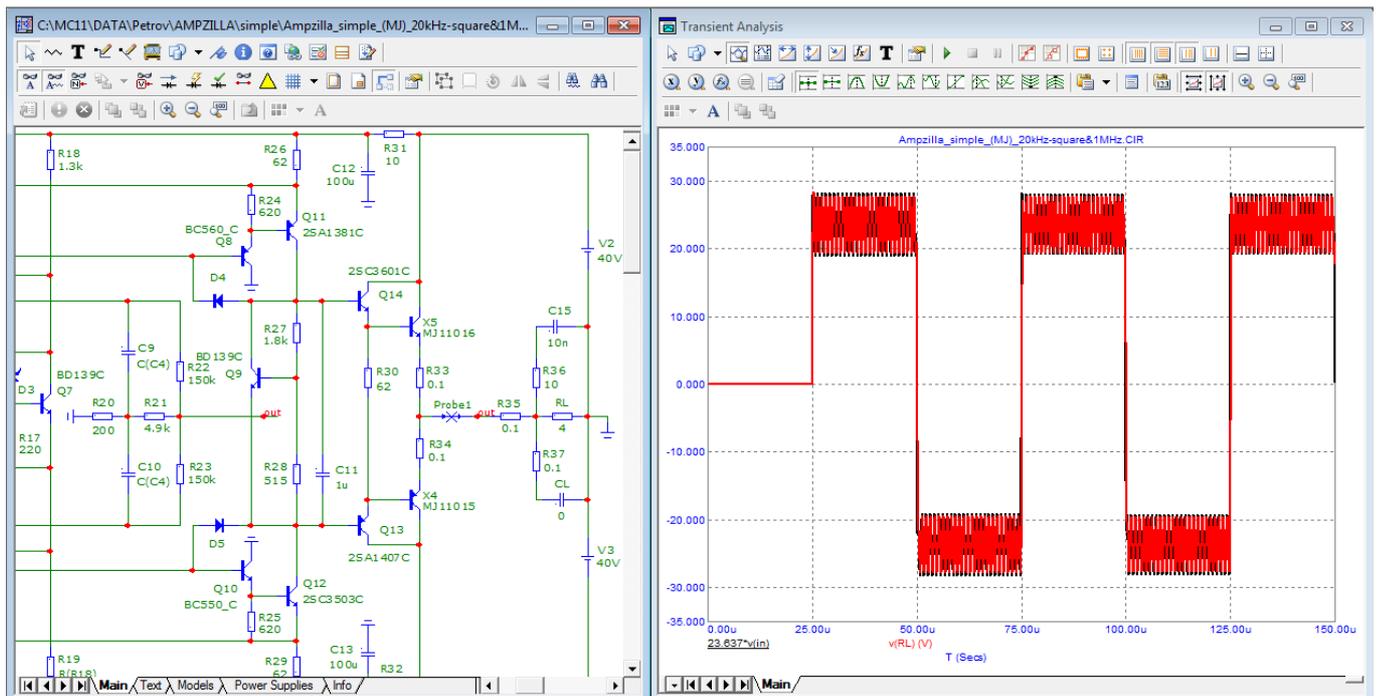
Как и следовало ожидать с усилением первого Ватта все в порядке. Спектр короткий, заканчивается 5-й гармоникой небольшой величины. В полосе до 80 кГц THD = 0,00015%

Посмотрим режим клиппирования



Клиппирование сигнала частотой 20 кГц мягкое!

И наконец проверка работы в малосигнальном режиме - тест на скорость усиления малых сигналов на фоне больших (своеобразный тест на микродинамику). На вход подан меандр 20 кГц и синус 1 МГц в соотношении 5:1.



Как видим и здесь все в порядке, скорость нарастания выходного напряжения симметричная, фронты меандра достаточно крутые, сигнал частотой 1 МГц усиливается с таким же усилением как и любой сигнал звукового диапазона. Поэтому любые сигналы еще меньшего уровня отвечающие за микродинамику также будут усилены без искажений.

Литература:

1. Gérard PERROT, Measurement of a Neglected Circuit Characteristic, AES-100, may 1996
2. <https://www.pult.ru/articles/interesting/legendarnye-kotorye-mi-poteryali/>
3. С.Н.Кризе, Усилительные устройства, Связьиздат 1958

Александр Петров

## Приложение 2

### Пример измерения продуктов искажений на примере модифицированного усилителя (Радио 1972-06)

На рисунке 1 показана диаграмма Боде с растянутым горизонтальным участком ГВЗ

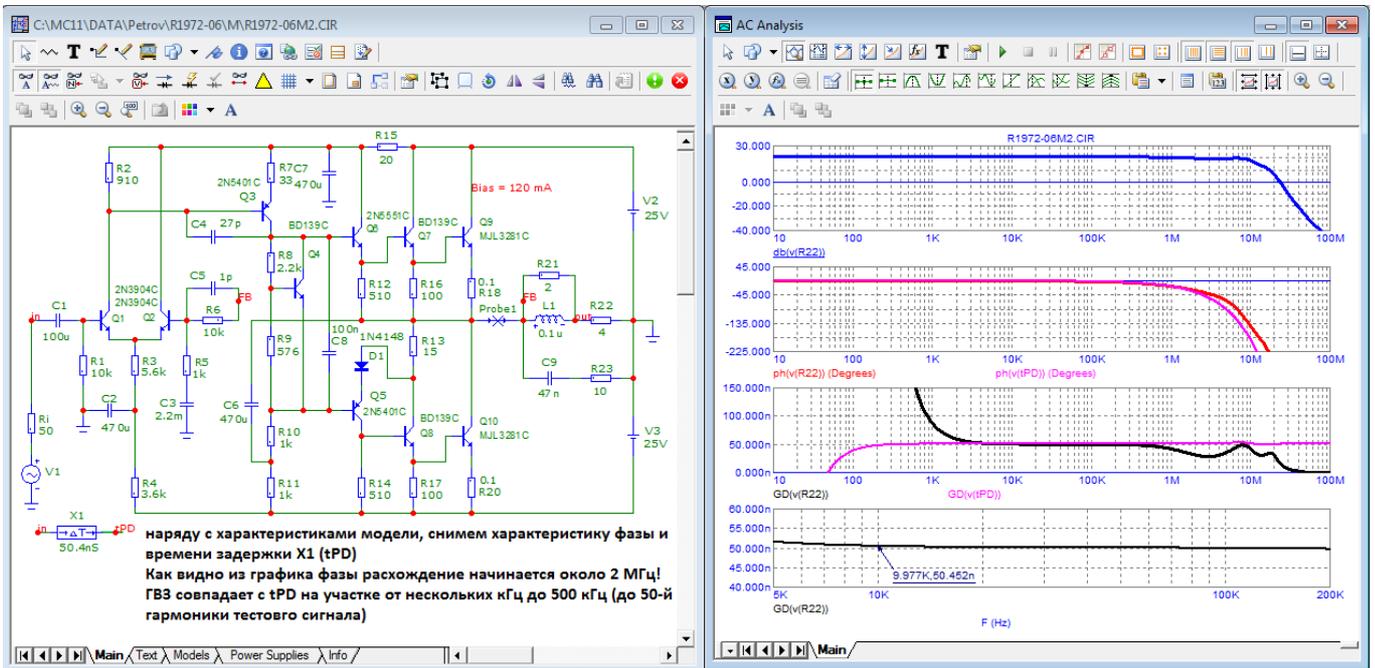


Рис. 1 Диаграмма Боде доработанного усилителя

ГВЗ на участке от 5 до 500 кГц константа и равно 50,4 нс

На выходе показана индуктивность как эквивалент куска провода 10 см диаметром 1 мм.

Петлевое усиление показано на рис. 2

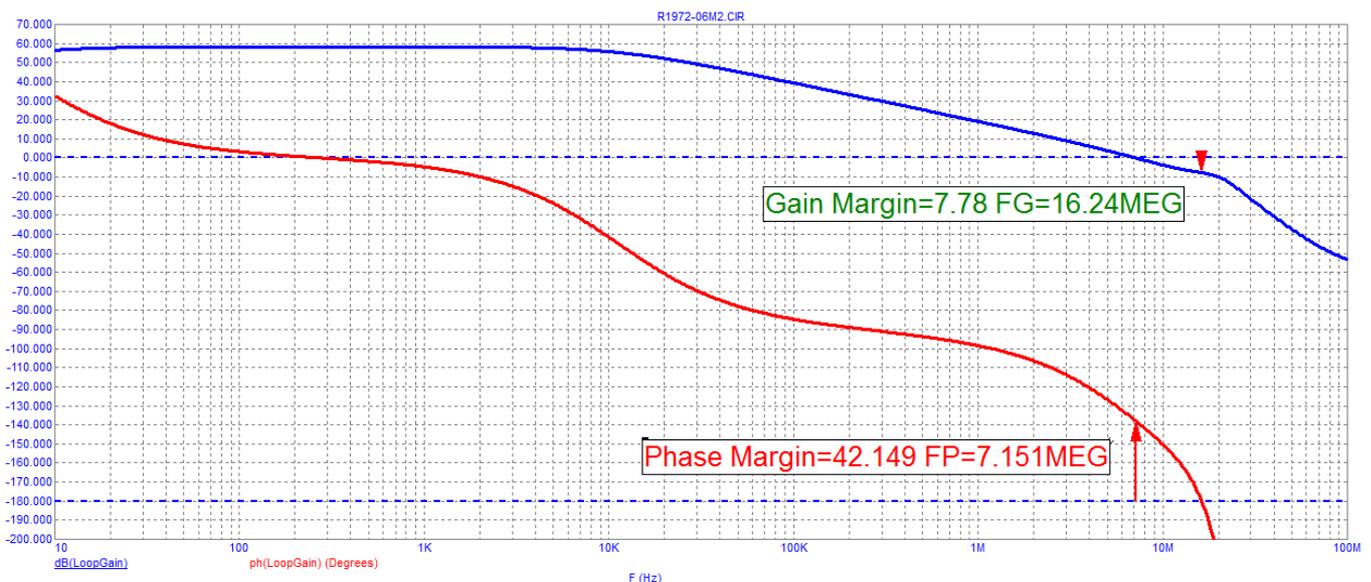


Рис. 2. Петлевое усиление

Первый полюс чуть выше 10 кГц, частота единичного усиления 7 МГц, петлевое усиление на частоте 20 кГц чуть более 50 дБ. Запас по фазе 42 градуса, по усилению — около 8 дБ.

Спектр сигнала частотой 10 кГц показан на рисунке 3

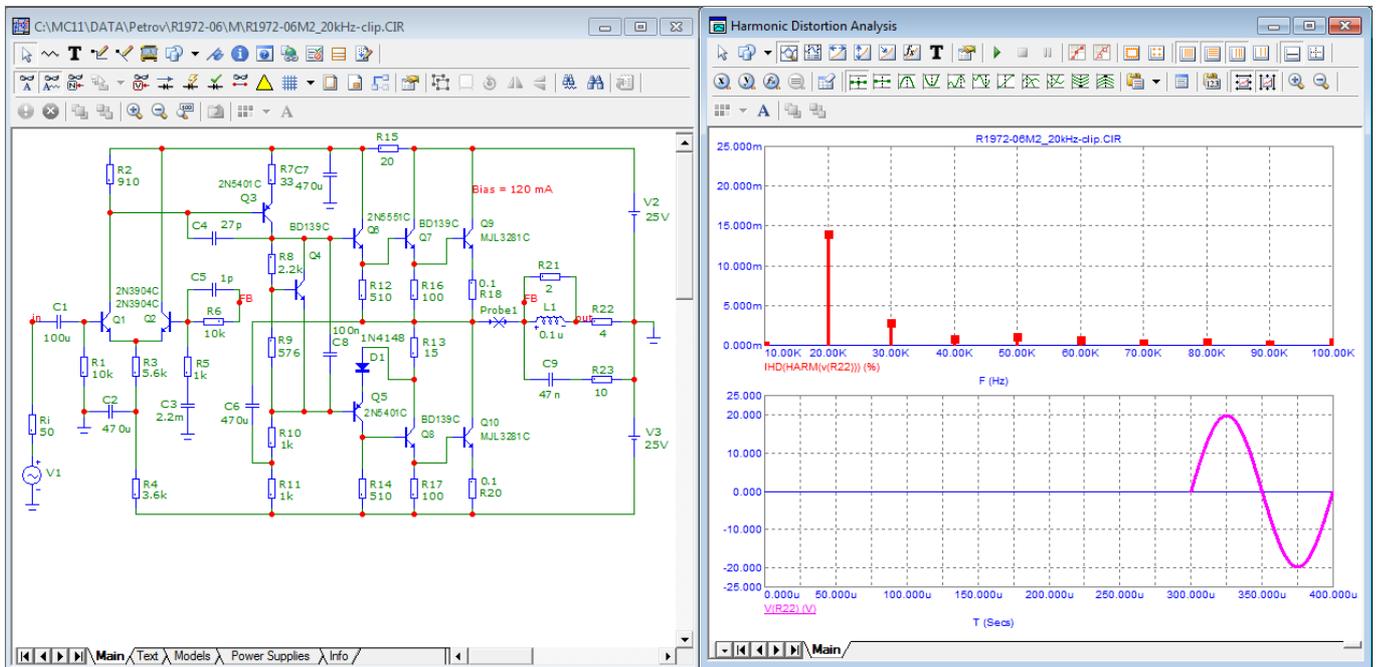


Рис. 3. Спектр сигнала частотой 10 кГц

Из теста видно что в спектре преимущественно 2-я гармоника уровнем менее 0,015%. Измерим продукты искажений с помощью режекторного фильтра, рис.4

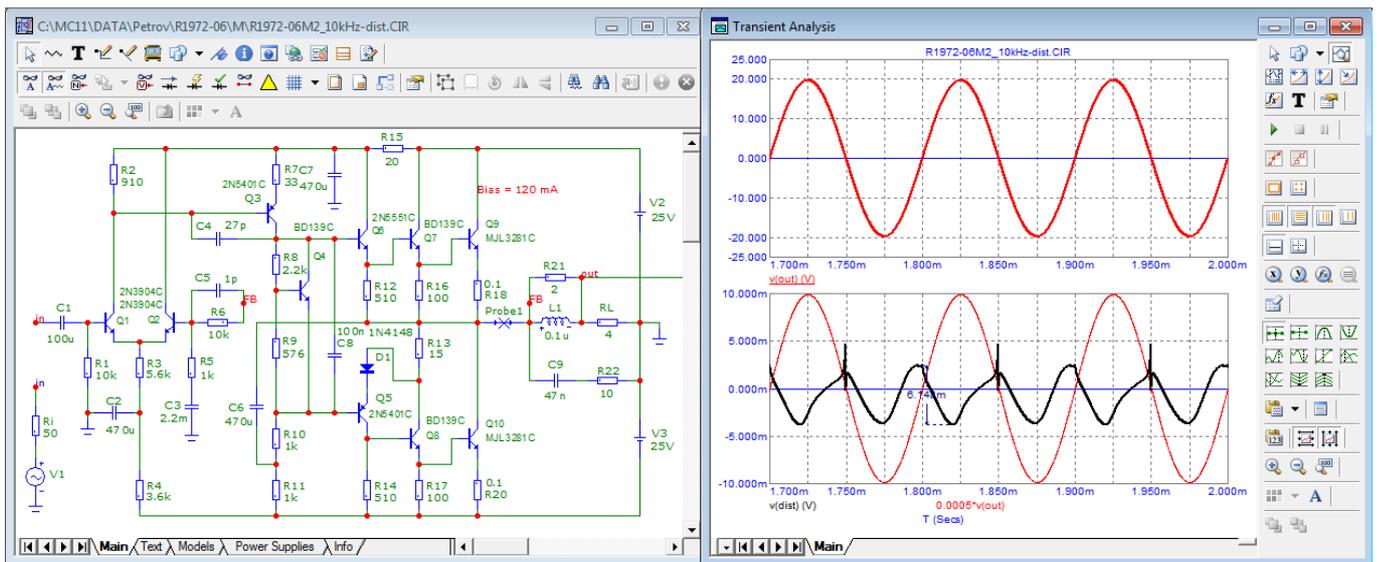


Рис. 4. Результат измерения продуктов искажений с помощью режекторного фильтра.

В продуктах искажений в основном 2-я гармоника, на нагрузке 4 Ома на отрицательном склоне синусоиды имеют место коммутационные искажения. На нагрузке 8 Ом они существенно ниже.

Проверим компенсационный метод измерения в деле, рис. 5

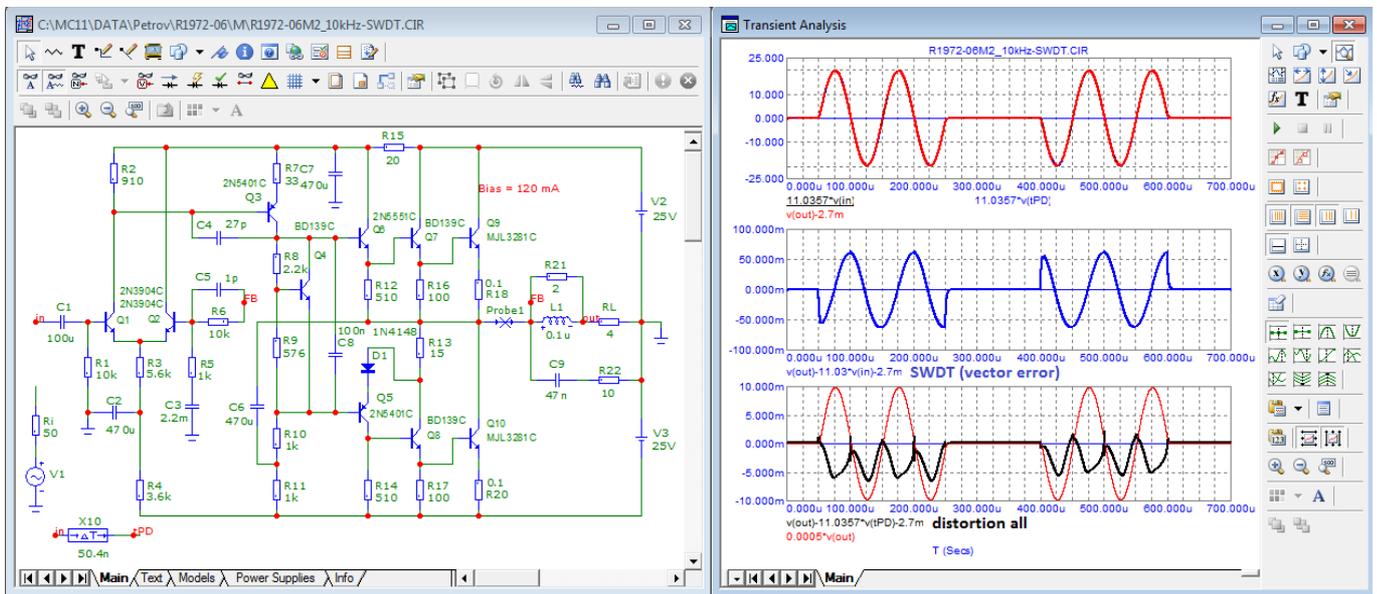


Рис. 5. Результат измерения продуктов искажений компенсационным методом.

Как видно из теста продукты искажений содержат 2-ю гармонику и небольшой уровень коммутационных искажений на отрицательном склоне сигнала как в тесте рис.4. Искажений SID (Slew-rate induced distortion) в начале и конце бурстов не наблюдается. Время задержки необходимо брать с высокой точностью (в данном случае до десятых долей наносекунды), аналогично и  $K_u$  эталона должен точно соответствовать  $K_u$  усилителя на частоте тестирования (в данном случае уточнялся в 4-м знаке после запятой). Только при выполнении этого условия возможно точное выделение всех видов продуктов искажений.

Проведем аналогичный тест применительно к железу применив линию задержки на RC-цепочке, рис. 6. Тест совмещен с тестом SWDT Хафлера. Время задержки на 50,4 нс организовано с помощью RC-цепочки 10 Ом и 5,04 нФ — постоянная времени равна 50,4 нс

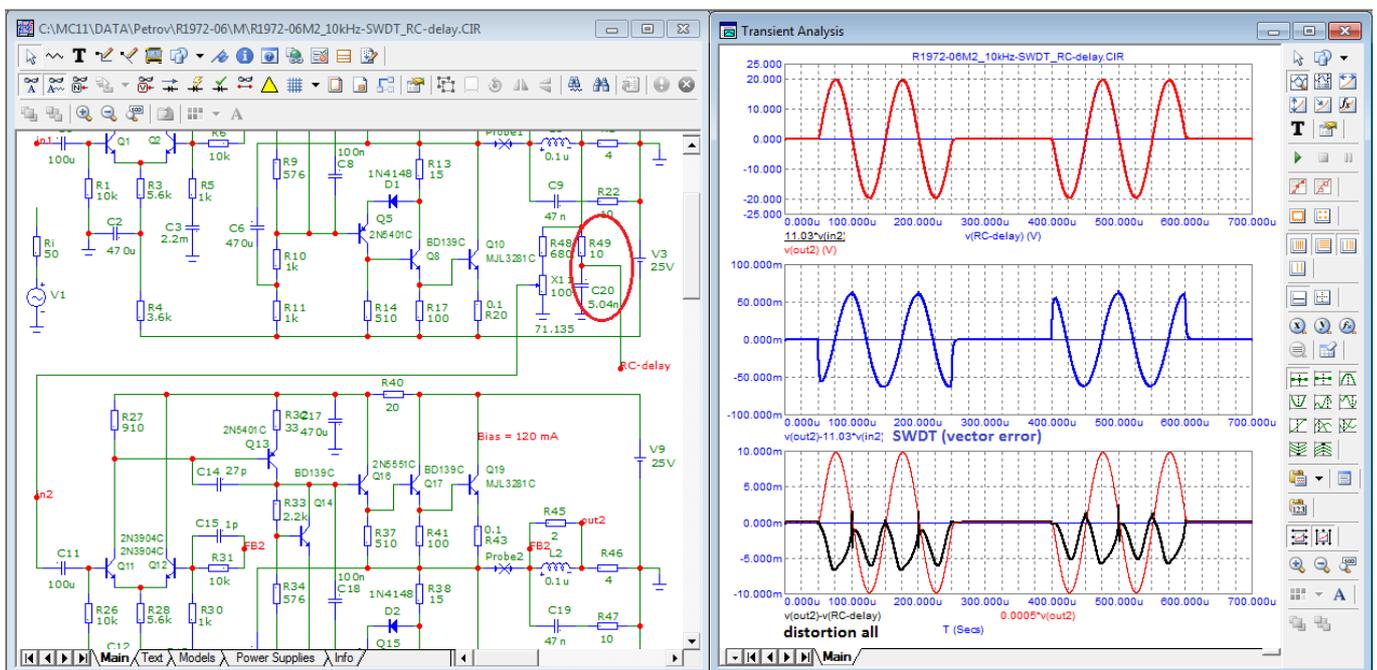


Рис. 6 Тест SWDT совмещенный с компенсационным методом тестирования с применением задержки на RC-цепочке

Как видно из теста и на RC-цепочке получили аналогичный результат

Традиционно проводимый тест на ИМИ, рис. 7

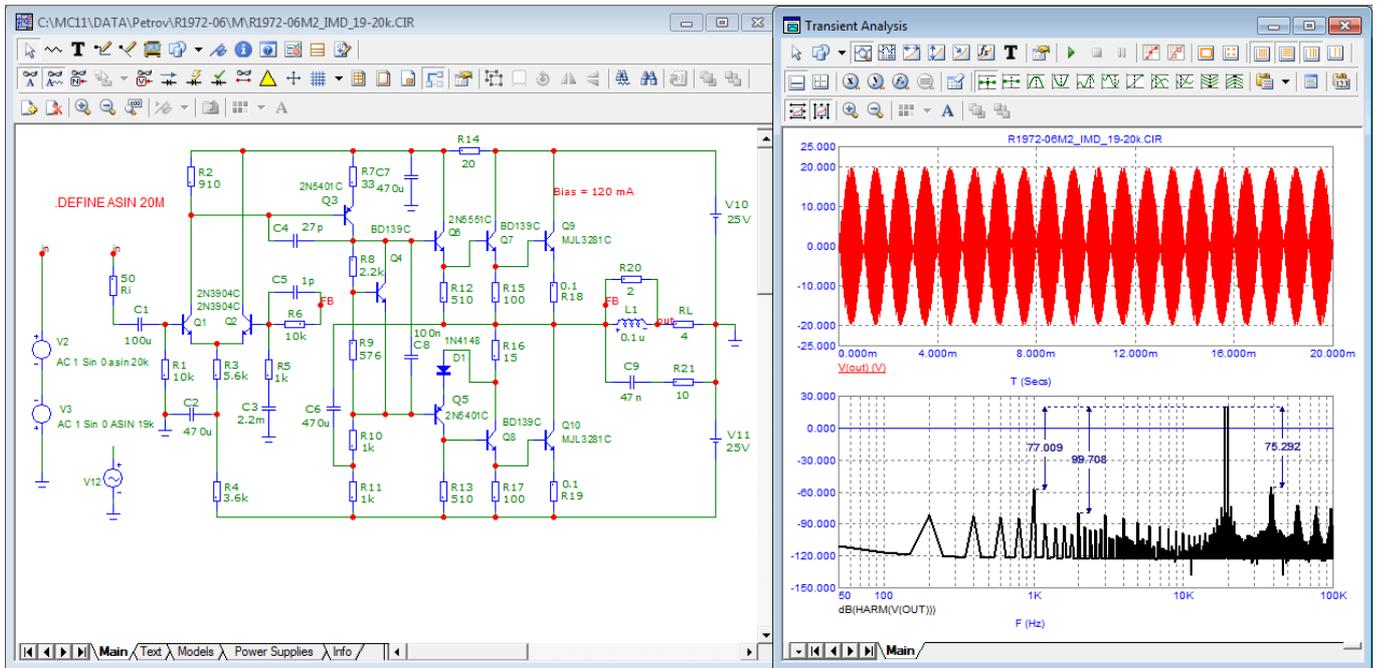


Рис. 7. Интермодуляционные искажения сигналов 19 и 20 кГц

Часто ограничиваются измерением интермодов первого порядка на частоте 1 кГц, в данном случае они уровнем -77 дБ

Часто проводимый тест на выход из клипирования, рис. 8

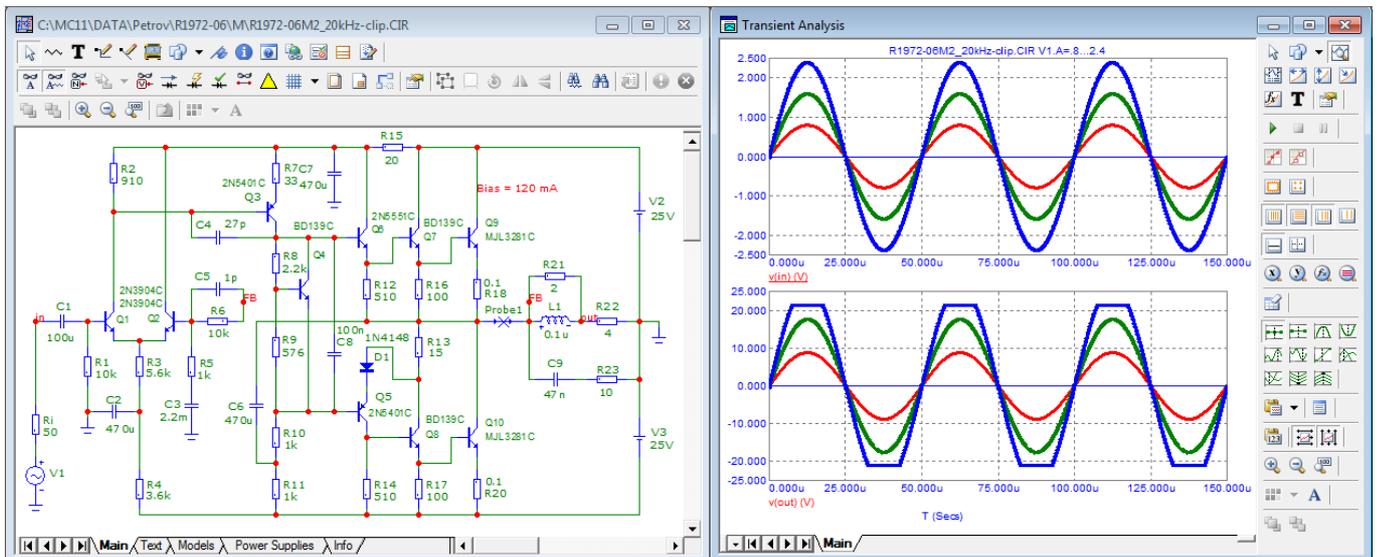


Рис. 8. Клипирование сигнала на частоте 20 кГц

Выход из клипирования симметричный, без задержек

И наконец тест на работу в малосигнальном режиме на частоте 1 МГц, рис. 9

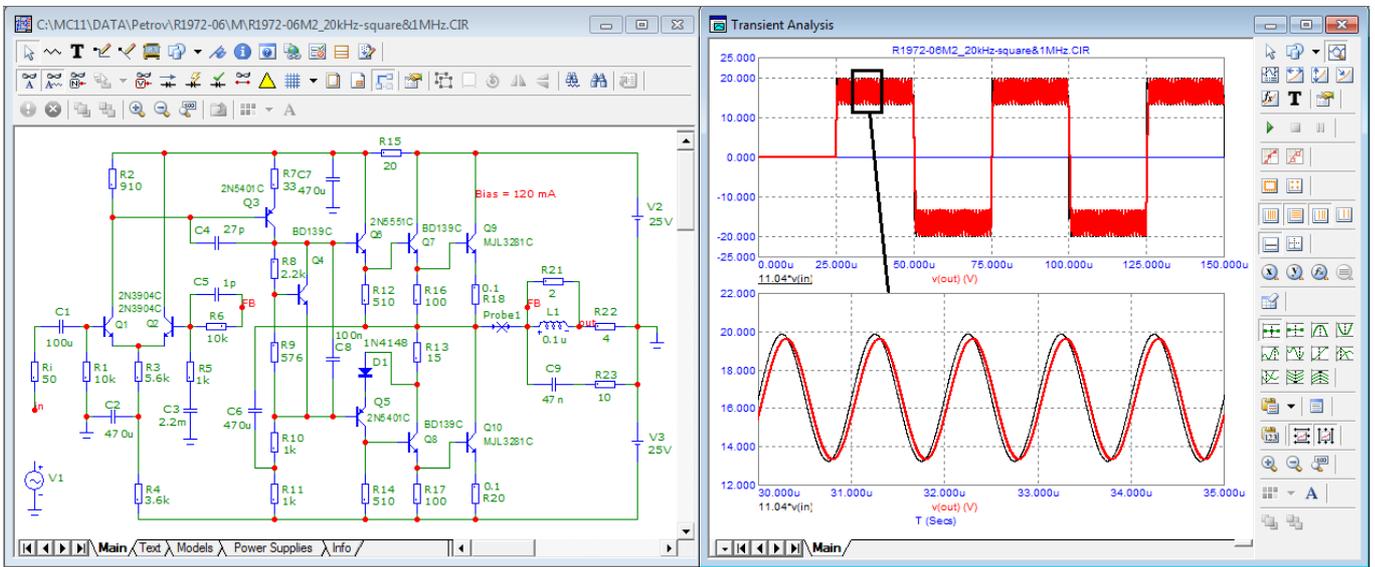


Рис. 9. Работа модели в малосигнальном режиме на частоте 1 МГц.

На вход усилителя подан меандр частотой 20 кГц и синус 1 МГц в соотношении 5:1. Как видим и сигнал частотой 1 МГц на полках меандра усиливается с незначительным спадом по амплитуде. Фронты меандра крутые, с высокой скоростью нарастания.

Многие разработчики придают большое значение работе усилителя при выходной мощности 1 Вт, рис. 10

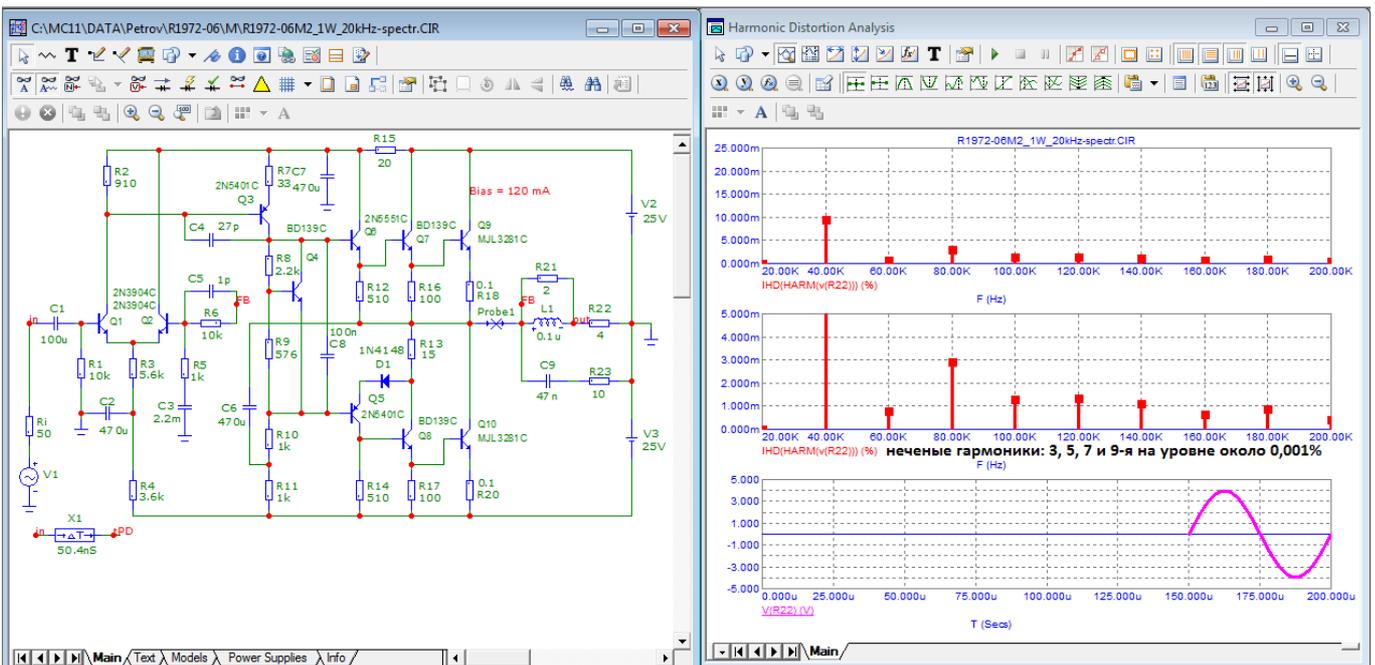


Рис. 10. Спектр сигнала частотой 20 кГц при выходной мощности 1 Вт

Хочется надеяться что и по звуку модифицированная модель усилителя Батя реализованная в железе будет вести себя достойно.

Всем успехов в творчестве!  
Александр Петров