

И снова про измерение искажений в усилителях

Вступление (вместо подведения итогов)

Известно что в продуктах искажений синусоидального сигнала в усилителях возникают преимущественно гармонические составляющие кратные основной частоте nf , где $n = 1, 2, 3, \dots \infty$. Эти продукты искажений можно выделить в установившемся режиме с помощью спектроанализаторов, а также в суммарном виде с помощью измерителей THD.

Измеряя THD с помощью синусоидальных сигналов мы можем измерить только то что усилитель добавил, но не можем измерить то что он потерял. На самом деле куда важнее потерянная информация! А для ее измерения нужны совсем другие методы тестирования.

Любой усилитель (кроме идеального) имеет ограниченную полосу пропускания сверху что накладывает помимо нелинейных искажений дополнительные линейные искажения: сдвиг по фазе, изменение амплитуды сигнала.

Если усилитель с закрытым входом (усилитель не постоянного тока), то помимо линейных и нелинейных искажений в продуктах искажений возникают переходные искажения которые часто путают с линейными искажениями.

В усилителях постоянного тока часто вынуждены применять систему сервоконтроля которая при неправильной реализации также может вносить дополнительные переходные искажения и нелинейные искажения в области НЧ.

В усилителях возникают и так называемые искажения памяти (memory [37]) которые также требуют специфических методов тестирования.

Для обеспечения запасов устойчивости по фазе и по усилению часто требуется применение индуктивности на выходе усилителя. Наличие индуктивности также может быть причиной дополнительных искажений вносимых усилителями при работе на реальную реактивную нагрузку.

В ряде операционных усилителей в разделе скоростных параметров добавлен такой параметр как tPD (time Propagation Delay). На горизонтальных участках ГВЗ (Group Delay) $tPD = GD$. Разработчики которые понимают значение этого параметра стали указывать его значение в спецификациях. В высококачественных усилителях этот параметр редко превышает 100 нс и имеет постоянное значение как минимум до 300 кГц. А в некоторых простирается до нескольких МГц.

Постоянная времени RC-цепи с таким значением соответствует частоте среза 1,6 МГц. Я неоднократно встречал восторженные отзывы о работе усилителей постоянного тока с полосой пропускания 1...2,2 МГц.

В работе [33] Нельсон Пасс пишет следующее:

«С одной стороны, позиция состоит в том, что «обратная связь делает усилители совершенными». С другой стороны, «обратная связь — это грозный суккуб, который высасывает жизнь из музыки, оставляя засохшую шелуху, лишенную «души».

Обратная связь — очень обширная тема, и я ограничусь некоторыми простыми комментариями к учебнику и обсуждением явлений, связанных со сложностью искажений, создаваемых каскадами нелинейного усиления, отрицательной обратной связью и звуковым сигналом. Взятые по отдельности, эти явления кажутся достаточно простыми, но когда они взаимодействуют, они создают искажения, непропорциональные тому, что вы ожидаете от спецификаций, приведенных в брошюрах о продуктах.»

В интервью [29] легендарный разработчик аудио продуктов без применения отрицательной обратной связи Чарлез Хансен будучи музыкантом и физиком по образованию говорит следующее:

«Настоящая проблема заключается в том, что почти нет измеримых параметров, которые коррелируют с воспринимаемым качеством звука.

Ухо/мозг гораздо более чувствителен к информации, связанной со временем, чем к любому другому параметру.

В аналоговых схемах контуры обратной связи принимают задержанный по времени сигнал с выхода и отправляют его обратно на вход, пытаясь исправить уже возникшую ошибку. Это создает форму временного искажения, которое в настоящее время невозможно измерить, но которое отчетливо слышно. Математика (и тестовое оборудование) говорит нам, что коррекция происходит достаточно быстро, но наши уши говорят нам совсем другое.»

Действительно, для периодических синусоидальных сигналов суммирование сдвинутых по

фазе сигналов дает синусоидальный сигнал точно такой же формы, но иной амплитуды. Появление фазового сдвига связано с изменениями амплитудной характеристики и в установившемся режиме также не вносит дополнительных гармонических составляющих в сигнал, т. е. не трогает его форму. Но это так **ТОЛЬКО** для синусоидальных сигналов в установившемся режиме.

Для нестационарных сигналов сложной формы какими являются музыкальные сигналы это не выполняется, для сложного сигнала (это как и для первого периода бурста периодического сигнала) нет «хвостика» предыдущего периода для коррекции первого. **Приехали!**

Против измерения искажений первого периода бурста (так называемых FCD - "first cycle distortion" [34]) на форумах выступают «теоретики» которые твердят о каких то космических скоростях нарастания в начале бурста. Например «теоретик» И.Рогов (audiokiller) утверждает что первый период якобы умножается на некую функцию, отсюда мол и искажения. Правда объяснить что это за функция он не в состоянии. Странно, но тот же симулятор не выявляет никаких искажений первого периода штатного генератора, можно получить до 10 нулей после запятой в Кг, все зависит от разрешения которое ограничено мощностью компьютера. Неоднократно демонстрировал что в начале первого периода сигнала пропущенного через ФНЧ первого порядка с частотой среза 100 кГц скорость нарастания напряжения приведенного к выходу усилителя не превышает 0,1 В/мкс. Тем не менее многие усилители даже со $SR=100$ В/мкс (в 1000 раз превышающей скорость нарастания сигнала) не способны отслеживать эти изменения сигнала. Грэм Мэйнард (так и умер не понятым) пользовался 9-й версией микрокапа и для косвенной оценки корреляции спектра первого периода сигнала на выходе модели усилителя с качеством звука. Пример рис. А и рис. В как раз и предназначен продемонстрировать искажения начала бурста из-за отсутствия «хвостика» предыдущего периода.

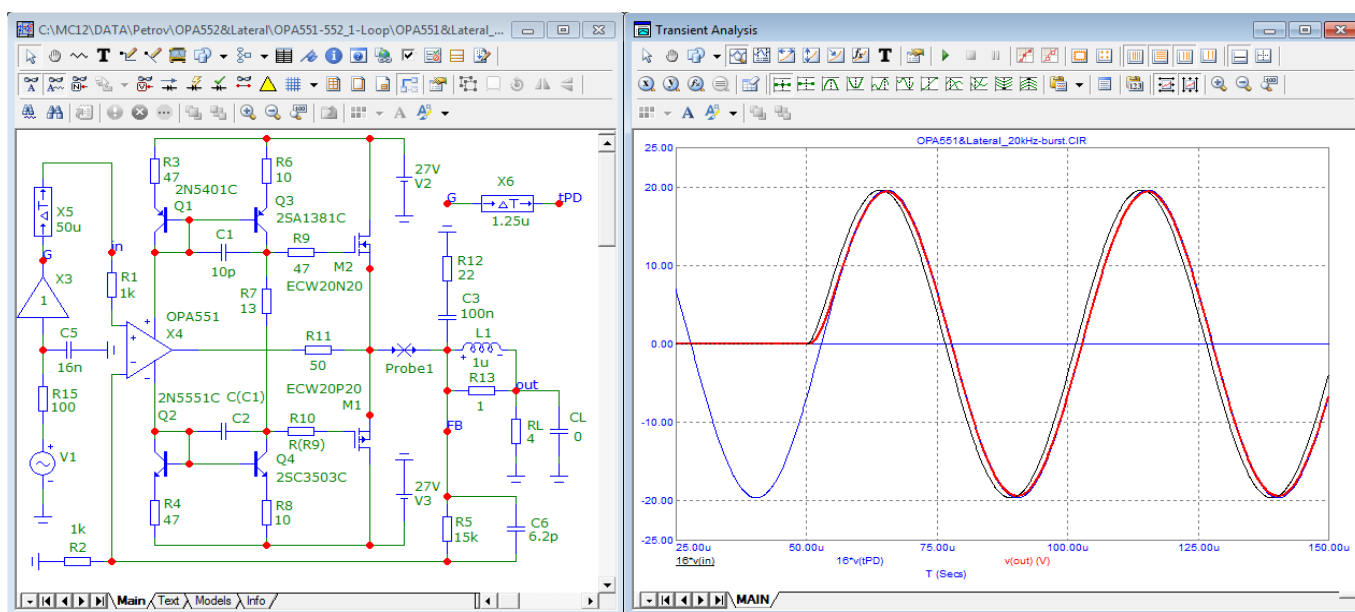


Fig. A

На рисунке А показано три сигнала: сигнал генератора пропущенный через ФНЧ 100 кГц и нормализованный к уровню выходного (синяя), нормализованный сигнал на входе усилителя (черная) и выходной сигнал (красная). В установившемся режиме сигнал tPD и выходной сигнал сливаются, но на начальном участке выходной сигнал не сразу подтягивается к сигналу tPD. Причина такого поведения в том, что для корректного усиления начала сигнала нет того самого «хвостика» предыдущего каскада, рис. В.

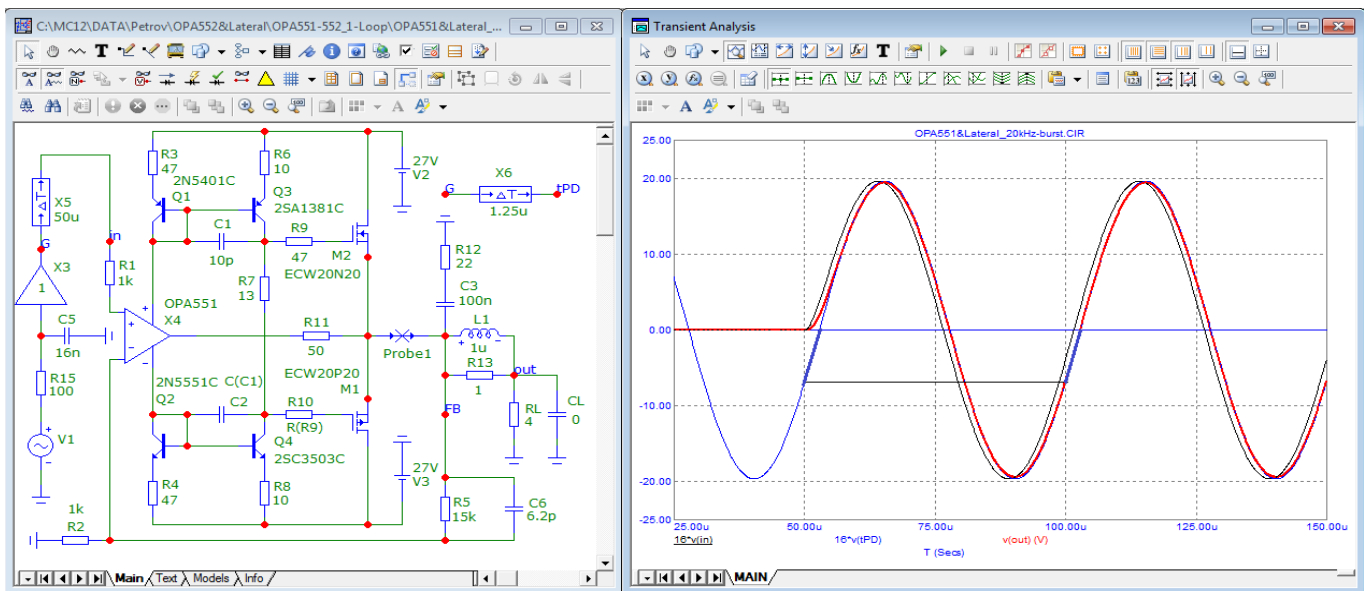


Fig. B

Недостающий «хвостик» выделен синим цветом и благодаря этому «хвостику» от первого периода второй период уже не имеет этих искажений. Надеюсь понятно что чем меньше будет задержка прохождения сигнала, тем меньше будет этот вид искажений как по амплитуде, так и по продолжительности.

Более того, отрицательная обратная связь плохо работает с шумоподобными сигналами, а ведь слух человека обладает логарифмической зависимостью (закон Вебера-Фехнера) и очень чувствителен к микроуровневой информации звукового сигнала на уровне шумов. Если принять уровень микроуровневых сигналов 0,1% (-60 дБ), то все искажения изменяющие форму таких сигналов будут легко выделяться слухом.

Попробуем разобраться с помощью простейшей арифметики так ли неуловимы временные искажения о которых упоминает Чарлез Хансен.

Представим себе что мы имеем идеальный усилитель (но сомневаемся в этом) и чтобы убедиться в отсутствии вносимых искажений проведем измерение векторных погрешностей. Для этого достаточно воспользоваться методом SWDT Хафлера [13] и сравнить выходные сигналы между собой, рис. С.

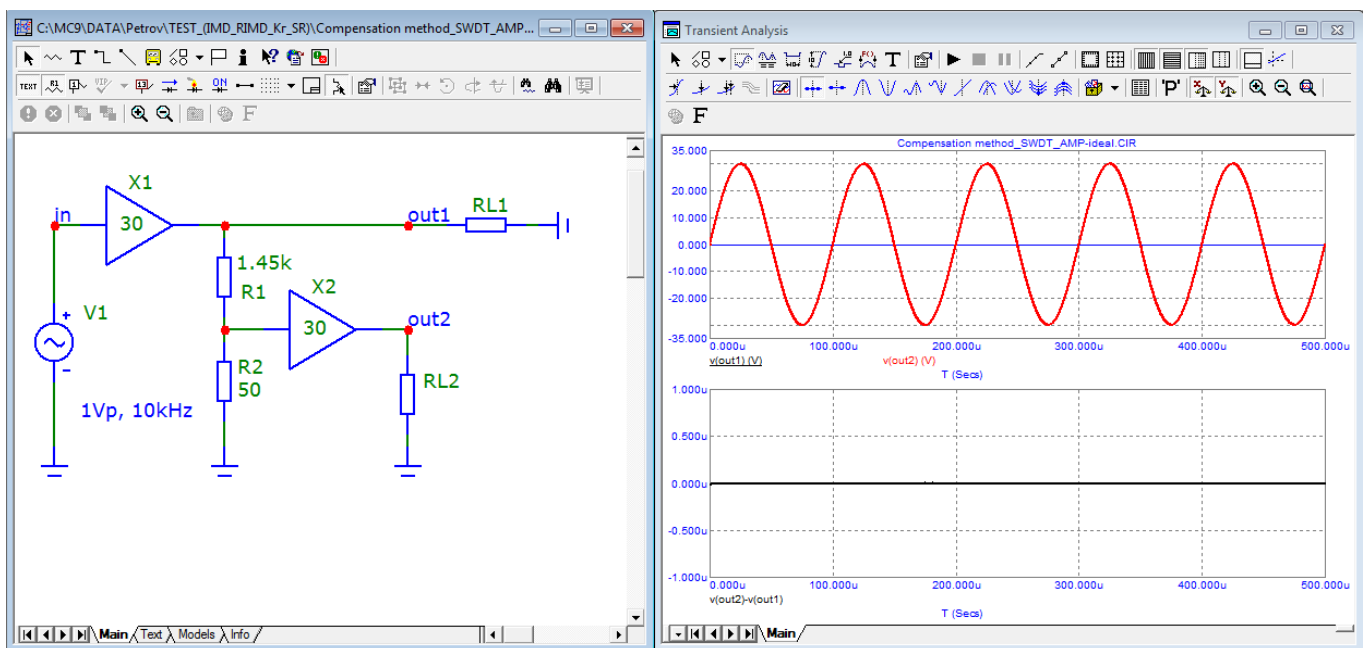


Fig. C. Структурная схема измерения векторных искажений (SWDT) по Хафлеру

Как видим разница между выходными сигналами равна нулю, что соответствует отсутствию

каких либо вносимых искажений, в том числе и векторных погрешностей.

А теперь подадим сигнал в виде бурстов, рис. D

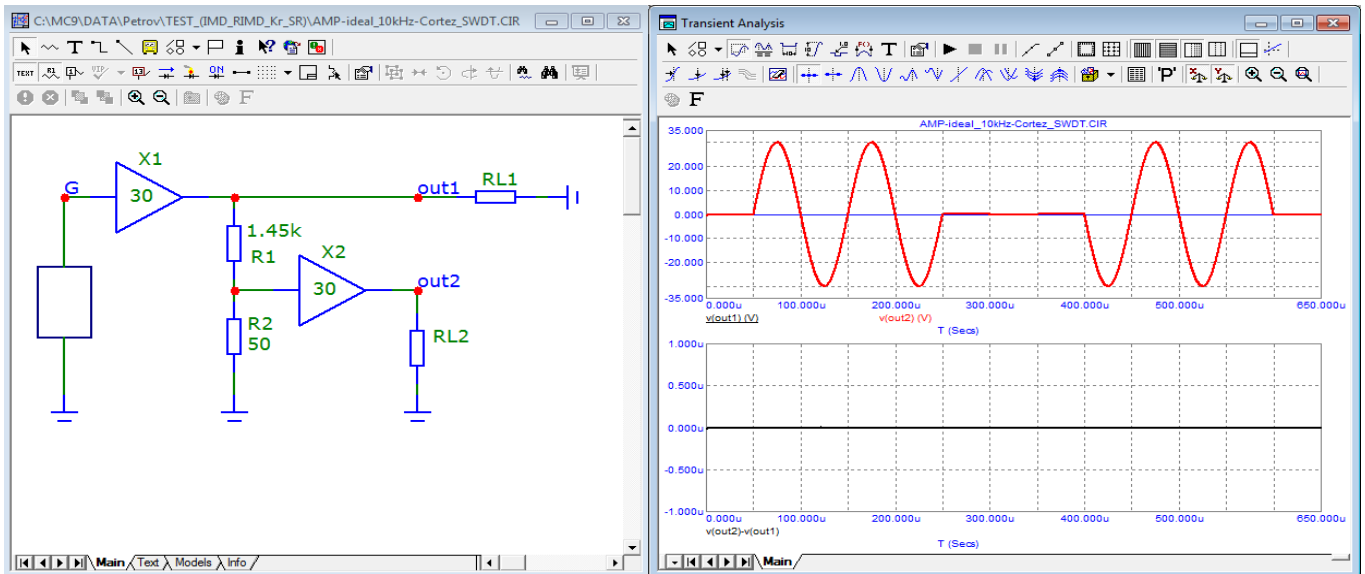


Fig. D. Пример применения тестовых сигналов в виде бурстов

Как показал тест и с таким сложным сигналом на выходе тестируемого усилителя нет никаких дополнительных искажений на первых периодах бурстов. Однако не забываем что мы имеем дело с идеальным усилителем входная емкость которого равна нулю, задержка прохождения сигнала (time Propagation Delay) также равна нулю. Это то, что требуется для безупречной работы усилителя о чем и говорил Кирилл Хаммер [20].

Теперь перейдем от идеального усилителя к блок-схеме реального усилителя имеющего задержку прохождения сигнала 1 мкс и вносящего небольшие искажения в виде сигнала частотой 20 кГц уровнем 3 мВ (реализовано генератором V2), рис. E.

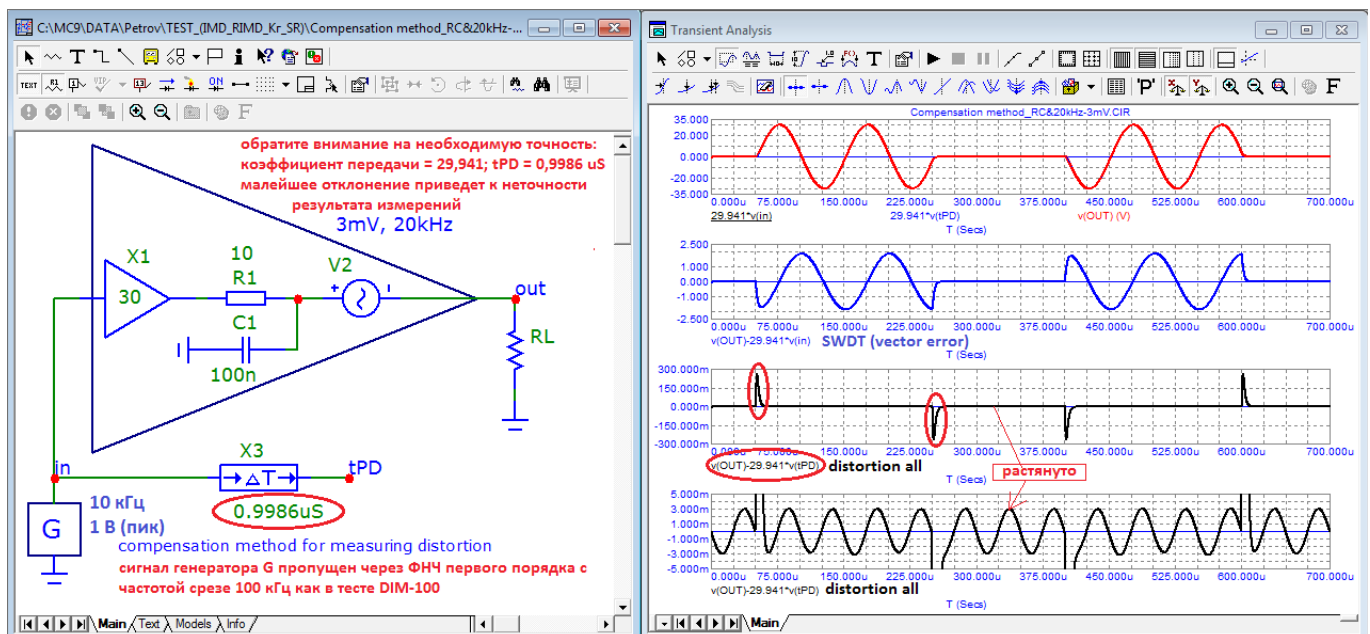


Fig. E Пример моделирования искажений вносимых УПТ и компенсационный метод их измерения

На рисунке E показана структурная схема усилителя состоящая из трех компонентов: идеального усилителя X1 с $K_u = 30$, линии задержки примерно на 1 мкс на RC-элементах имитирующей время задержки прохождения сигнала в усилителе и генератора V2 (20 кГц, 3 мВ) имитирующего вносимую усилителем 2-ю гармонику сигнала частотой 10 кГц.

Подадим на вход усилителя сигнал частотой 10 кГц и уровнем 1 В(пик).

Проведем измерение векторных погрешностей (SWDT) и всех видов искажений смоделированного усилителя компенсационным методом.

На первом графике показаны три сигнала: входной сигнал приведенный по уровню к выходному (черная), входной сигнал приведенный по уровню к выходному и задержанный на время t_{PD} (синяя) и выходной сигнал (красная). Визуально все три линии сливаются так как задержка прохождения мала по сравнению с периодом сигнала.

Второй график получен вычитанием нормализованного входного напряжения из выходного и представляет собой векторную погрешность (SWDT) по Хафлеру.

Компенсационный метод измерения искажений вносимых усилителем заключается в вычитании нормализованного сигнала t_{PD} из выходного напряжения, что и представлено на третьем графике. Как видите, даже на идеальных компонентах при наличии задержки прохождения сигнала в начале и конце бурстов возникают дополнительные искажения амплитудой более 250 мВ что много больше имитируемых искажений уровнем 3 мВ.

Обратите внимание в каких местах возникли дополнительные искажения. Искажения возникли в начале и конце бурстов, там где имеет место поворот сигнала по часовой или против часовой стрелки. Этот вид искажений называют **поворотными или переходными интермодуляционными искажениями SID (Slew-rate Induced Distortion)**. И хотя были публикации на эту тему, например [38] и другие, тем не менее так и не было найдено эффективных тестов для их выявления. Только компенсационный метод измерения искажений является наиболее универсальным и позволяет выявлять все виды искажений.

Чтобы измерить имитируемые искажения растянем график вблизи нуля до ± 5 мВ. Как видим результат вычитания дал нам 2-ю гармонику в чистом виде: по сути тот же сигнал что и V_2 .

Так как в модели в качестве усилителя с $K_u = 30$ применен идеальный усилитель имеющий ровную АЧХ и ФЧХ и таким образом не вносящий линейных искажений, то в продуктах искажений мы их и не обнаружили.

Что касается линии задержки при тестировании моделей реальных усилителей то Игорь Гапонов пишет следующее [35]: «...в цепи "опорного (т.е. входного) сигнала" должна быть только ИДЕАЛЬНАЯ линия задержки и ИДЕАЛЬНЫЙ сумматор (микшер). Потому, что всё остальное - искажения. Приблизненный к таким условиям эксперимент с компенсацией ставил с товарищем Матти Отала [36] fig. 8». С этим трудно не согласиться, так как линия задержки на RC-элементах сама вносит линейные искажения и ее ГВЗ не постоянно. Мы же принимаем входной сигнал за эталон, а значит и его задержка для компенсации также должна быть идеальной. Вместо идеального сумматора в симуляторе удобно пользоваться простейшей арифметической операцией вычитания.

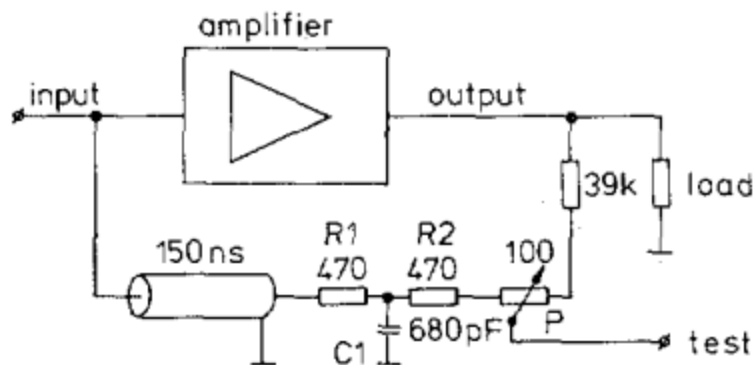


Fig. 8. Compensation test. Because the amplifier is an inverting one, a position can be found of potentiometer P where the linear component of the output signal exactly compensates the input signal at the "test" point. The momentary discrepancy signal, as scaled up to the output level, was below 0.01 percent for powers below 5 W and for frequencies in the audio range, and was mainly caused by incomplete phase compensation (R_1 , R_2 and C_1).

Примечание. В то время не было перестраиваемых идеальных линий задержки, поэтому часть задержки реализована на простой RC-цепи.

Рассмотрим пару примеров на моделях реальных усилителей в одном из которых проявляются и линейные искажения. Проведем измерение искажений компенсационным методом на выходе модели усилителя BC-1 [30] сигнала состоящего из последовательностей бурстов частотой 10 кГц разной амплитуды, рис. F.

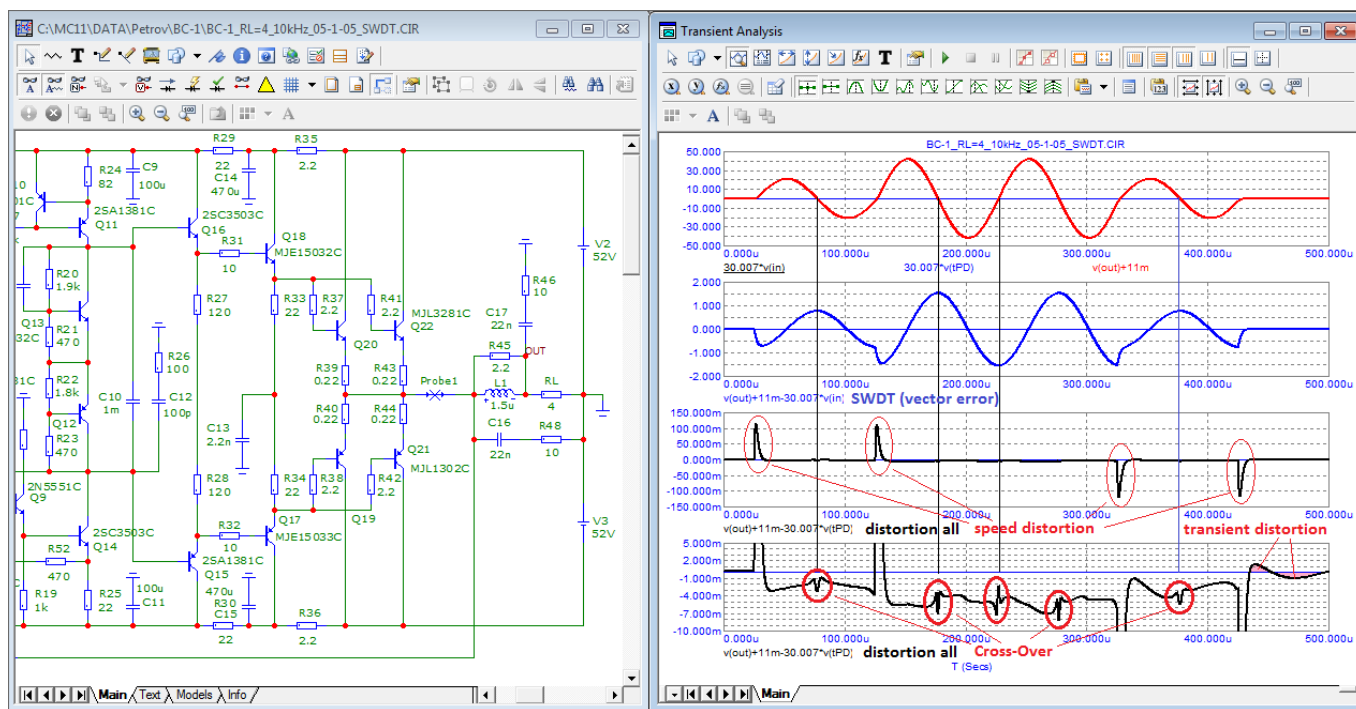


Fig. F. Результат теста модели усилителя BC-1 с помощью бурстов 10 кГц разной амплитуды (без разрыва фазы).

На первый график как и в предыдущем случае выведено три сигнала: выходной сигнал и нормализованные входной и сигнал tPD.

На втором графике (синяя) приведен график векторных погрешностей (SWDT) амплитуда которых равна 1,5 В что никак не укладывается в норму (-60 дБ) по Хафлеру[13].

На третьем и четвертом графиках представлен результат измерения искажений компенсационным методом. На третьем графике мы видим скоростные искажения возникающие всякий раз при внезапном появлении (исчезновении) напряжения, а также при изменении амплитуды сигнала. Амплитуда и продолжительность всплесков не что иное как потеря полезной информации! Причем относительные потери могут быть гораздо большей величины для малых сигналов, например для высших гармоник музыкальных инструментов которые могут быть просто «смазаны» или смещены по фазе в другую область в результате амплитудно-фазовой конверсии.

На четвертом графике продукты искажений показаны в растянутом масштабе. Так как усилитель имеет сравнительно большую задержку прохождения сигнала ($t_{PD} = 215$ нс), то обратная связь плохо справляется с коммутационными искажениями.

Проведем аналогичный тест модели усилителя [31] у которого время задержки прохождения сигнала на порядок меньше ($t_{PD} = 24$ нс), рис. G.

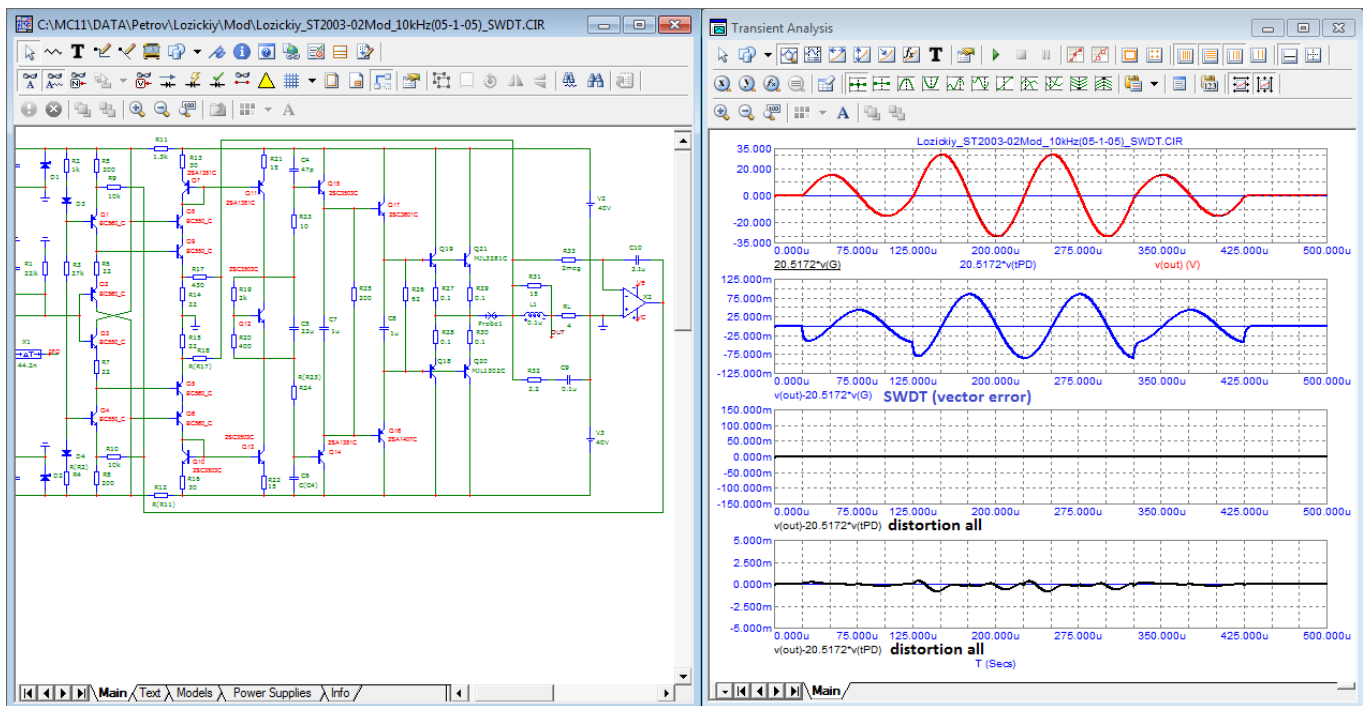


Fig. G. Результат теста модели усилителя [31] с помощью бурсов 10 кГц разной амплитуды (без разрыва фазы).

Графики отражающие продукты искажений (третий и четвертый) приведены в таком же масштабе как и в тесте предыдущего усилителя. Токи покоя выходных транзисторов в обоих моделях одинаковые, примерно одинаковые и выходные каскады (в обоих моделях OPS - «тройка Дарлингтона»), но благодаря малой задержке обратной связи второй усилитель лучше справляется с коммутационными и другими видами искажений. Потеря полезной информации сведена практически к нулю.

Дополнительно проведем тест усилителя BC-1 бурстами имеющими разные частоты, рис. Н.

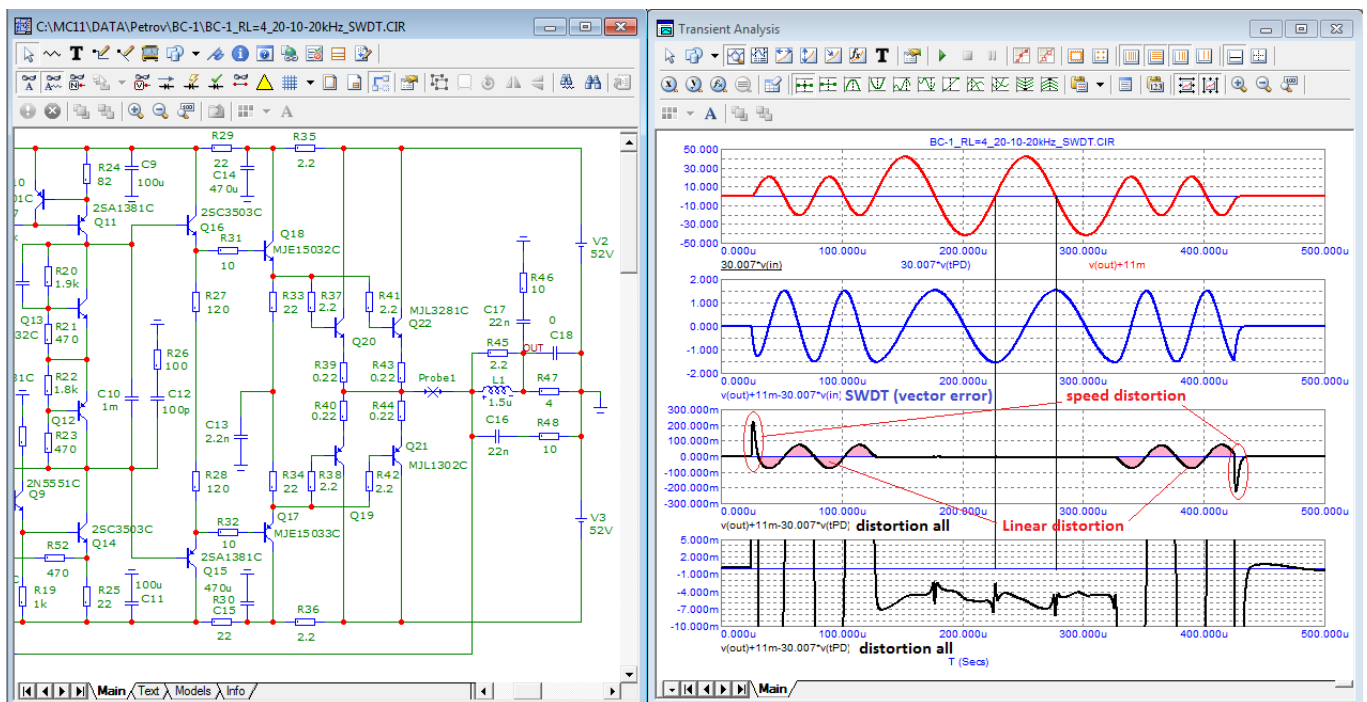


Fig. H. Результат теста модели усилителя BC-1 с помощью бурсов 10 и 20 кГц разной амплитуды (без разрыва фазы).

Тестовый сигнал представляет собой следующие друг за другом бурсты частотой 20, 10 и 20

кГц. На третьем и четвертом графиках представлены продукты искажений. Несмотря на то что первый бурст частотой 20 кГц внезапно обрывается и внезапно начинается второй бурст частотой 10 кГц на их стыке не возникает скоростных искажений. Точно также не возникает скоростных искажений на стыке второго и третьего бурста. Скоростные искажения возникают только в начале первого бурста и в конце третьего.

Так как коэффициент усиления подобран для частоты 10 кГц, а на частоте 20 кГц имеется завал АЧХ по отношению к частоте 10 кГц, то для первого и третьего бурста тест дополнительно выделил линейные искажения (выделены розовым цветом).

Проведем аналогичный тест второго усилителя, рис. I.

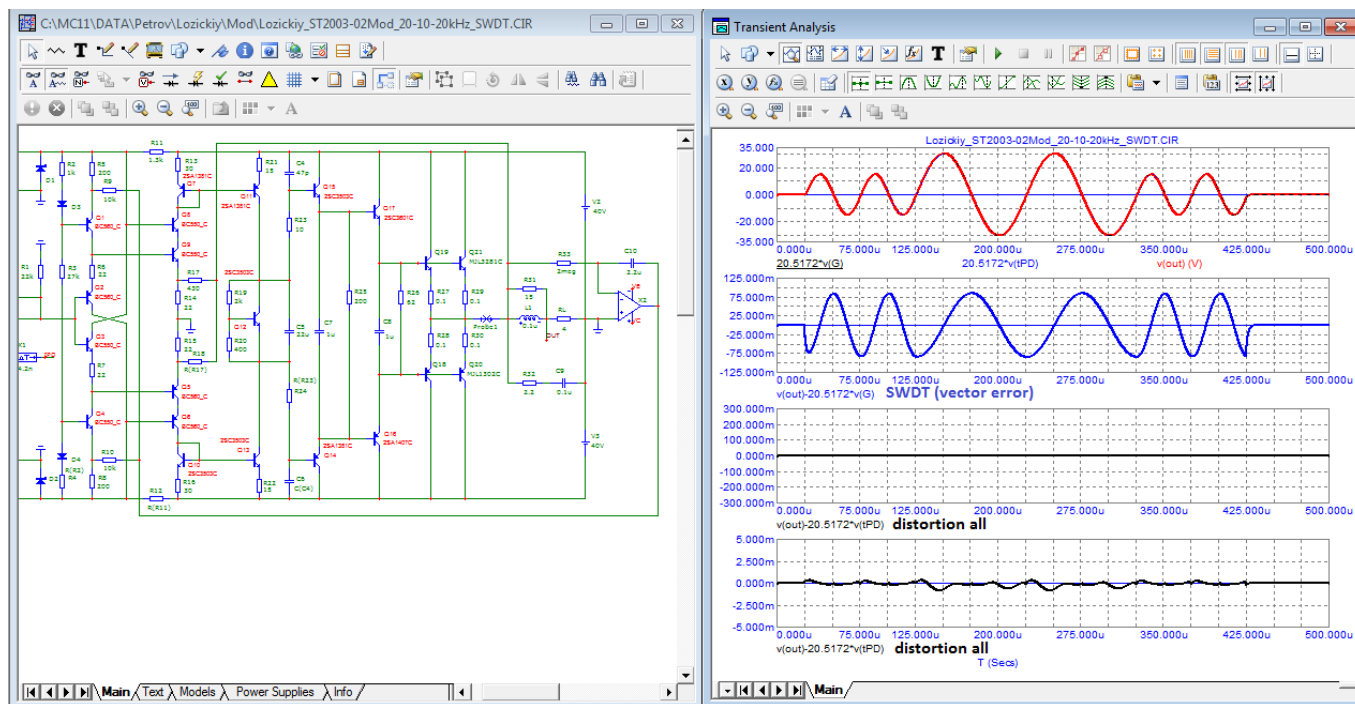


Fig. I. Результат теста модели усилителя [31] с помощью бурстов 10 и 20 кГц разной амплитуды (без разрыва фазы).

Здесь как и в предыдущем тесте этой модели ничтожно малы все виды искажений (нет ни скоростных ни линейных искажений).

Примечание.

Компенсационный метод измерения искажений целесообразно применять на этапе проектирования усилителя. Не менее успешно можно использовать этот метод и для оценки ранее разработанного усилителя без применения методов компьютерного моделирования.

При измерении искажений компенсационным методом важно точно измерить как время задержки прохождения сигнала на тестируемой частоте, так и коэффициент усиления. От этого очень сильно зависит погрешность измерения.

Для более наглядного представления о потерях полезного сигнала проведем два теста усилителя [32] в котором время задержки составляет 1,25 мкс. Усилитель выполнен по типовой схеме Дугласа Селфа с заменой «двойки» ВJT полевыми транзисторами. В отличие от типовой схемы добавлена обратная связь по току выхода для регулировки выходного сопротивления.

Для начала измерим потери сигнала частотой 10 кГц, рис. J

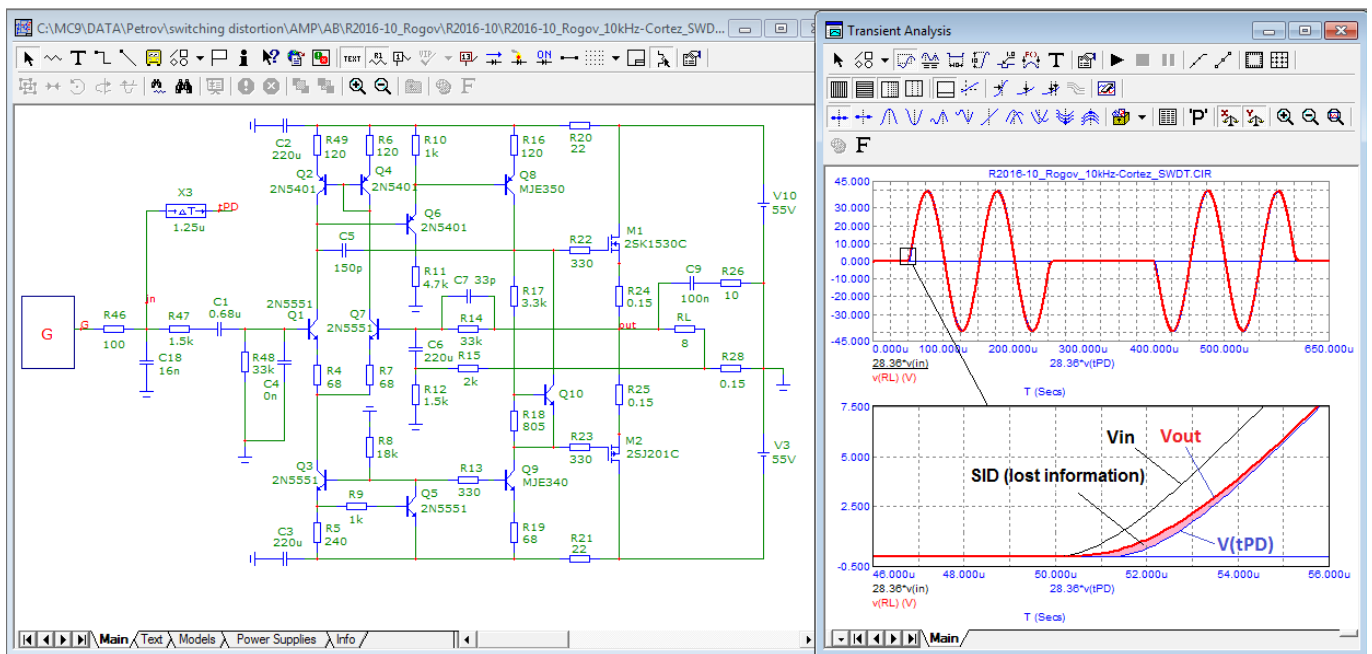


Fig. J. Потери сигнала в начале бурста

В качестве тестового сигнала применен сигнал частотой 10 кГц в виде бурстов пропущенных через ФНЧ 100 кГц. Начальный участок бурста показан в растянутом виде на котором розовым цветом выделены потери полезного сигнала. Амплитуда потерь достигает 500 мВ или 1,25 %, а их продолжительность составляет несколько мкс.

Проведем аналогичный тест на треугольном сигнале, рис. К

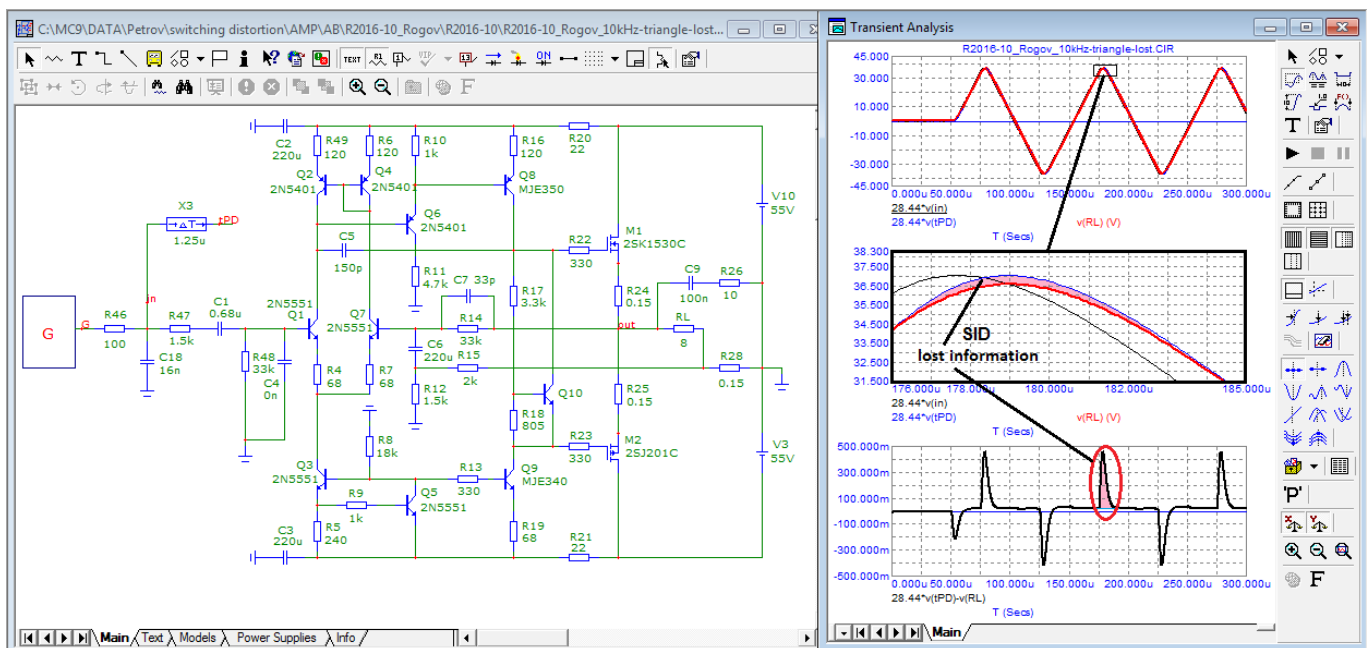


Fig. K. Потери сигнала на вершинах треугольного сигнала (на поворотах напряжения).

На верхнем графике показаны все три сигнала: выходной сигнал (красная) и нормализованные входной сигнал и сигнал tPD. Визуально все три сигнала практически сливаются. На втором графике показана вершина сигнала в растянутом виде где видны все три сигнала. Розовым цветом выделена площадь потерь которая по амплитуде достигает 500 мВ, а по длительности составляет около 10 мкс. На третьем графике показан результат вычитания выходного напряжения из задержанного входного. Здесь мы также видим потери полезного сигнала на каждом повороте выходного напряжения. Что такое 500 мВ при амплитуде выходного напряжения 40 В? Это ни много не мало а 1,25 % потерь информации. Причем эти потери никак не связаны с амплитудой полезного сигнала. То есть те же 500 мВ могут быть потеряны и при

амплитуде сигнала всего несколько Вольт, а это уже будет не 1,25 %, а десятки процентов отклонения выходного напряжения от ожидаемого.

Еще раз напомним что подобного рода потери полезного сигнала не выявляются никакими другими видами тестирования кроме компенсационного метода.

Ну а теперь обо всем по порядку.

В процессе работы все усилители вносят различного рода искажения. Различают линейные искажения (изменение амплитуды сигналов и их фазы без добавления гармонических составляющих, что обычно имеет место по окончании переходных процессов, т. е. в установившемся режиме) и нелинейные искажения вызванные неидеальностью как активных, так и пассивных элементов. И хотя линейные искажения (детерминированные искажения, обусловленные ограничением полосы частот и неравномерностью амплитудно-частотной характеристики) не зависят от уровня сигнала и не добавляют новых спектральных составляющих они изменяют амплитудные и фазовые соотношения (из-за неодинаковой скорости распространения спектральных составляющих) между отдельными составляющими сигнала и тем самым искажают временную структуру, т. е. вносят искажения во временной области и тем самым изменяют форму сигнала влияя на тембр звука.

Коэффициент нелинейных искажений впервые измерил К.Купфмюллер [1] и назвал их клирфактором (коэффициент дребезжания). К началу 50-х годов прошлого века было предложено уже более 20-ти различных методов измерения искажений.

Все эти методы по свойствам испытательного сигнала и по мере роста их корреляции с субъективными оценками качества (СОК) В.Раковский разбил на пять основных групп [2]:

- 1) метод одного тона (метод измерения суммарного коэффициента гармонических искажений — THD (Total Harmonic Distortion)) (1926 г.);
- 2) методы двух тонов (интермодуляционные искажения — ИМИ) (1934 г.);
- 3) методы с дискретным спектром (многотональные);
- 4) методы со сплошным спектром (белый шум, розовый шум, псевдошум);
- 5) методы с рабочим сигналом (компенсационный метод Сапожкова, 1956 г.). Позднее этот метод известен как метод Баксандалла-Акулиничева.

Забегая наперед добавим сюда еще две группы:

- 6) методы работы с реальными звуковыми сигналами Хафлера-Карвера (SWDT, 1986 г).
- 7) методы измерения динамической интермодуляции DIM-30, DIM-100 (прямоугольник 3,15 кГц + синус 15 кГц в соотношении 4:1)

Каждая из этих групп имеет разновидности, которые отличаются по способам регистрации нелинейности, выделению продуктов искажений и т. п.

Много времени методам тестирования посвятил Матти Отала, его исследования легли в основу стандартов DIM-30 и DIM-100.

Такие разработчики как Джон Керл (John Curl) особое внимание уделяют частоте первого полюса и высшим гармоникам начиная с 7-й. Так как отрицательная обратная связь подавляет в основном низшие гармоники (2-ю и 3-ю) и почти не затрагивает высшие, то Джон Керл старается обходиться минимальной глубиной ООС достаточной для доведения традиционно измеряемых параметров до минимально необходимых по стандартам для усилителей категории Hi-Fi.

С другой стороны как показывает практика глубина ООС менее 30 дБ малоэффективна.

Линн Олсон в работе [3] пишет:

«В электронике корреляция между процентами искажений и субъективной оценкой звучания практически равна нулю. Гармоники низших порядков почти неслышимы в сравнении с верхними, хотя они и доминируют в цифрах измерений THD! Стрелка измерителя сообщает разработчику полную ерунду.

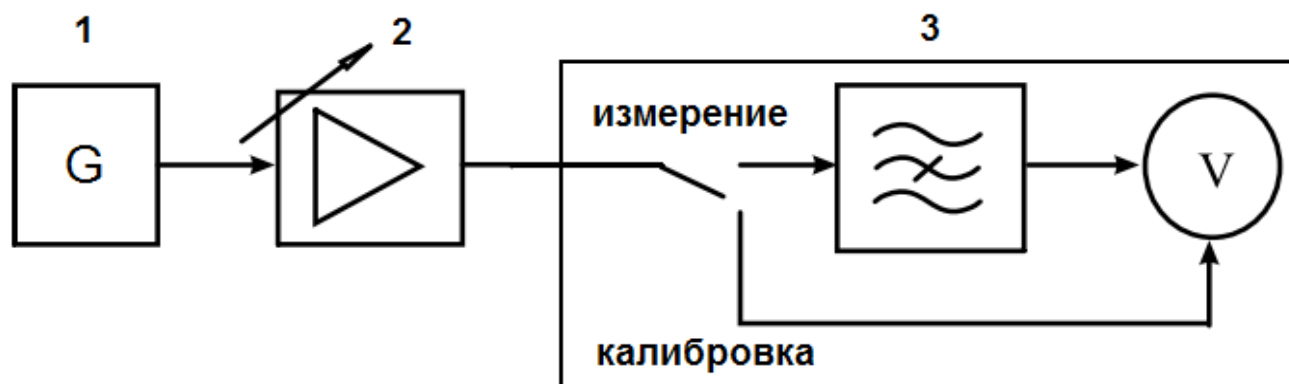
Пора отдохнуть от мифа про “благовзвучные искажения” и найти те реальные трудноуловимые источники, создающие искажения в усилителе, которые отмечает человеческое ухо. Как только мы найдем методы измерений, которые в самом деле помогают, а не прячут правды от нас, то станет легче разрабатывать электронику, дружественную слушателю.»

К сожалению по сей день первый метод тестирования является основным. Это как в

известном анекдоте: ночью ищем потерянные ключи от машины под фонарем, а не там где их потеряли — потому что там светлее.

С применением одного тона применялись измерители на основе мостовых схем для подавления основного сигнала и выделения всех гармоник сразу, а также методы отдельного измерения напряжения каждой гармоники с помощью спектроанализаторов.

Однако наибольшее распространение получили измерители нелинейных искажений (ИНИ) на основе режекторных фильтров. Структурная схема такого измерителя показана на рис. 1.



1 - генератор, 2 - тестируемый усилитель, 3 - ИНИ

Рис. 1 Блок-диаграмма измерителя нелинейных искажений

Попробуем разобраться в чем же причина низкого рейтинга подобного рода измерителей, что к ним относятся как к «пробникам» для контроля соответствия усилителей их спецификациям в процессе производства (в техпроцессе).

Существует большое множество режекторных фильтров как пассивных, так и активных на базе ОУ. Для того чтобы оценить вклад искажений в полезный сигнал на уровне ниже 0,001% (-100 дБ) уровень подавления основной гармоники должен быть на 10...20 дБ глубже, т. е. не менее 110...120 дБ. Для начала рассмотрим простейший пассивный фильтр 4-го порядка на частоту 10 кГц на базе LC-элементов, рис. 2

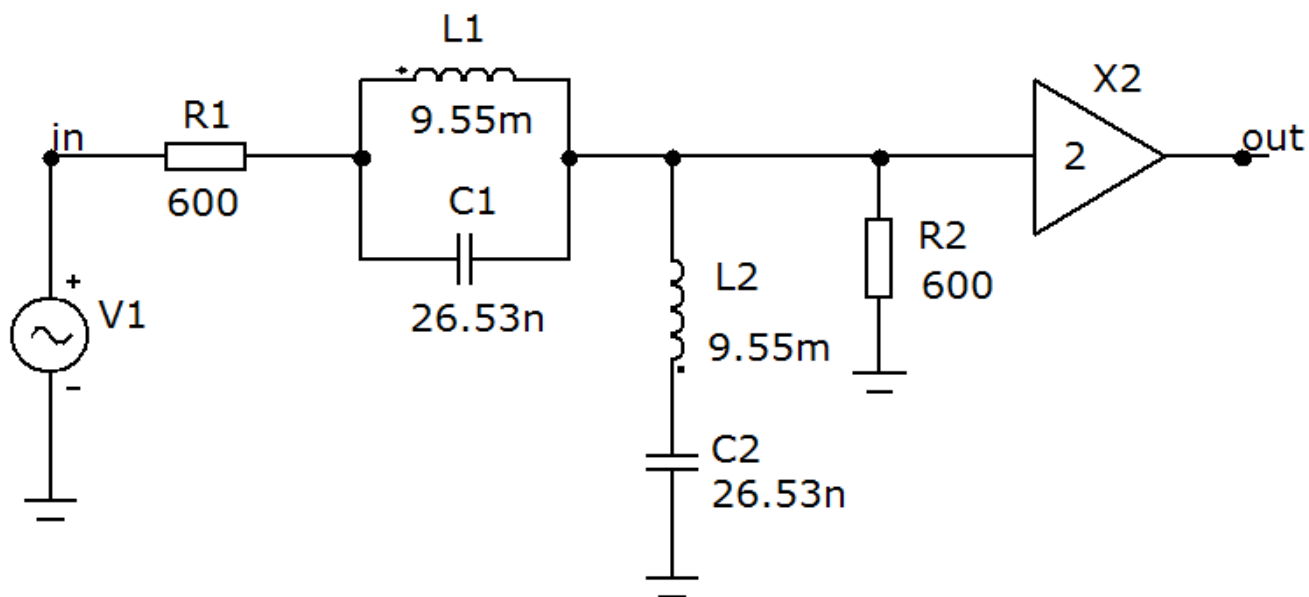


Рис. 2. Режекторный фильтр Бесселя 4-го порядка

АЧХ такого фильтра показана на рисунке 3

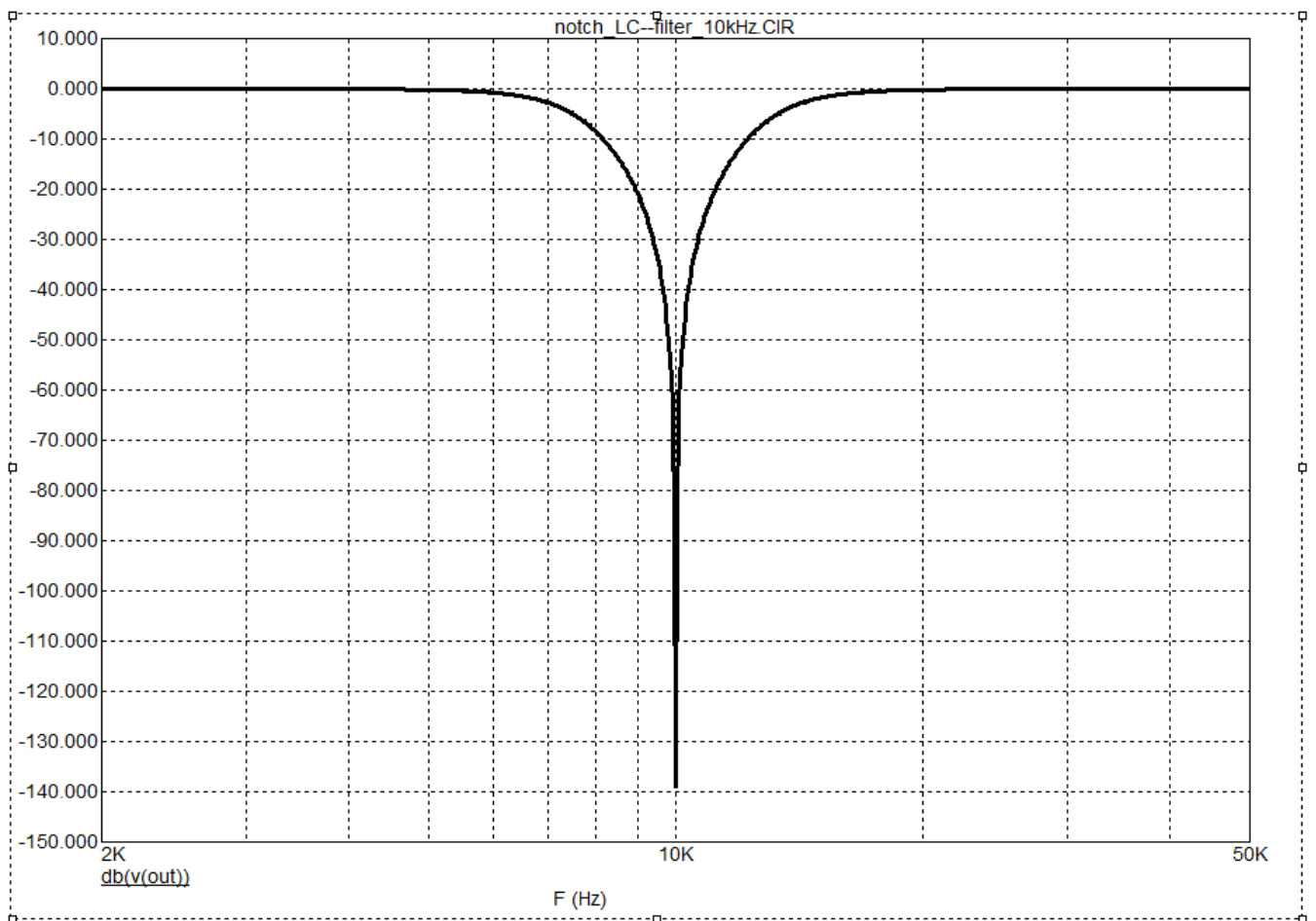


Fig. 3

Как видно из графика АЧХ подавление основной гармоники почти 140 дБ, а ближайшая 2-я гармоника и последующие передаются без ослабления.

Следующий параметр который нас интересует это время установления, т.е. время через которое фильтр может адекватно измерять искажения. Для этого подмешаем к основному тону частотой 10 кГц и уровнем 3 В(пик) сигнал частотой 30 кГц уровнем 3 мкВ (-120 дБ), рис. 4.

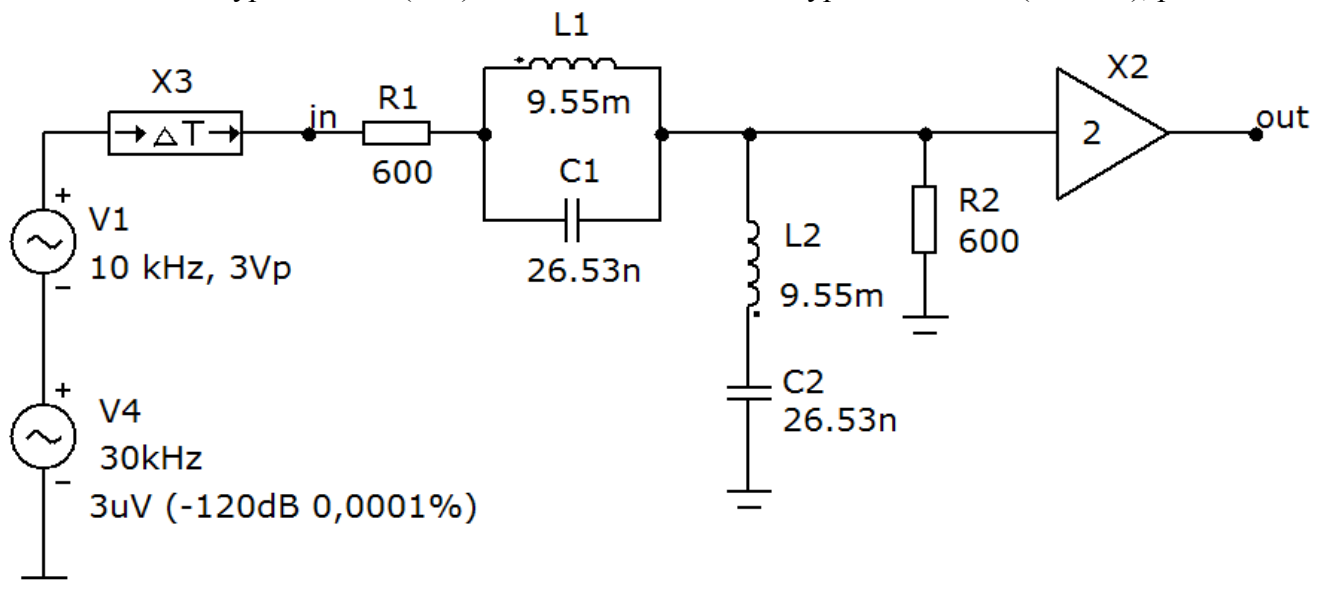


Рис. 4 Схема измерения третьей гармоники сигнала частотой 10 кГц

Третью гармонику имитирует идеальный генератор V4 с частотой выходного сигнала 30 кГц.

Запускаем Transient/Analysis и смотрим результат, рис. 5

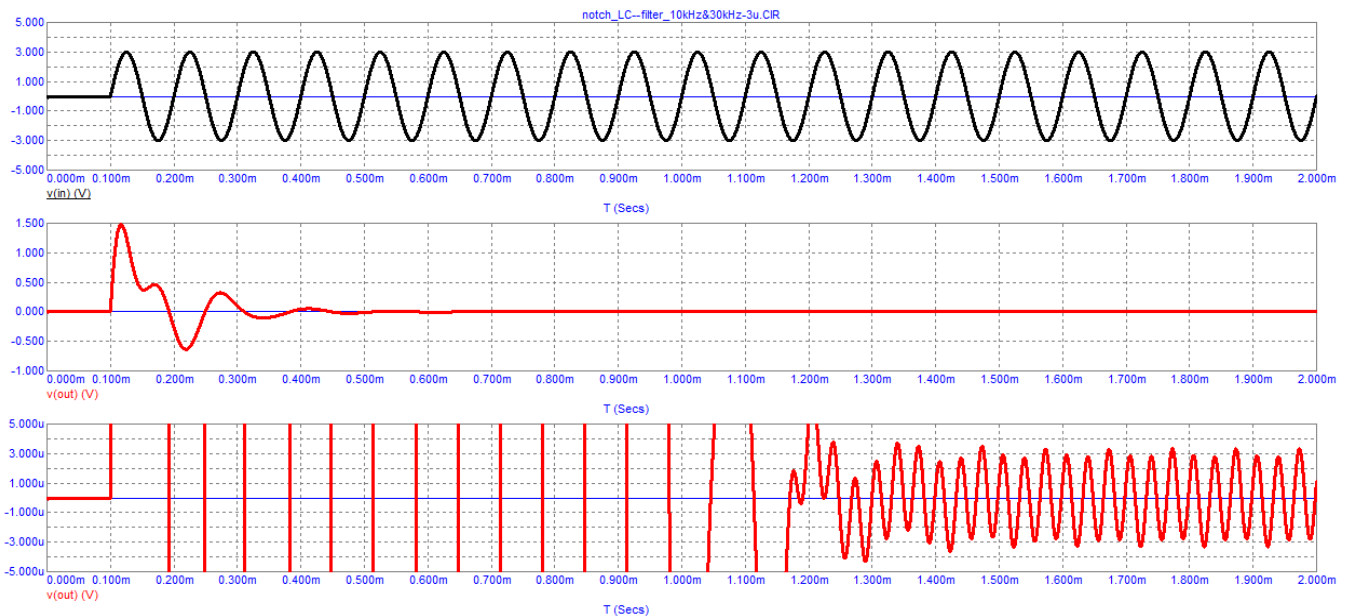


Рис. 5 Результат измерения 3-й гармоники с помощью симулятора

Результат теста показывает что переходные искажения в самом фильтре длятся около 1,5 мс, т.е примерно в 15 раз дольше периода измеряемого сигнала. Таким образом измерить искажения на первых периодах (как это возможно сделать с помощью программы микрокап 9-й версии) не представляется возможным, а ведь именно на первых периодах (наибольший вклад на первом) и происходят основные искажения в усилителях из-за переходных процессов, которые ошибочно относят к линейным искажениям. Напомню что линейные искажения наступают по окончании переходных процессов, т. е. в установившемся режиме.

Из активных режекторных фильтров есть варианты на основе двойного Т-моста, моста Вина-Робинсона и др. Но глубина подавления таких фильтров едва достигает 40...50 дБ, что явно недостаточно. Рассмотрим режекторный фильтр на основе фазовращателей, [4], рис. 6

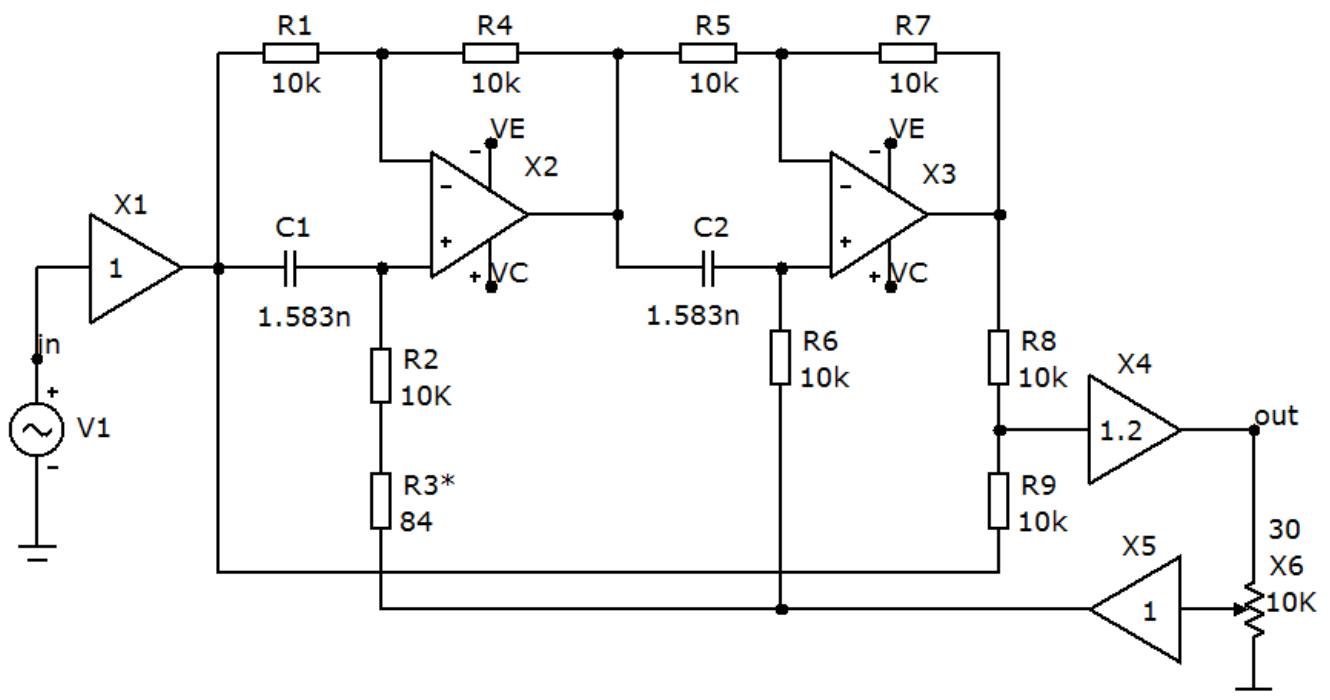


Рис. 6 Схема режекторного фильтра на фазовращателях

Такой фильтр подавляет основной тон частотой 10 кГц более 95 дБ, Чтобы увеличить степень подавления включим два таких фильтра последовательно и измерим АЧХ, рис. 7

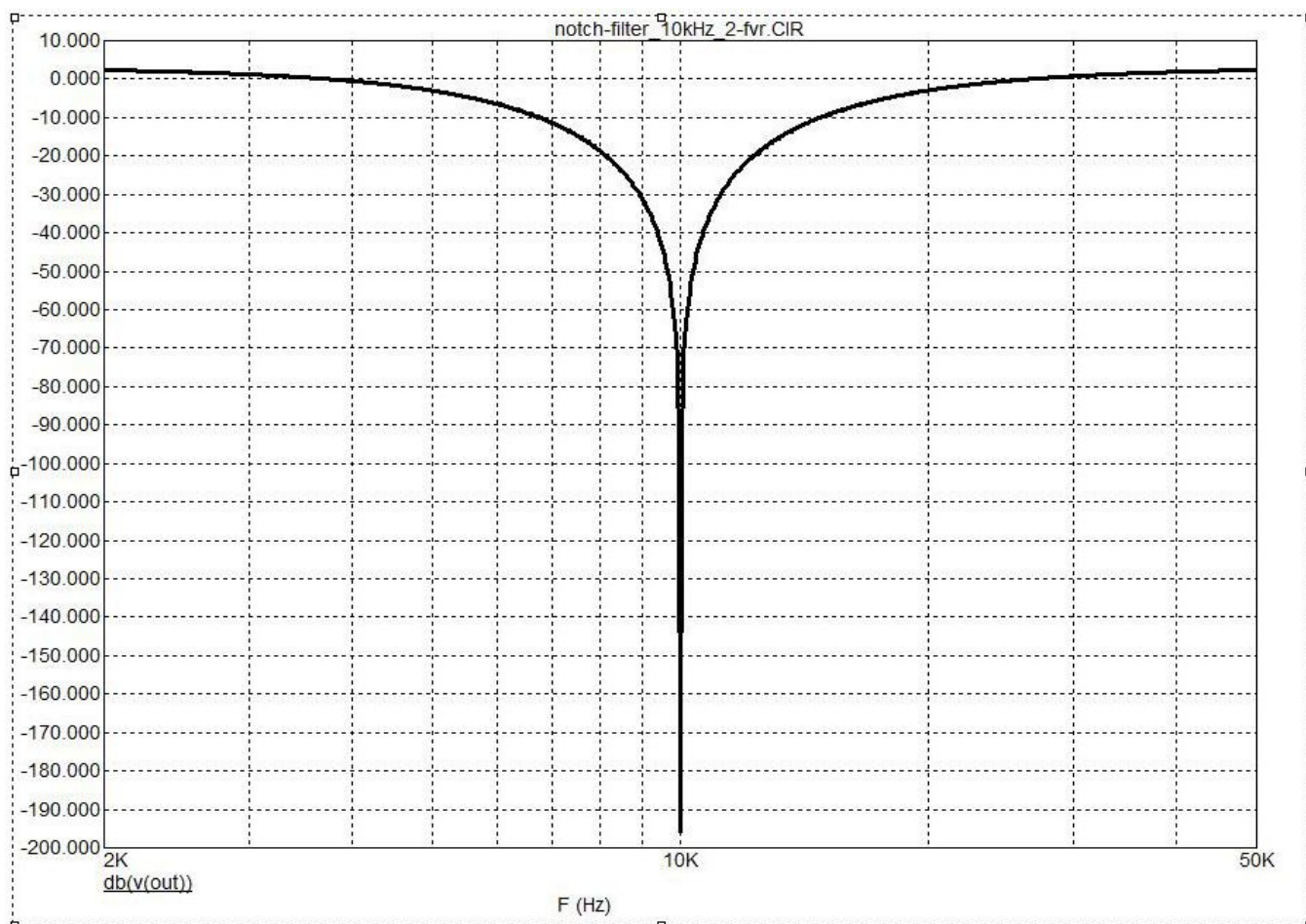


Рис. 7 АЧХ последовательно включенных 2-х режекторных фильтров на фазовращателях

Добавим к тестовому сигналу сигнал частотой 30 кГц уровнем 30 мкВ (-100 дБ), и проверим время установления, рис. 8

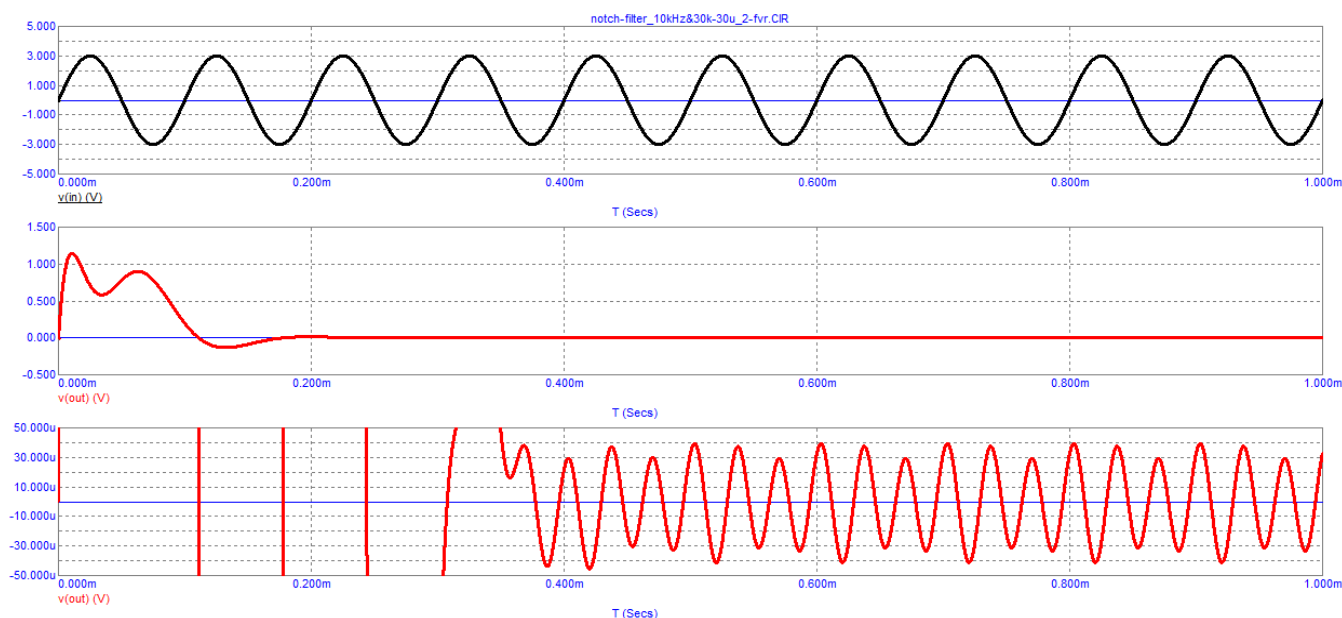


Рис. 8 Результат измерения 3-й гармоники

Тест показывает, что время установления такого фильтра почти в 3 раза короче. Тем не менее несмотря на подавление почти на 50 дБ больше чем у предыдущего фильтра, фильтр не в состоянии адекватно измерить искажения даже уровнем 0,001% (-100 дБ) из-за вносимых искажений активными элементами (ОУ). В качестве ОУ использованы модели быстродействующих прецизионных ОУ типа ОРА627. Таким образом даже с этим фильтром требуется пропустить как минимум 4 периода основного тона. Кстати в последних версиях

микрокапа (11-я и 12-я) невозможно установить менее 4-х периодов для просчета усилителя на искажения (спектр гармоник, общий Кг).

Синусоидальное напряжение формируется вектором постоянной амплитуды вращающимся с постоянной угловой скоростью.

Отсюда понятно почему результаты тестирования этого метода не коррелируют с качеством звука. Ведь основные искажения происходят в моменты изменения dV/dt (в моменты изменения вектора напряжения или угловой скорости его вращения), что и имеет место непрерывно в реальных звуковых сигналах.

Несколько лучше дело обстоит с двухтональными и многотональными методами, однако из-за того что в спектре также простые фиксированные сигналы, той корреляции с качеством звука которая ожидалась не происходит.

Спектр сигнала - это результат разложения сигнала на более простые в базисе ортогональных функций. В качестве разложения обычно используются преобразование Фурье, разложение по функциям Уолша, вейвлет-преобразование и др. В симуляторах преимущественно используется преобразование Фурье.

В начале 1950 г. В.Вольф подает заявку на патент «Способ измерения нелинейных искажений» [5], рис. 9.

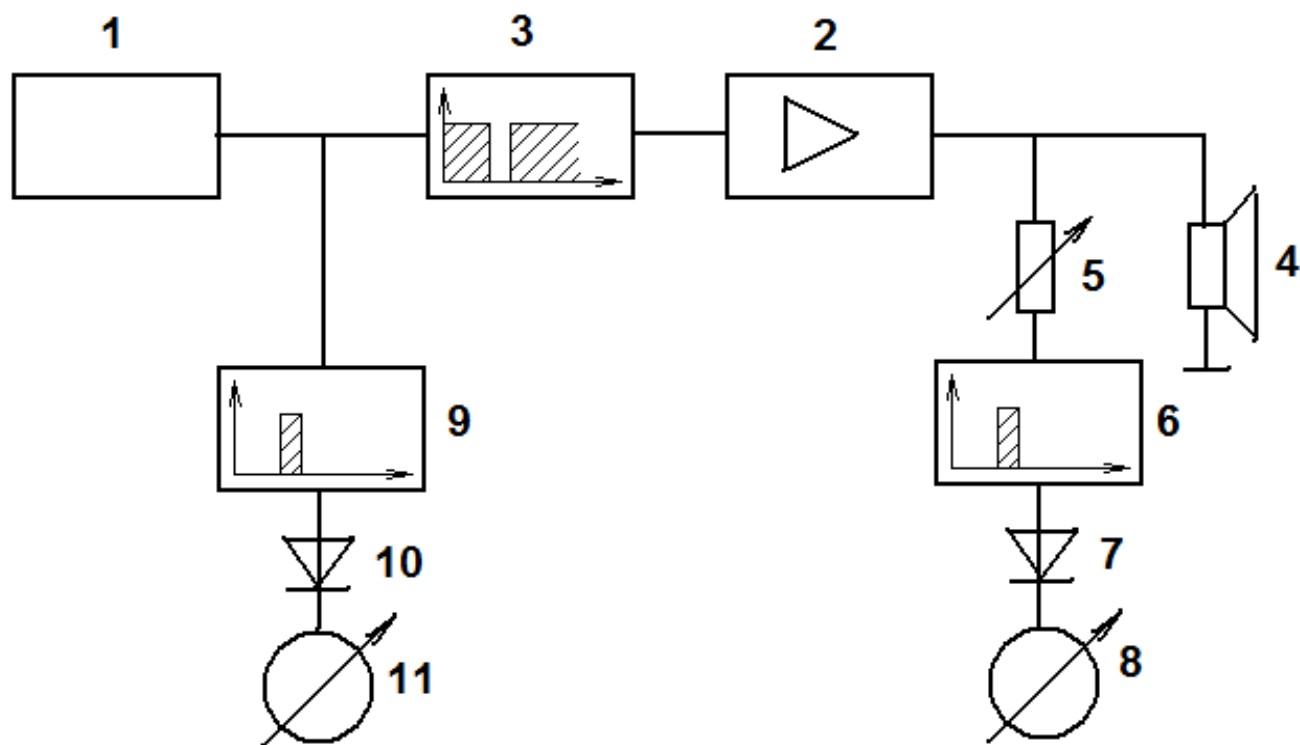


Рис. 9 Блок-схема измерителя НИ по патенту SU90185

Сущность предлагаемого способа измерений поясняется схемой. С звукового генератора сплошного спектра равных амплитуд 1 напряжение поступает на вход исследуемого тракта 2 через режекторный фильтр 3, задерживающий узкую полосу частот от f_1 до f_2 . С выхода тракта 2 напряжение подводится к нагрузке 4 и параллельно через регулятор напряжения 5 к полосовому фильтру 6 с полосой пропускания от f_1 до f_2 . С фильтра 6 напряжение поступает на детектор 7 и затем на гальванометр 8.

Поскольку полоса пропускания фильтра 6 равна полосе задержания фильтра 3 (или несколько уже ее), то на выходе исследуемого тракта, в случае его линейности, не должно быть токов, частоты которых лежат в полосе пропускания фильтра 6, и гальванометр 8 не должен отклоняться. Отклонение же стрелки гальванометра будет указывать на появление на выходе исследуемого тракта 2 токов в полосе частот $f_1 - f_2$, т. е. токов частот, которые, в силу наличия фильтра 3, отсутствовали на входе тракта.

Эти образования токов в полосе частот $f_1 - f_2$ являются следствием появления гармоник

от более низкочастотных составляющих содержащихся во входном сигнале, и результатом образования комбинационных частот, приходящихся на полосу $f_1 - f_2$.

Отклонение стрелки гальванометра 8 пропорционально не только степени нелинейности исследуемого тракта, но также и амплитуде напряжения, действующего на его входе. Для раздельного учета обоих этих факторов в схему вводится еще один полосовой фильтр 9, детектор 10 и гальванометр 11 с такими же характеристиками, как у аналогичных элементов 6, 7, 8.

С помощью регулятора напряжения 5 в цепь фильтра 6 вводится затухание, равное коэффициенту усиления тракта 2. При этом отклонение гальванометра 11 будет пропорционально э.д.с. полезного сигнала в полосе частот $f_1 - f_2$, а гальванометра 8 — пропорционально э.д.с. искажений, новообразованной самим трактом 2 в той же полосе частот. Отношение показаний гальванометра 8 к показаниям гальванометра 11, при соответственно подобранном затухании регулятора напряжения 5, будет являться мерой нелинейных искажений, созданных исследуемым трактом.

Для удобства отсчета гальванометров 8 и 11 можно заменить логометром, угол отклонения стрелки которого пропорционален отношению токов, протекающих по его катушкам.

Поскольку звуковая энергия распределена по спектру частот неравномерно, может оказаться, что искажения, измеренные в полосе частот $f_1 - f_2$, не характерны для других участков спектра. Поэтому фильтры 3, 6 и 9 следует сделать перестраивающимися по диапазону звуковых частот с сохранением неизменной ширины их полосы пропускания (и соответственно задержания). При достаточно быстрой перестройке упомянутых фильтров прибор будет давать представление о среднеэнергетической величине искажений за время, равное периоду перестройки фильтров. В этом случае, имеет смысл детекторы 7 и 10 выполнить по схеме измерителей импульсов с соответственно подобранной постоянной времени.

Основной повод для подачи заявки заключается в том, что производимые при помощи подачи на вход четырехполюсника чистого тона (или несколько чистых тонов) тесты не учитывают спектрального состава реального звукового сигнала. Поэтому далеко неполно отражается величина тех нелинейных искажений, которые возникают в аппаратуре при модуляции ее напряжением сложного спектра, характерным для реальной звуковой программы. Не учитывается также возможность возникновения токов комбинационных частот, резко увеличивающих нелинейные искажения в результате амплитудно-фазовой конверсии сигналов. А самое главное тесты с чистыми тонами не могут выделить информацию которая теряется усилителями при усилении реальных звуковых сигналов.

По этому методу на AES-126 проходившем в 2009 году в Мюнхене известный специалист в области электроакустики проф. А. Фарина представил доклад [6].

Однако у метода Вольфа оказался существенный недостаток — несмотря на возможность перестройки фильтров по звуковому диапазону невозможно точно определить в какой именно полосе частот усилитель имеет наибольшую нелинейность.

Этот недостаток был устранен измерителем действующим ровно наоборот [7]: на усилитель подают 1/3 октавный шум (белый шум, розовый шум или псевдошум), а на выходе его вырезают. В результате в спектре остаются продукты искажений порожденные шумовым сигналом, рис. 10. А так как шумовой сигнал промодулирован как по частоте, так и по амплитуде, то он как раз и провоцирует искажения характерные для переходных процессов на первых периодах тональных сигналов.

Полагая, что высокочастотная часть звукового диапазона наиболее критична к нелинейным искажениям усилителей можно ограничиться несколькими 1/3 октавными полосами начиная с частоты 10 кГц. В качестве тестовых сигналов можно использовать готовые сигналы имеющиеся на тестовых дисках для проверки АЧХ звукового тракта.

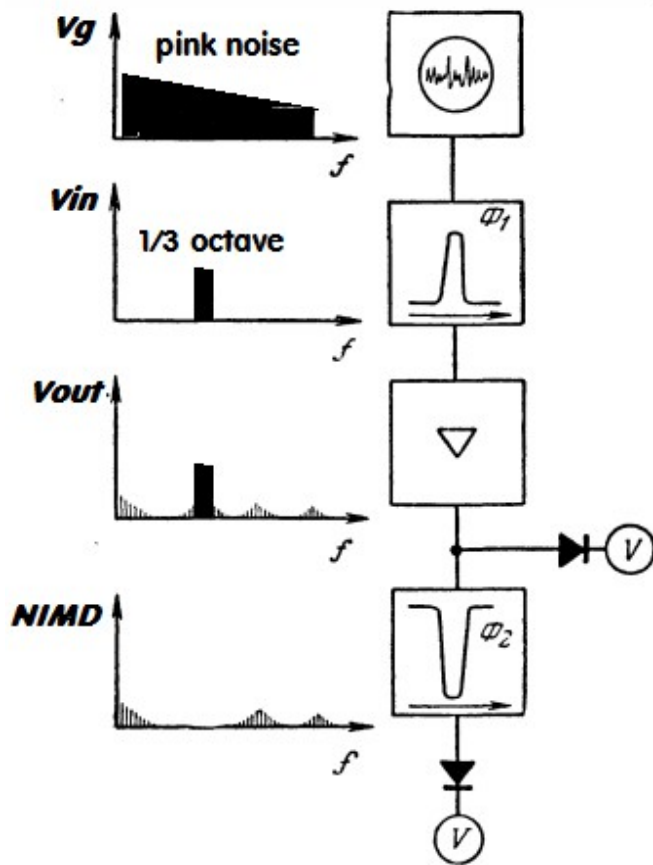


Рис. 10 Принцип работы ИНИ с использованием узкополосного шума

Более подробно о результатах сравнительных испытаний можно ознакомиться в [8].

Следующим шагом в развитии измерительной техники было непосредственное вычитание сигналов после масштабирования и фазовой подгонки входного сигнала к фазе выходного, [9]. Этот метод (метод взаимной корреляции между входным и выходным сигналами) был защищен доктором технических наук М. Сапожковым диссертацией в 1954 году. Этот же метод был опубликован и в [10]. Позднее этот метод был опубликован в [11] и стал известен как метод Баксандалла. В России популяризатором этого метода был И.Акулиничев опубликовавший ряд векторных индикаторов искажений в журнале Радио.

Наиболее полно все виды искажений отражены в [12], и проиллюстрированы на рис. 11 и 12.

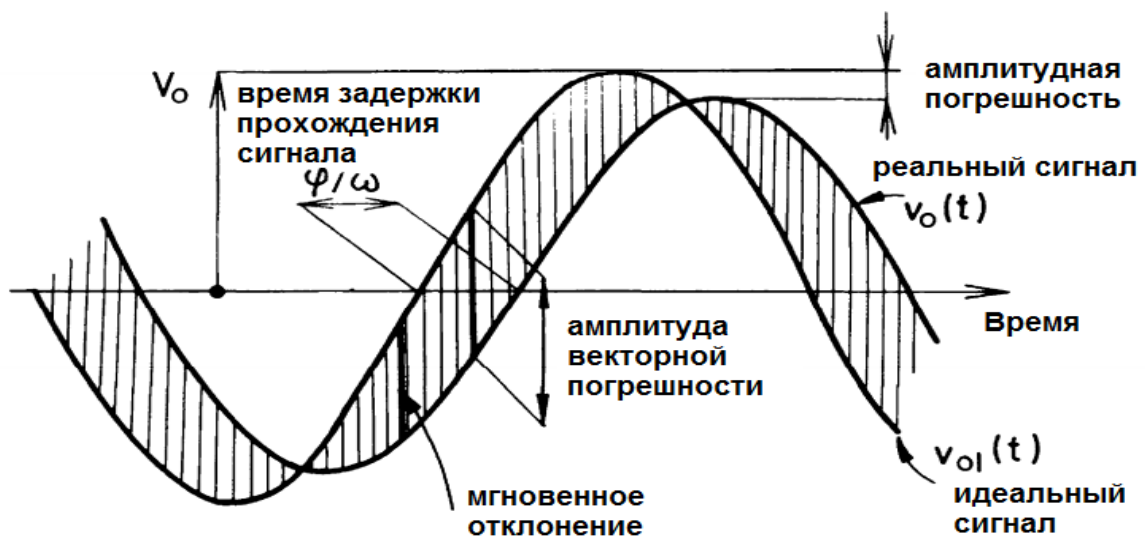


Рис. 11 Иллюстрация соотношения между векторной, амплитудной и фазовой ошибками при представлении сигнала в виде функции времени.

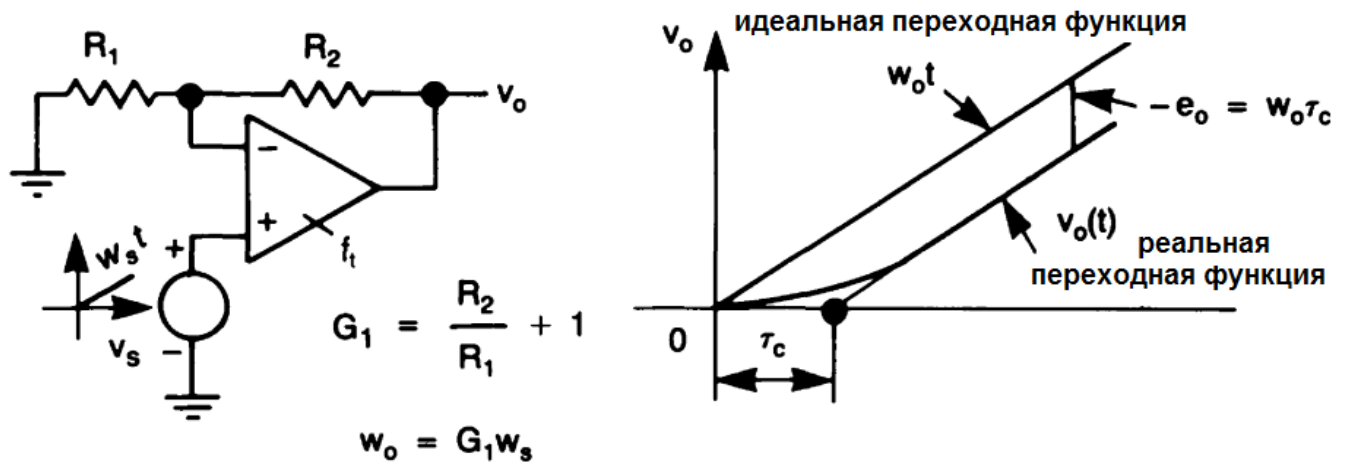


Рис. 12 Скоростная погрешность неинвертирующего усилителя при возбуждении его линейно-нарастающим напряжением.

Виды искажений расшифрованы на странице 322 [12] в пунктах 13 и 14, приведем их в полном виде с небольшими дополнениями

13. Скоростная погрешность резистивной операционной схемы первого порядка с сопрягающей частотой $f_c = 1/2\pi\tau_c$, возбуждаемой линейно-изменяющимся сигналом - таким, что сигнал на выходе изменяется со скоростью $\omega_{вых}$, равна:

$$\epsilon_{вых} = -\omega_{вых}\tau_c \quad (1)$$

где $\omega_{вых} = 2\pi f_{\omega} U_{вых} \quad (2) \text{ (look. 14)}$

$\tau_c = RC$ и физически равно задержке сигнала (time Propagation Delay – tPD) в полосе пропускания

14. Как скоростная погрешность $\epsilon_{вых}$ при негармоническом, так и векторная погрешность ϵ_v при гармоническом воздействии выражают одно и то же основное динамическое ограничение, связанное с наличием сопрягающей частоты операционной схемы f_c . В резистивной операционной схеме первого порядка эти две погрешности связаны между собой соотношением:

$$-\epsilon_{вых}/U_{вых} = \epsilon_v(f_{\omega}) \quad (3)$$

Подставив выражение (2) в (1) получим:

$$\epsilon_{вых} = -\omega_{вых}\tau_c = -2\pi f_{\omega} U_{вых}\tau_c = -2\pi f_{\omega} U_{вых}(tPD) \quad (4)$$

Заменяв частоту периодом для гармонического воздействия получим:

$$\epsilon_{вых} = -2\pi U_{вых}\tau_c/T = -2\pi U_{вых}(tPD)/T \quad (5)$$

Из пункта 14 вытекает что скоростная погрешность при негармоническом воздействии и векторная погрешность при гармоническом воздействии вычисляются по одной и той же формуле, что не удивительно, так как начальный участок синусоиды (точнее начальный участок бурста) можно с хорошим приближением считать негармоническим воздействием.

Методы измерения векторной погрешности заключаются в прямом вычитании выходного сигнала из входного приведенного по уровню к выходному (нормализованное напряжение). Например для инвертирующего усилителя это выглядит так, рис. 13 [12].

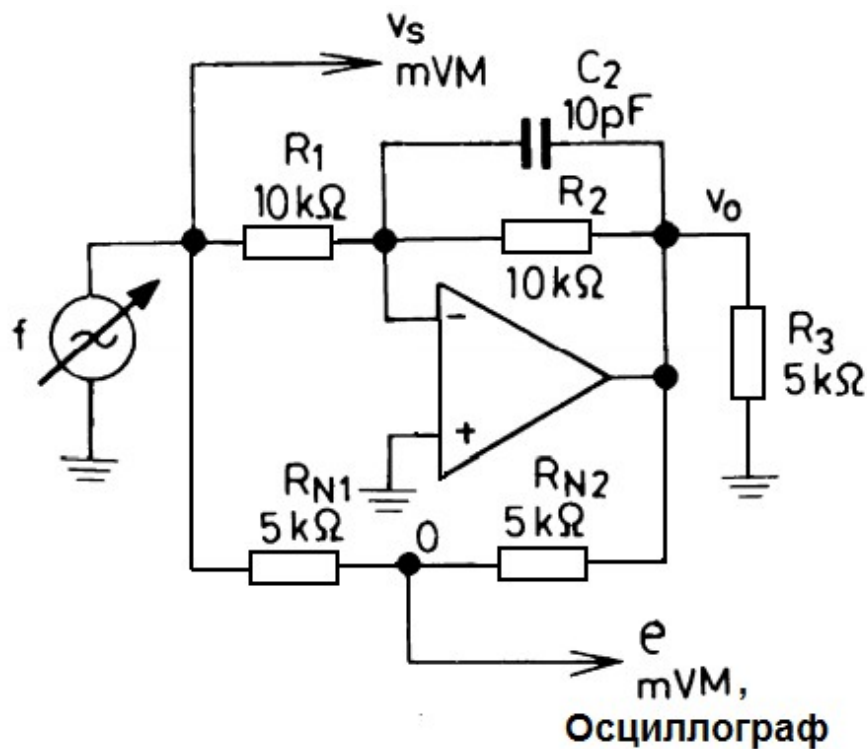


Рис. 13 Схема для измерения векторной погрешности инвертора напряжения

Так как усиление равно минус 1, то результат вычитания измеряется в точке соединения резисторов равной величины.

Таким образом по Иржи Досталу векторная погрешность и скоростная погрешность по сути одно и то же в для синусоидальных сигналов в установившемся режиме. Однако из рассмотрения упущен начальный участок линейно нарастающего напряжения или что тоже самое — начальный участок первой синусоиды бурста (небольшой «треугольник» на рис. 12). Именно эти искажения я и назвал скоростными искажениями. Этот вид искажений связан с поворотом напряжения и их лучше было бы назвать «искажениями поворота». Ниже будет показано что этот вид искажений возникает всякий раз при отклонении сигнала от синусоиды (в моменты изменения как частоты сигнала так и его амплитуды).

Разработчики нуждались в тесте который бы коррелировал с качеством звука. И Дэвид Хафлер предложил такой тест под названием SWDT («straight-wire» differential test - дифференциальный тест «прямого провода») [13], рис. 14.

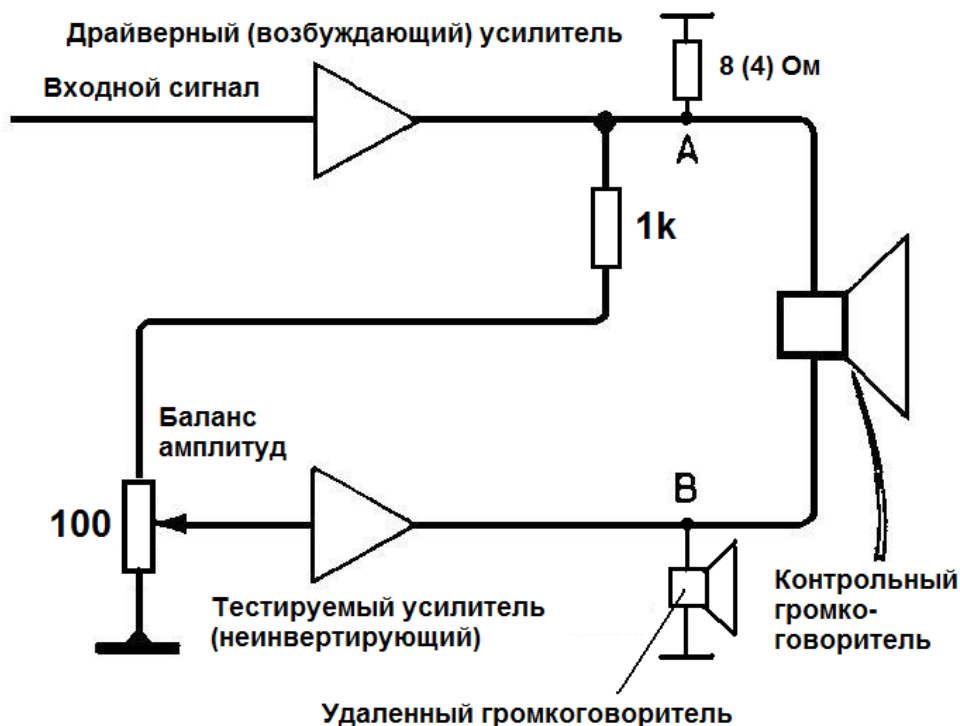


Рис. 14 Блок-схема измерителя векторных погрешностей Хафлера

Тест Хафлера заключается в сравнении выходного напряжения с промасштабированным (нормализованным) входным (с входным напряжением приведенным по уровню к выходному если смотреть от входа тестируемого усилителя к точке А через аттенюатор). Очевидно, что если вход и выход идентичны, в контрольном громкоговорице (наушниках) не будет сигнала. Любой звук, слышимый после тщательной балансировки, будет искажением. За «нуль-тест» Хафлер предложил уровень -70 дБ для средних частот (ослабление сигнала в 3000 раз или до 0.03%) и -60 дБ (ослабление сигнала в 1000 раз или до 0.1%) для высших частот звукового диапазона.

В одном из ответов на вопросы по статье [13] о применении теста SWDT Хафлер пишет: «Это не новая идея. Однако в прошлом усилители выглядели очень плохо в этом тесте, который выявил все недостатки. XL-280 может быть первым усилителем, предлагающим хороший нулевой сигнал с SWDT.»

Идея действительно не новая, но разработчикам аудиоусилителей хочется видеть продукты искажений, а не векторные погрешности. Но для этого надо проводить тест с учетом задержки прохождения сигнала.

И хотя тест Хафлера не измеряет нелинейные искажения, а только векторные погрешности, тем не менее в ряде случаев он может быть более информативен чем любой другой тест.

В отличие от метода Сапожкова-Баксандалла в этом методе не используется фазовая подстройка что существенно упрощает процедуру тестирования, а с другой стороны учитывает и искажения во временной области, т.е. вносимые фазовые искажения которые нередко приводят к серьезным искажениям связанным с амплитудно-фазовой конверсией сигналов.

Эта мысль прозвучала в докладе "Высота, тембр, разделение источников и мифы о воспроизведении звука через громкоговорители" известного специалиста в области психоакустики Д. Гринингера на AES-132 прошедшем в Будапеште в 2012 году. В своем докладе он показал что чрезвычайно важное значение имеют фазовые соотношения верхних гармоник в спектре, а также, что при воспроизведении через громкоговорители в той или иной степени всегда нарушается структура амплитудного и фазового спектра, поэтому звучание всегда беднее по тембру, четкости, ясности и др., чем натуральный звук.

Может создаться впечатление что от верхнего по схеме усилителя результат теста не зависит, ведь его задача всего лишь выдать амплитуду сигнала. На самом деле он должен быть достаточно широкополосным (скоростным) чтобы не «смазать» тонкие нюансы звукового материала и не облегчить задачу тестируемому усилителю. Только в этом случае мы получим более достоверную информацию о тестируемом усилителе. Если же использовать «тормознутый» усилитель (таким может оказаться один канал тестируемого стерео усилителя используемый как

драйверный), то тестируемый усилитель может выглядеть лучше чем он есть на самом деле.

По поводу теста Хафлера Джон Керл сказал следующее [14] (стр. 40):

«При всем уважении к Дэвиду Хафлеру. Его усилитель, возможно, прошел его тест, но этот усилитель не считается «идеальным» ни по одному стандарту и обычно «модернизируется» любителями, с отмеченным «улучшением».». Надо полагать что он имел в виду усилитель XL-280.

На первый взгляд это высказывание может показаться парадоксальным. На самом деле многое зависит от тестовых сигналов. Если использовать чисто синусоидальные сигналы, то измерения будут мало отличаться от измерения ТНД в установившемся режиме с вытекающими последствиями. Наиболее оптимальный сигнал для подобного тестирования треугольный сигнал частотой 10 кГц пропущенный через ФНЧ 100 кГц. Такой сигнал очень удобен в качестве тестового во всех отношениях, скорость нарастания/спада фронтов сигнала близка к максимальной скорости нарастания встречающейся в реальных звуковых сигналах, а на вершинах сигнала происходит поворот сигнала - изменение напряжения dV/dt характерное для тонких нюансов реального звукового сигнала (выявляет скоростные искажения дважды за период). Именно тест с помощью такого сигнала показал что модель усилителя XL-280 вносит скоростные искажения до 1% и более вместо 0,1%.

При использовании синусоидального сигнала, равенстве амплитуд на выходах усилителей и отсутствии искажений разностный сигнал будет представлять собой также синусоиду, но сдвинутую по фазе, амплитуда которой зависит от задержки прохождения сигнала тестируемого усилителя (t_{PD}):

$$a \sim 2\pi A * t_{PD} / T \quad (6)$$

где

T – период сигнала, мкс;

A – амплитуда сигнала на выходах усилителей, В

t_{PD} – время задержки прохождения сигнала, мкс

где
$$t_{PD} = \sim aT / 2\pi A \quad (7)$$

Из формулы (6) видно что уровень векторной погрешности обратно пропорционален периоду (прямо пропорционален частоте). Поэтому на высших частотах наиболее трудно обеспечить малые векторные погрешности.

Подсчитаем предельно допустимую задержку t_{PD} по формуле (7) для частоты 20 кГц при векторной погрешности -60 дБ, т. е. при $a/A = 0,001$

$$t_{PD} = \sim aT / 2\pi A = 0,001 * 50000 \text{ нс} / 6,28 = 8 \text{ нс}$$

Таким образом время задержки прохождения сигнала не должно превышать 8 нс.

Надо сказать что это достаточно жесткое требование для УМЗЧ, так как подавляющее большинство усилителей находящихся в эксплуатации имеет t_{PD} от 200...300 нс до 1,5 мкс и более.

Если ориентироваться на амплитудную точность передачи сигнала 0,01%, то в соответствии с выводами [12] полоса пропускания усилителя с однополюсной коррекцией должна быть не менее:

$$f_s = (100/\sqrt{2})f_i \approx 71f_i \quad (8)$$

Подставим в формулу (8) верхнюю частоту звукового диапазона, в результате получим необходимую полосу пропускания 1,4 МГц. Это означает что время задержки прохождения сигнала не должно превышать:

$$t_{PD} \leq 1/2\pi f_b = 1/(6,28 \cdot 1400000) = 0,00000013 \text{ с} = 0,00013 \text{ мс} = 0,13 \text{ мкс} = 130 \text{ нс}$$

Таким образом в соответствии с расчетами по формулам Иржи Достала полоса пропускания усилителя должна быть не менее 1,4 МГц, а время задержки прохождения сигнала в самом усилителе (без учета задержки вызванной входным радиочастотным фильтром НЧ) для

высококачественных усилителей с ООС не должно превышать 130 нс, но в таком случае это не будет соответствовать более жестким требованиям теста Хафлера SWDT.

В некоторых современных топовых усилителях этот параметр стали указывать. Например, в технических характеристиках на усилитель MIMESIS 9.2 указано:

GROUP DELAY

- Propagation Delay: < 100 ns stable from DC to 200 kHz

Аналогичный «нуль-тест» использовал и Боб Карвер [15], рис. 15

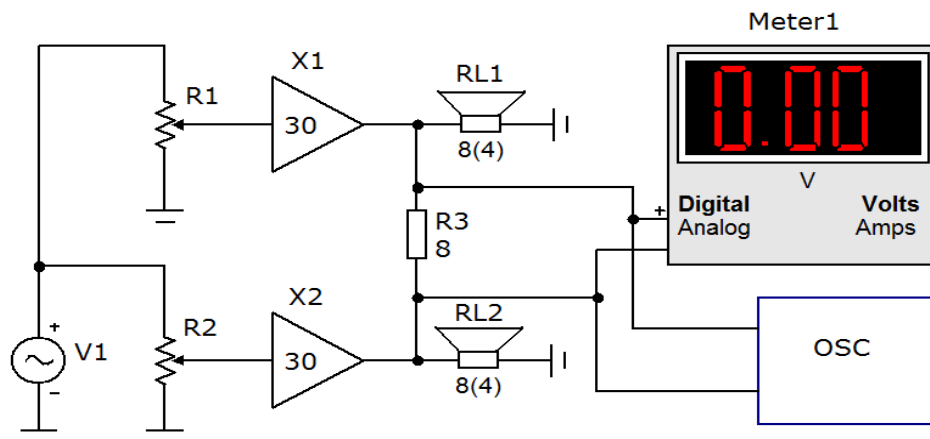


Рис. 15 Блок-схема измерения относительного уровня искажений по отношению к эталону

В отличие от оригинального теста Хафлера, в тесте Карвера используется сравнение между выходом «эталона» X1 и выходом тестируемого усилителя X2. Как показал эксперимент корректировка параметров усилителя средней ценовой категории под параметры дорогого «эталона» с точностью -70 дБ (0,03%) обеспечило идентичность их звучания.

Так как мы стремимся к идеальной точности то при моделировании с помощью симуляторов в качестве эталонного усилителя можно использовать идеальный усилитель с коэффициентом усиления равным усилению тестируемого усилителя на частоте сигнала. Тогда для измерения вносимых искажений компенсационным методом достаточно задержать выходной сигнал идеального усилителя с помощью идеальной линии задержки на время задержки прохождения сигнала (tPD) в тестируемом усилителе, а все что остается после вычитания и есть искажения вносимые усилителем.

Метод Карвера можно использовать и для измерения приращения искажений на максимальной мощности (или любой другой) например, по отношению к выходной мощности 1 Вт. Для этого усилители X1 и X2 должны иметь одинаковые параметры (например моноблоки одной марки). На выходе одного из них параллельно нагрузке включаем делитель (резистор который соединен с «общим» берем равным нагрузке, а верхний резистор рассчитываем так чтобы в точке соединения резисторов делителя было напряжение соответствующее выходной мощности 1 Вт). Остается в усилителе с делителем параллельно нагрузке выставить выходную мощность близкую к максимальной, а во втором усилителе входным аттенуатором выставить выходное напряжение равное напряжению в точке деления резисторов первого усилителя. Если параметры усилителей одинаковые (важно чтобы были равны tPD), то векторные искажения будут скомпенсированы и в диагонали моста мы получим в чистом виде прирост искажений. Их можно оценить с помощью осциллографа, ИНИ или спектроанализатора.

Из психоакустики известно что человеческий слух наиболее чувствителен к скорости изменения фазы, т.е. к групповому времени задержки (ГВЗ) и ее изменениям в частотной области. На самом деле важно постоянство ГВЗ не только в звуковом диапазоне, но и далеко за его пределами (вплоть до 1 МГц и далее).

Взаимосвязь векторных погрешностей с временем задержки нетрудно проследить по следующим рисункам, 16 — 18.

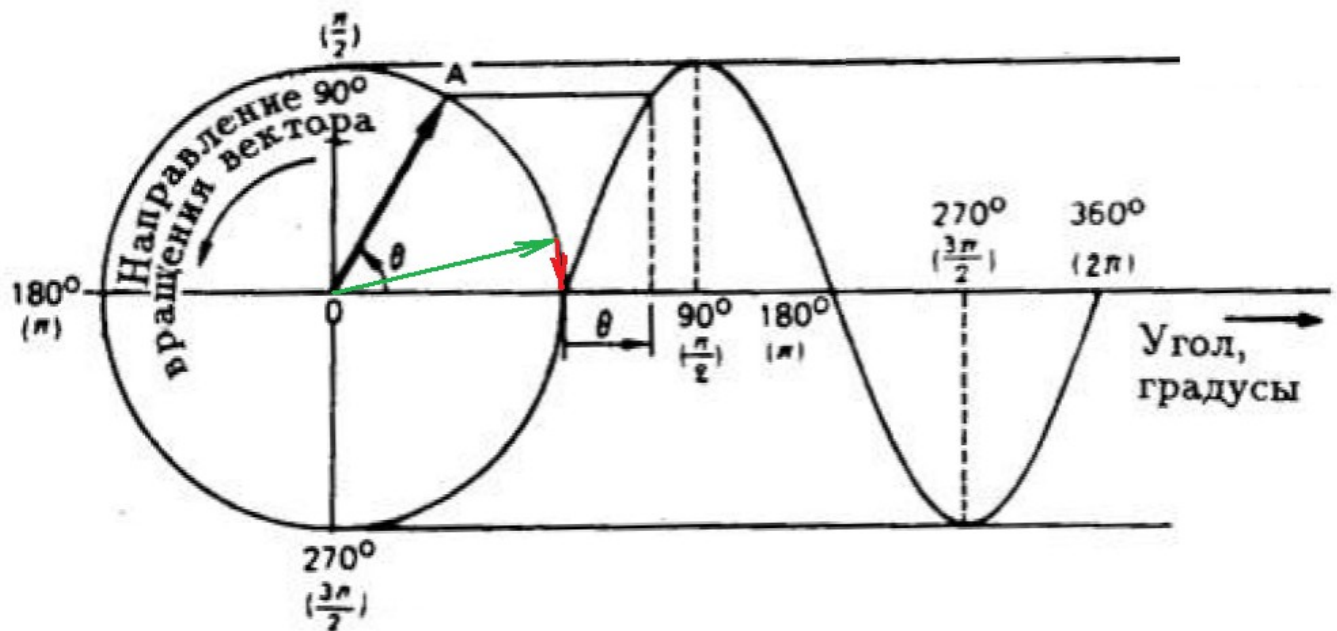


Рис. 16. Иллюстрация механизма образования синусоидального колебания с помощью вращающегося вектора.

Следующие иллюстрации показывают взаимосвязь векторной погрешности с временем задержки прохождения сигнала. В даташитах на некоторые высокоскоростные операционные усилители время задержки прохождения сигнала приведено как tPD (time Propagation Delay).

На рисунке 17 приведена идеальная модель векторного сложения синусоид.

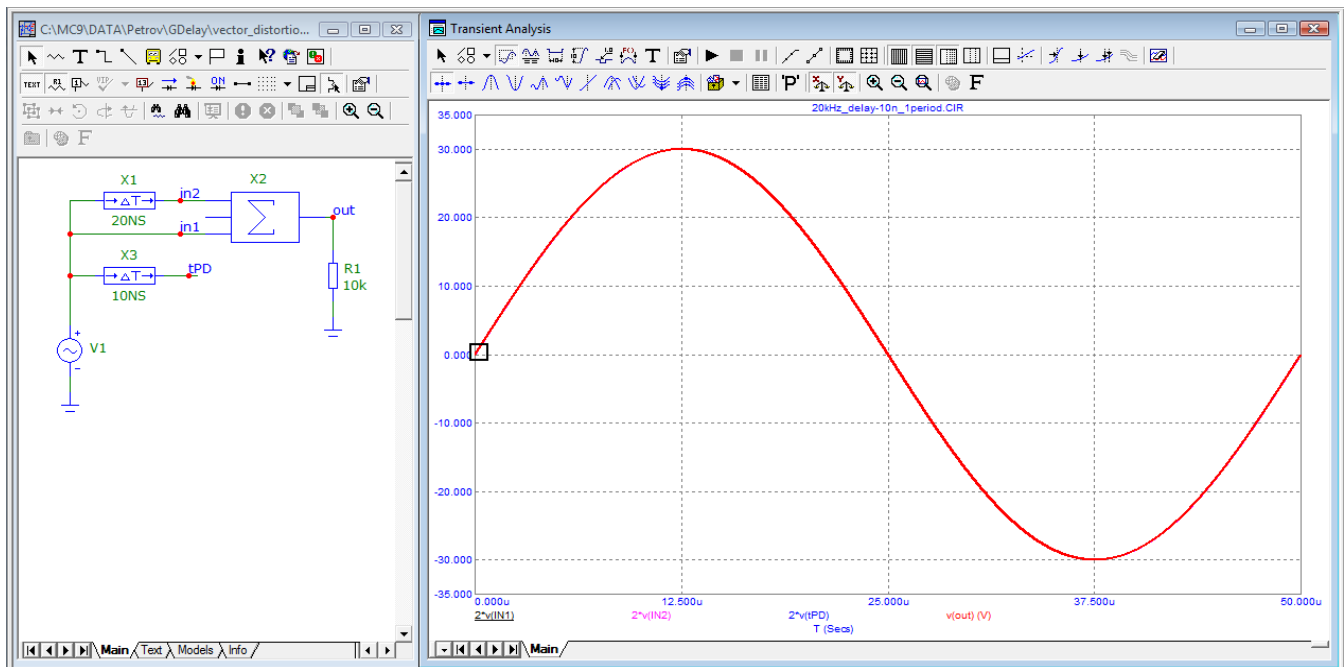


Рис. 17 Модель векторного сложения напряжений

На рисунке 17 показано четыре синусоиды, но так как они задержаны друг относительно друга на небольшое время визуально они сливаются. Сигнал генератора частотой 20 кГц имеет амплитуду 15 В. При сложении двух сигналов один из которых задержан на небольшое время

амплитуда выходного сигнала практически удваивается и равна 30 В. Для того чтобы все четыре сигнала были одной амплитуды для сигналов IN1, IN2 и tPD применен множитель 2.

Начальный участок сигнала выделенный прямоугольником показан на следующем рисунке в растянутом виде

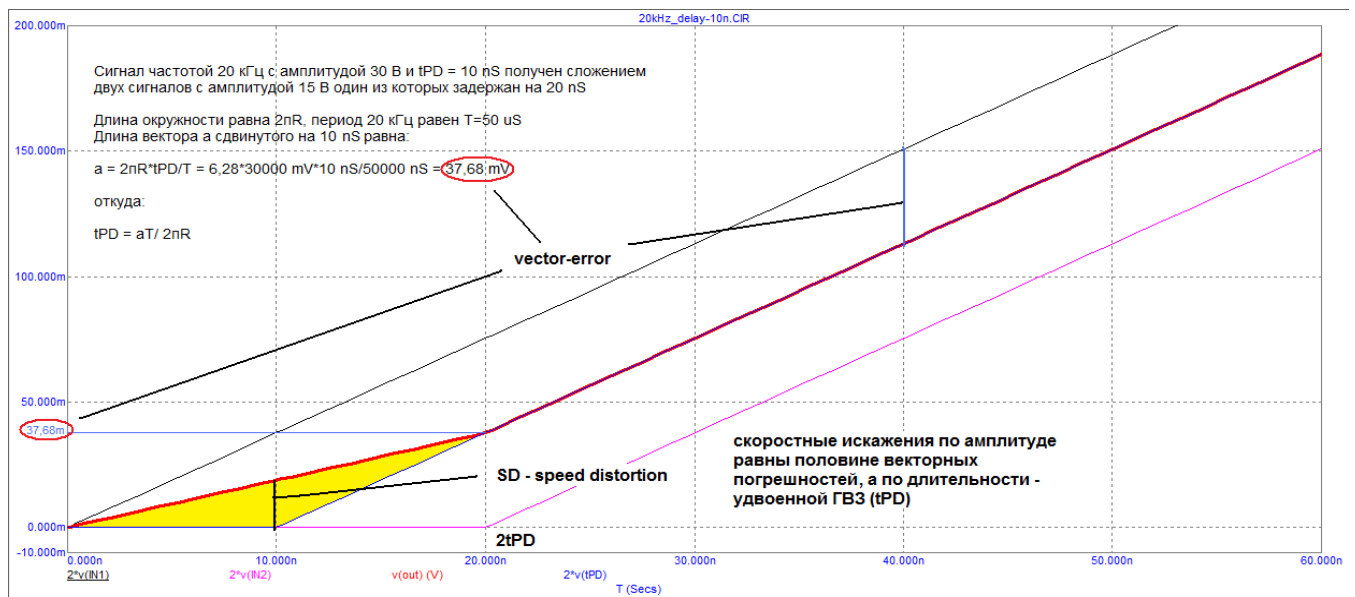


Рис. 18 Результат векторного сложения 2-х идеальных синусоид (начальный участок)

Из рисунка 18 видно что при сложении исходного сигнала (черная) и задержанного на 20 нс сигнала (розовая) образуется выходной сигнал (красная) с задержкой вдвое меньшей, т. е. 10 нс. Более того, на начальном участке неизбежно возникают искажения на протяжении 20 нс, т. е. на протяжении $2 \cdot t_{PD}$. Этот вид искажений проявляется только в начале периода сложения или вычитания двух идеальных сигналов. Я взял на себя ответственность назвать этот вид искажений скоростными, так как они непосредственно связаны с таким скоростным параметром как t_{PD} и возникают в моменты изменения скорости dV/dt . В идеале эти искажения по амплитуде равны половине векторной погрешности (из проекции желтого треугольника на горизонтальную ось), а по времени $2 \cdot t_{PD}$. Амплитуда и длительность скоростных искажений (желтый треугольник) определяет их вклад в общий уровень искажений сложных сигналов к каким относится и звуковой сигнал. Именно этот вид искажений составляет основную часть искажений первого периода Грэма Мэйнарда (FCD).

На рисунке также приведен расчет в соответствии с [12] показывающий прямую зависимость векторных погрешностей и скоростных искажений от t_{PD} .

Чтобы максимально использовать эту идеальную модель измерим с ее помощью скоростные искажения, рис. 19

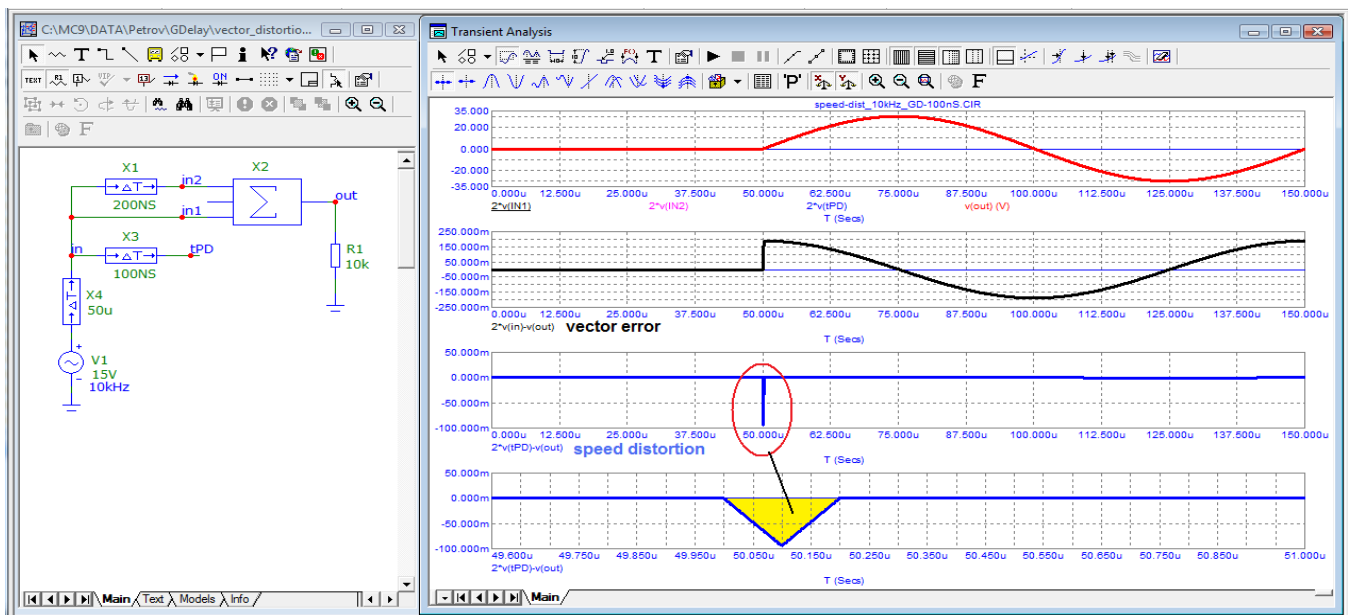


Рис. 19. Результат измерения искажений возникающих в результате векторного вычитания двух идеальных напряжений сдвинутых по фазе.

Из рисунка 19 видно что при вычитании выходного, задержанного на 100 нс, сигнала из входного возникают искажения с отрицательным знаком по отношению к полярности первой полуволны входного сигнала и амплитудой равной половине векторной погрешности и общей продолжительностью 200 нс, т. е. $2t_{PD}$. Эти искажения не имеют ничего общего с линейными искажениями (ни с фазой, ни с амплитудой). Вот эти искажения я и отношу к скоростным.

Синусоидальное напряжение образуется вектором постоянной величины вращающимся с постоянной угловой скоростью (см. рис. 16). При любом изменении как амплитуды вектора, так и угловой скорости его вращения изменяется и dV/dt напряжения. В эти моменты и возникают дополнительные искажения связанные с временем задержки прохождения сигнала (t_{PD}).

Примечание. В формулах (6) и (7) стоит знак приблизительно, так как строго говоря хорда и дуга не равны по длине (рис. 16). Но для высшей частоты звукового диапазона период равен 50 мкс, а время задержки прохождения сигнала редко достигает 1...2 мкс. Поэтому даже для таких больших значений погрешность пренебрежимо мала.

Для наглядности векторных погрешностей соберем другую модель, рис. 20

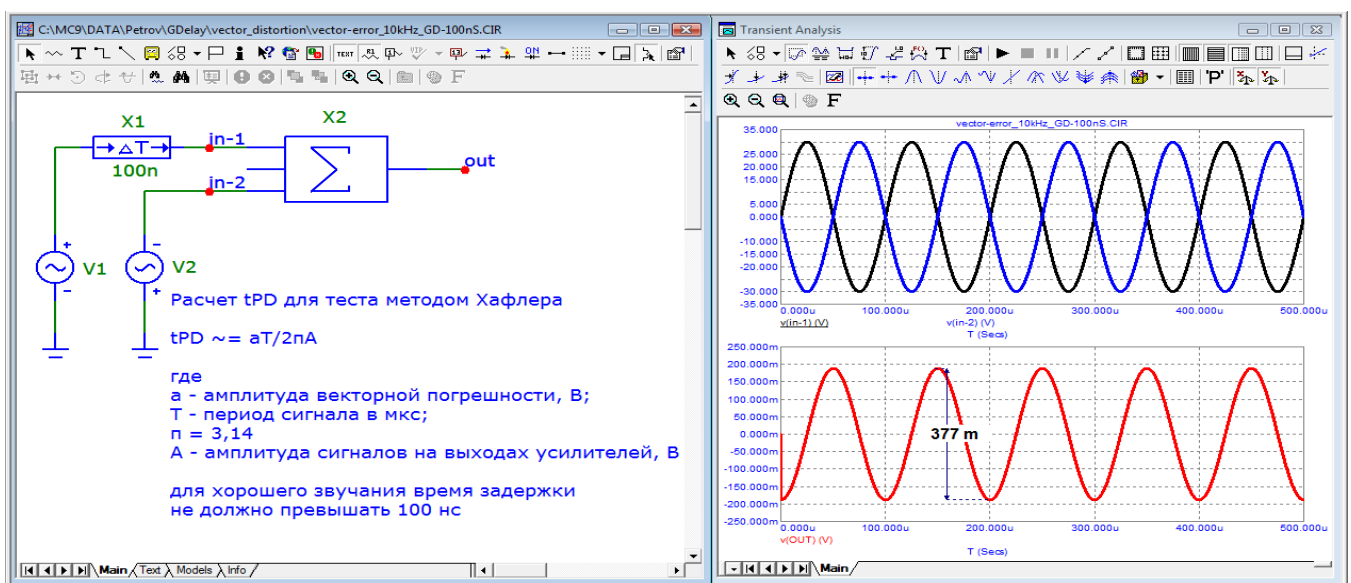


Рис. 20. Результат измерения векторной погрешности сдвинутых по фазе двух напряжений (например как в тесте SWDT)

В результате сложения двух сигналов в противофазе один из которых задержан на 100 нс на выходе мы получили векторную разность в виде синусоидального сигнала той же частоты амплитуда которого подчиняется формуле (6):

$$a \sim = 2\pi A^* t_{PD}/T = 6,28 \cdot 60 \cdot 0,1/100 = 0,377 \text{ B}$$

В реальных усилителях амплитуда скоростных искажений (не путать со скоростными погрешностями или что тоже самое - векторными погрешностями) может быть несколько ниже чем по расчету — зависит от величины tPD и его поведения как в звуковой полосе так и за ее пределами.

С примером анализа на скоростные искажения модели промышленного усилителя Арех HD50 можно ознакомиться в [16].

Чтобы более детально выделить продукты искажений (в частности коммутационные искажения) необходимо использовать идеальную задержку. Но это можно сделать только в симуляторе. В железе можно совместить тест Хафлера с тестом Сапожкова, рис. 21.

Перестраиваемую линию задержки можно с допустимой погрешностью сделать с помощью простой RC-цепи постоянная времени которой равна tPD . Конденсатор следует использовать высоковольтный, на напряжение не менее 250 В, а щуп — с откалиброванным делителем. Для повышения чувствительности при использовании вместо осциллографа спектроанализатора можно воспользоваться широкополосным предварительным усилителем. Если измерения будут производиться без делителя, то расчетная емкость должна быть с учетом емкости соединительного кабеля.

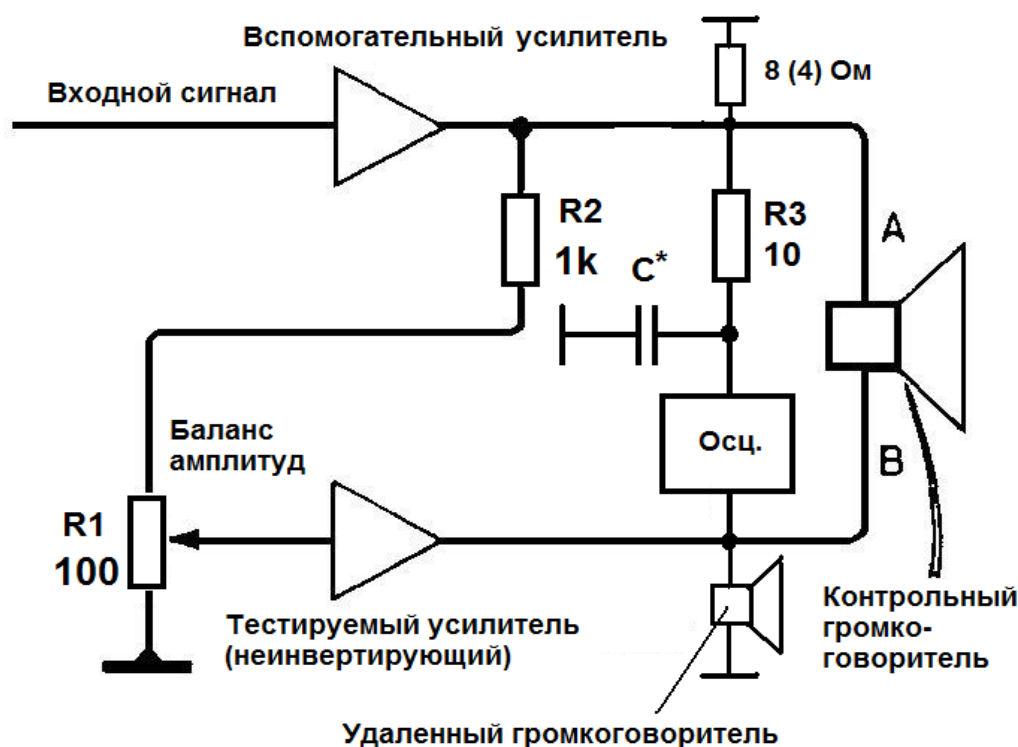


Рис. 21 Блок-схема Хафлера совмещенная с векторным анализатором искажений Сапожкова

В качестве линии задержки в ряде случаев можно воспользоваться цепочкой Буше верхнего усилителя. Типовая цепочка Буше состоит из последовательно включенных резистора 10 Ом и конденсатора 100 нФ, постоянная времени такой цепи равна 1 мкс. Как показывает практика время задержки прохождения сигнала в реальных усилителях колеблется в широких пределах: от десятков нс до 1,5 мкс и более. Поэтому можно вполне использовать цепочку Буше верхнего усилителя для формирования задержки на расчетное значение заменой конденсатора и подгонкой резистора R3 до оптимального значения с учетом входной емкости кабеля осциллографа.

Если задержка tPD не более 100 нс, то скоростные искажения уже ничтожно малы и ими можно пренебречь, они будут на уровне других видов искажений. Если задержка велика (может быть 1,5 мкс и более), то такая задержка скомпенсирует скоростные искажения, но другие виды

искажений (кроссоверные, нелинейные) все равно покажет, за исключением пожалуй искажений вызванных амплитудно-фазовой конверсией, так как фазовые и амплитудные погрешности будут в значительной степени скомпенсированы линией задержки на RC-цепочке.

Часто можно услышать от «теоретиков» что проявление ГВЗ в усилителях ничем не отличается от искажений вносимых простой RC-цепочкой. Такое может говорить тот кто не знает что RC-цепь вносит задержку, которая плавно падает до нуля за полосой пропускания, в то время как в усилителях поведение ГВЗ (tPD) нестабильное и очень разнообразное (часто со значительными выбросами в положительную область и провалами в отрицательную). Именно характер поведения ГВЗ и определяет продолжительность и характер переходных процессов и вносимых искажений на первых периодах (особенно на первом полупериоде). Примеры наиболее часто встречающихся на практике поведений ГВЗ в УПТ показаны на рис. 22

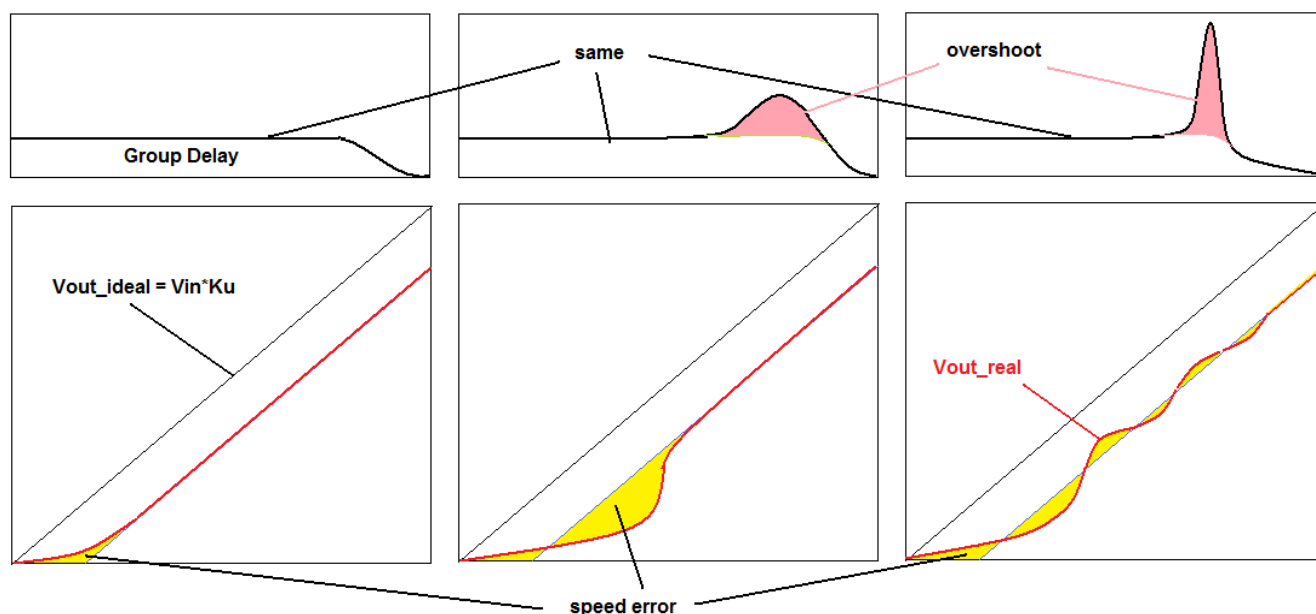


Рис. 22. Примеры встречающихся на практике поведений ГВЗ в УПТ

В усилителях с закрытым входом (с разделительным конденсатором на входе и в делителе NFB), в усилителях с вольтодобавками а также в *DC Amplifiers* с системой сервоконтроля поведение ГВЗ гораздо сложнее, часто с «улетанием» в отрицательную область.

На рисунке 23 показана зависимость скоростных искажений от ГВЗ, а также в чем отличие векторных погрешностей от скоростных искажений двух усилителей

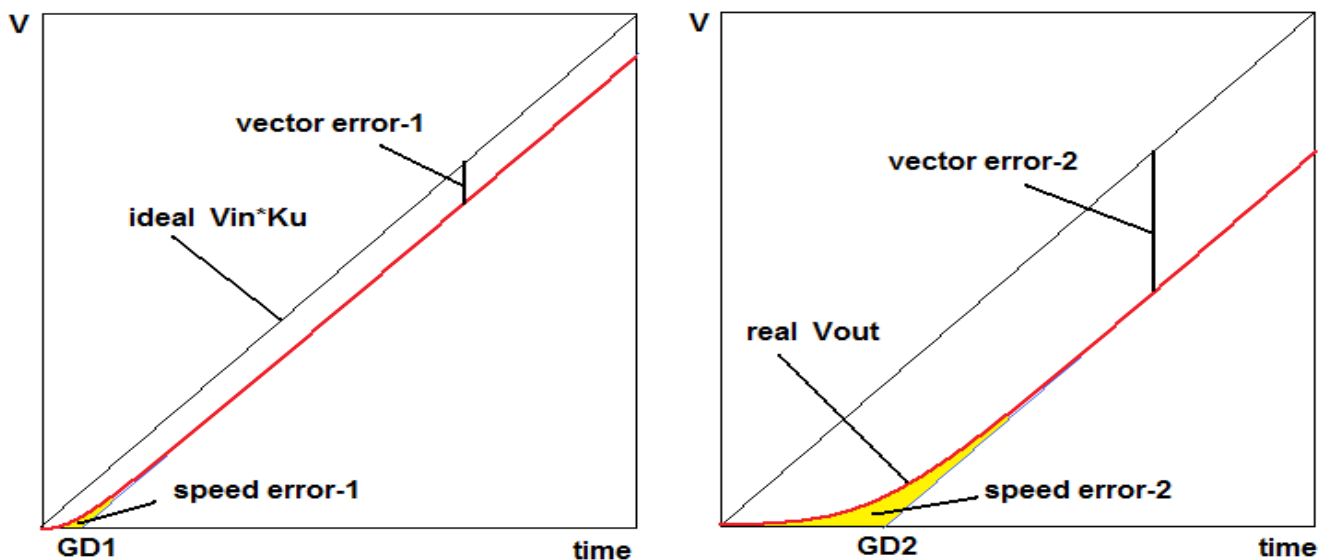


Рис. 23. Два примера зависимости скоростных искажений от ГВЗ

Примечание. Самое интересное то, что хоть начало бурста, хоть начало треугольного сигнала после обработки ФНЧ 100 кГц не имеет высокой скорости нарастания (SR) сигнала, напротив — наклон сигнала, а соответственно и SR существенно ниже чем на других участках. Поэтому этот вид искажений не имеет ничего общего с искажениями типа SID когда наклон сигнала приближается к предельной SR усилителя. Принято считать что в усилителях Hi-Fi SR должна быть не менее 50 В/мкс. Известно что максимальная скорость нарастания реальных музыкальных сигналов на выходе усилителей редко превышает 0,5 В/мкс — т. е. на порядок ниже. Поэтому возникновение искажений типа SID в усилителях нереально.

Тем не менее именно на этих участках (в начале и конце бурста) и возникают потери сигнала амплитудой до 1% и более. Именно этот вид искажений и отвечает за потерю микроуровневой информации определяющей «живость» звучания.

Тест Хафлера и тест Хафлера-Сапожкова основаны на вычитании промасштабированного первоначального (нормализованного входного) сигнала из выходного сигнала. Отсутствие каких-либо (слышимых) остатков доказывает то, что не существует таинственных, неизмеряемых составляющих. Оба метода могут успешно использоваться для оценки качества работы усилителей.

К достоинствам последних методов можно отнести возможность использования в качестве тестовых любых сигналов, в том числе и музыкальных, а также их предельную простоту не требующую дорогостоящего специального измерительного оборудования, что не менее важно.

При использовании треугольного сигнала при балансировке добиваются разностного напряжения близкого к меандру. При этом амплитуда меандра будет зависеть от задержки прохождения сигнала tPD следующим образом:

$$a = 4A(tPD)/T \quad (9)$$

где

T — период сигнала, мкс;

A — амплитуда сигнала на выходах усилителей, В

tPD — время задержки прохождения сигнала, мкс

При использовании тестового сигнала в виде меандра разностный сигнал должен выглядеть в виде прямой линии на которой напротив фронтов сигнала имеют место всплески вверх-вниз амплитуда и продолжительность которых зависят от tPD.

Примечание. Во избежание перегрузки входа усилителя тестовые сигналы пропускают через RC-фильтр с частотой среза 100 кГц (как в тесте DIM-100). В подавляющем большинстве усилителей на входах стоит подобный фильтр с частотой среза 160 кГц (1 кОм, 1 нФ).

Для количественной оценки вносимых скоростных искажений (измерения их амплитуды и длительности) лучше всего пользоваться осциллографом.

Сегодня проектирование усилителей не происходит без предварительного их моделирования. Векторные погрешности могут быть измерены по Досталу, а все другие виды искажений (нелинейные, кроссоверные и скоростные) — компенсационным методом с использованием идеальной линии задержки равной времени задержки прохождения сигнала на тестируемой частоте. При проведении измерений с целью повышения точности следует тщательно проводить настройку: как можно точнее определить как коэффициент усиления, так и tPD.

Способы измерений динамических нелинейных искажений [17].

Один из широко применяемых способов измерения динамических нелинейных искажений — так называемый способ «синус-прямоугольных сигналов». Измерительным сигналом служит последовательность прямоугольных импульсов с частотой следования $f_1 = 3,18$ кГц, на которую накладывается гармонический сигнал частоты $f_2 = 15$ кГц. Соотношение амплитуд напряжений сигналов $U_1 : U_2 = 4:1$, скорость нарастания сигналов ограничивается НЧ-фильтром на RC-звеньях, граничная частота фильтра $f_{LP} = 30$ и 100 кГц (соответственно DIM-30 и DIM-100). Мерой нелинейных искажений служит отношение эффективных значений продуктов интермодуляции к амплитуде гармонического сигнала.

Другой способ основан на использовании измерительного сигнала, который состоит из двух

гармонических сигналов одинаковой амплитуды, немного различающихся по частоте. Такими парными частотами могут быть, например, $f_1 = 14$ и $f_2 = 15$ кГц или $f_1 = 19$ и $f_2 = 20$ кГц (CCIF-IM). Мерой искажений служит отношение эффективных значений амплитуд продуктов интермодуляции $mf_1 \pm nf_2$ к амплитуде основных сигналов.

Третий способ - способ пилообразных сигналов - основан на использовании сигнала пилообразной формы с частотой следования импульсов $f_1 = 20$ кГц, который периодически (с частотой $f_2 = f_1 / 256$) меняет полярность. Искажения, вызываемые ограниченной скоростью нарастания сигнала, проявляются в виде периодических (с частотой f_2) смещений средних значений постоянной составляющей напряжения. Мерой искажений служит отношение уровней этого низкочастотного напряжения и пилообразного сигнала.

Следует отметить что рассмотрены далеко не все методы тестирования. Например, в обзор не вошел метод обратной интермодуляции (RIMD) Хираги [18], а также метод тестирования Хирата [19]

Что касается применения NFB для снижения искажений, то по этому поводу есть несколько авторитетных высказываний. Например, Кирил Хаммер в интервью сказал следующее [20]: «Безупречное быстродействие не менее важно. Это особенно верно для усилителей с общей NFB. Теоретическая концепция отрицательной обратной связи — очень мощная, и упрощённые математические уравнения, описывающие эту концепцию, всегда остаются в силе. Но они действительны только в том случае, если проект учитывает ограничения концепции. Задержка от входа до выхода должна быть нулевой! Очевидно, что в реальной жизни это невозможно.

Есть два способа решения этой проблемы:

1. Вы просто не применяете никакой отрицательной FB вообще в своём проекте (отказываясь от преимуществ концепции).
2. Вы ускоряете быстродействие усилителя до уровня несколько наносекунд задержки времени от входа до выхода (соответственно полоса частот 200 МГц...), тогда ошибки компенсации настолько малы, что не оказывают никакого заметного воздействия на звук.

Как только вы решите пойти по второму пути, внезапно возникает множество новых проблем: тепловые режимы, стабильность напряжения питания, конструкция, соответствующая высокочастотным устройствам, возникновение шумов, наводок и т.п.»

Здесь уместно вспомнить высказывание Мартина Колломса [21]:

«Инжиниринг может многое объяснить о мире звука. Однако, когда это не может объяснить что-то, начинается настоящее веселье. Некоторые аспекты воспринимаемого качества звука не объясняются устоявшейся теорией. Растет подозрение, что некоторые из этих аспектов - потеря естественного тембра; скучное, менее выразительное исполнение; повышенная слуховая усталость; и отсутствие жизни и энергии в воспроизводимом звуке - может быть следствием применения отрицательной обратной связи.»

Первому пути много внимания уделил заслуженный профессор Малкольм Хоуксфорд предложив высоколинейные каскады усиления с компенсацией искажений, в том числе и с положительной ОС (ПОС) по току выхода [22].

Производители выпускающие два типа усилителей постоянно соревнуются между собой. И хотя первые усилители формально имеют больший уровень искажений измеренных на синусоидальном сигнале в установившемся режиме в субъективных тестах победителями чаще всего оказываются именно они.

Например, Джефф Роулэнд считал что «усилители с ООС вносят искажения во временной области» поэтому разработал безОСный усилитель «model 7» в трех модификациях отличающихся как усилителями напряжения (УН), так и выходными каскадами (ВК) — технические решения не раскрываются. Характерной особенностью этих моделей является постоянство выходного сопротивления во всем звуковом диапазоне, чрезвычайно высокая нагрузочная способность (до 150 А-пик) и адекватная реакция (в фазе) на внешнее воздействие в виде противо-ЭДС акустики. И хотя по звучанию они имели небольшие отличия, тем не менее получили высокие оценки у профессионалов и любителей качественного звука.

Достаточно сказать, что отдельные компоненты компании невозможно приобрести даже на вторичном рынке - такие усилители как, "Coherence", Model 7 и Model 9, стали раритетами и живой легендой среди меломанов.

Второй путь использует легендарный разработчик и консультант нескольких аудиокomпаний Джон Керл (John Curl). При этом он придерживается следующих правил:

- скорость нарастания выходного напряжения не менее 100 В/мкс;
- частота первого полюса как можно выше звукового диапазона (желательно не ниже 100...200 кГц);
- минимальная обратная связь, а лучше ее отсутствие;
- работа выходного каскада в классе А до 10 Вт и более (смягчает коммутационные искажения);
- как можно ниже уровень нечетных гармоник высокого порядка начиная с 5-й и выше;
- по возможности избегать применения дросселя на выходе для обеспечения устойчивой работы так как дроссель с индуктивностью даже доли мкГн вносит существенную задержку и в сочетании с реактивной нагрузкой может создавать переходные процессы колебательного характера;
- качественное питание для каждого каскада.

Он также поделился экспериментом продемонстрированным своим сотрудникам около 40 лет назад. В качестве усилителя был использован Electrocompaniet разработки Отала, а в качестве ВЧ-громкоговорителя ленточный твитер компании Pioneer с полосой более 45 кГц. В качестве тестового сигнала он использовал прямоугольный сигнал (меандр) частотой 5 кГц обработанный переключаемыми фильтрами НЧ первого порядка 35 и 100 кГц. При этом время нарастания фронтов менялось с 10 мкс до 3,5 мкс. Все сотрудники услышали разницу в звуке. Из этого простого эксперимента он сделал вывод что человеческий слух более чувствителен к скорости изменения сигнала, чем к фактической частотной характеристике.

Более подробно с его идеологией можно ознакомиться в [14], а также в ряде высказываний на форумах, в частности [23].

Например, в интервью [20] Нельсон Пасс сказал следующее:

«Последние десять лет еще раз продемонстрировали, что высококачественные усилители с искажениями доли миллионных и другими превосходными характеристиками не очень популярны. Это как чистая дистиллированная вода - у нее нет вкуса, и большинство людей не хотят ее пить. »

Поэтому не удивительно что многие широко известные производители такие как: Ayre, Akai, Denon, darTZeel, Denzet Beat, Krell, Lamm, Pass Laboratories, Pioneer, Rowland, Sony, Tandberg, Threshold и другие выпускали модели без общей NFB. А такие компании как NAD стали поднимать частоту первого полюса выше звукового диапазона ограничивая при этом петлевое усиление.

В одном из интервью В.Шушурин (Lamm) привел следующий пример:

"У нас три усилителя: один имеет 1–2% искажений, другой — 0,1% искажений, третий — тысячные доли процента. Все это мы слушаем через акустическую систему, которая имеет 5% искажений. Теоретически мы не должны слышать разницу — только почерк акустической системы. Но мы прекрасно слышим, что усилители звучат по-разному. Парадокс, правда? Ответ на этот вопрос найти не так просто. У меня ушло несколько лет, чтобы понять, как на него ответить." Правда ответом он так и не поделился...

По шкале Раковского THD стоит на низшей ступени корреляции с качеством звука. Куда важнее удельный вес высших нечетных гармоник начиная с 5-й и выше (особенно 7-й и 9-й).

Джон Керл со ссылкой на немецкий «Справочник разработки радиотронов» 1941 года приводит такие весовые коэффициенты для гармоник [14]: $N^2 / 4$ (N в степени 2 деленное на 4) для каждой гармоники. В таком случае вторая гармоника имеет весовой коэффициент равный 1, а например, 7-я — уже 12,5 (на 22 дБ выше).

Более того, THD не учитывает такой скоростной параметр как время задержки прохождения сигнала (time Propagation Delay) и его поведение далеко за пределами звукового диапазона. А ведь именно ГВЗ оказывает наибольшее влияние на качество звука. ИНИ измеряет искажения в установившемся режиме (т.е. по окончании переходных процессов) и не учитывает искажения во временной области (скоростные и переходные искажения).

Что касается влияния гармонических составляющих на тембр звука, то это описано более 80-ти лет назад [24]:

“Вторая гармоника добавляет ясности и яркости, но не более того, поскольку общий принцип заключается в том, что добавление октавы не может внести никаких различий в тембре или характерном музыкальном качестве. Когда вторая гармоника имеет такую же силу, что и

первая, она производит почти такой же эффект, как добавление октавного соединителя на органе или фисгармонии или игра октавами вместо отдельных нот на фортепиано.

Третья гармоника снова добавляет некоторую яркость из-за своего высокого тона, но она также вносит различие в тембре, сгущая тон и добавляя к нему хриплый или носовой характер, который мы можем признать одним из основных ингредиентов тона кларнета.

Четвертая гармоника, будучи на две октавы выше основной, добавляет еще больше яркости и, возможно, даже пронзительности, но не более того, по уже объясненной причине.

Пятая гармоника, помимо добавления еще большего блеска, придает тону богатство, отчасти похожее на рупорное, а шестая добавляет тонкую пронзительность носового качества.

Все эти шесть гармоник образуют части общего аккорда основной ноты и поэтому согласуются с этой нотой и друг с другом.

Однако седьмая гармоника вносит элемент диссонанса. То же самое верно для девятой, одиннадцатой, тринадцатой и всех более высоких нечетных гармоник; они также добавляют диссонанс как резкость основного тона и, таким образом, приносят грубость или резкость в составной звук. Результирующее качество тона часто описывается как "металлический"

Ещё в 50-х годах Тео Вильямсон писал, что для высококачественного усиления звукового сигнала достаточно, чтобы на максимальной мощности Кг был не более 0,1 %. В таком случае содержание гармоник фактически не обнаруживается в самых утонченных тестах прослушивания (очевидно он имел в виду ламповые усилители с коротким спектром, к современным транзисторным усилителям это не относится). Он также отметил, что фазовые сдвиги между гармоническими составляющими сложного сигнала в динамике, особенно на атаках звуков, оказывают существенное влияние на естественность звучания.

Известно, что усилители с низким первым полюсом имеют фазу петлевого усиления 90 град. практически во всём звуковом диапазоне. Вот что по этому поводу пишет С. Агеев [25].

«При фазовом угле петлевого усиления, близком к ± 90 или ± 270 град., амплитудные нелинейности исходного усилителя практически полностью конвертируются в фазовые (т. е. в паразитную фазовую модуляцию, пусть и ослабленную в $|bK|$ раз). При этом паразитная модуляция амплитуды практически исчезает, и получаемые результаты измерений интермодуляционных искажений могут быть на 20...30 дБ более оптимистичными, чем на самом деле покажет анализатор спектра (и слух в случае усилителя мощности ЗЧ). К сожалению, именно так и обстоят дела с большинством ОУ и многими АМР».

Были попытки искусственно расширить область постоянного петлевого усиления с помощью двух-полюсной коррекции. Но это дает только улучшение измеряемых параметров (THD), качество звука при этом только ухудшается из-за изменений характеристики ГВЗ.

По поводу работы NFB в усилителях звуковой частоты Чарли Хансен пишет следующее [26]:

«Что касается использования обратной связи в звуковых схемах, мы уже знаем, что это не работает так, как рекламируется. Идея состоит в том, что выходной сигнал схемы сравнивается с входным сигналом. Любые различия (шум или искажение любого типа) вычитаются из входящего сигнала. Но если бы этот процесс работал правильно, то все усилители звучали бы одинаково, поскольку все они идеально воспроизводили бы входной сигнал.

К сожалению, реальность несколько более запутана, чем теория. На самом деле каждый усилитель звучит по-разному. Применение отрицательной обратной связи никоим образом не помогает этому.

Различия между звуками усилителей с обратной связью не меньше, чем у усилителей без обратной связи. Фактически, в целом, наш опыт показывает, что усилители с нулевой обратной связью имеют тенденцию звучать более похоже друг на друга, чем типичные усилители с обратной связью.

Гораздо лучший подход состоит в том, чтобы просто спроектировать схему, которая по своей сути является линейной, до такой степени, что вклад искажений от усилителя будет значительно (например, в 10 раз) ниже искажений, вносимых громкоговорителями. При выполнении этого условия нет оснований применять обратную связь. Любому, кто знаком со звуком усилителей с нулевой обратной связью, будет трудно вернуться к традиционным конструкциям.»

Искажения во время переходных процессов.

Гармонический сигнал описывается следующей формулой:

$$A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

где

A – амплитуда сигнала,

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота,

φ_0 — начальная фаза.

При этом A — величина постоянная, а спектр сигнала состоит из одной единственной составляющей с частотой ω_0 — монохроматический спектр.

Во время переходных процессов сигнал становится квазигармоническим [27]:

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

В отличие от установившегося режима амплитуда сигнала A и начальная фаза φ зависят от времени на участке переходного процесса. При этом амплитуда сигнала A не постоянна (как при гармоническом сигнале), а спектр сигнала становится сложным (с дополнительными гармоническими составляющими) зависящим от поведения функции $A(t)$. Наибольшим искажениям (в том числе и скоростным из-за конечного времени прохождения сигнала) подвержен первый период бурста. В ряде случаев подобные искажения видны невооруженным глазом, особенно на реактивной нагрузке. По мере затухания переходных процессов (теоретически их продолжительность равна бесконечности) искажения уменьшаются. Однако уже со второго периода невооруженным глазом они практически не видны, а скоростные искажения и вовсе отсутствуют.

Применительно к усилителям звуковой частоты в более выгодном положении находятся усилители постоянного тока.

Причиной дополнительных переходных процессов (кроме разделительных конденсаторов на входе и в цепи FB, а также системы сервоконтроля) часто являются индуктивности включаемые на выходе усилителя предназначенные для обеспечения устойчивой работы. Эти индуктивности образуют последовательный колебательный контур с реактивной нагрузкой в виде емкости достигающей в ряде случаев 8 мкФ. Поэтому целесообразно по возможности разрабатывать усилители не нуждающиеся в стабилизации их работы с помощью индуктивности. В ряде случаев для стабилизации достаточно индуктивности 0,1...0,2 мкГн. Достаточно сказать что такой индуктивностью обладает провод диаметром 1 мм и длиной 10...20 см идущий от платы к выходным разъемам.

Пару слов о времени прохождения сигнала (time Propagation Delay). В усилителях постоянного тока групповое время задержки (ГВЗ) сигнала имеет горизонтальный участок от инфранизких частот и перекрывает весь звуковой диапазон. Очень важно чтобы этот участок был не менее чем до 300 кГц. Выше этой частоты ГВЗ должно иметь плавный спад до нуля. Допустимо небольшое увеличение ГВЗ за пределами этого диапазона. Значительные подъемы ГВЗ способствуют росту скоростных искажений (искажения возникающие в моменты изменения частоты или амплитуды сигнала). Наиболее просто их измерить компенсационным методом с помощью тестовых сигналов частотой 10 кГц (треугольных или синусоидальных бурстов).

На горизонтальных участках ГВЗ его значение совпадает по величине со значением t_{PD} .

Величину векторных погрешностей (α) в пределах звукового диапазона для синусоидального сигнала вычисляют по упрощенной формуле [12]:

Критерием выполнения теста SWDT (Д.Хафлера) является векторная погрешность не более -60 дБ (0,1%) на частоте 10 кГц, и не более -70 дБ на средних частотах звукового диапазона [13]. Этому требованию для частоты 10 кГц соответствует $t_{PD} = T/1000 \cdot 2\pi = 100000/6280 = 16$ нс, а для частоты 20 кГц — 8 нс.

Однако как показывает практика в ряде случаев можно получить вполне хорошие результаты по качеству звука при t_{PD} не более 100...120 нс ((например, MIMESIS 9.2 - зависит от поведения ГВЗ выше 300 кГц) и отсутствии необходимости применения индуктивности на выходе

усилителя.

Чем меньше задержка, тем больше пользы и меньше вреда от NFB [28].

Матти Отала еще в своей работе 1970 года утверждал, что «скорость нарастания должна превышать скорость, соответствующую ширине полосы усиливаемых частот на множитель, зависящий от глубины FB и равный как минимум 50, иначе возникнут импульсные интермодуляционные искажения, T.I.M.

Вычисленная согласно этому утверждению потребная скорость нарастания для 20 кГц и 100 Вт на 8 Ом -- это 248.8 В/мкс, а полоса частот 1МГц! Многие ли, даже суперсовременные усилители могут похвастаться такой скоростью?! Тем не менее они существуют: топовый усилитель NAD M3 имеет скорость нарастания (SR) 1000 В/мкс; НК Citation XX — 500 В/мкс; Denon POA 2400 — 500 В/мкс; усилитель Боба Корделла 1984 года - >300 В/мкс; НК PA-2400 — 280 В/мкс; KR-8050 — 200 В/мкс; KR-770 — 180 В/мкс; НК Citation 22 — 160 В/мкс; Sansui G-22000 — 175 В/мкс и т. д. — перечень можно продолжать и продолжать...

Запас по скорости в совокупности с хорошей линейностью и большим запасом по усилению создаёт весьма благоприятный прогноз малости всевозможных искажений сигнала, в том числе интермодуляционных и гармонических искажений высокого порядка. Последние наиболее заметны нашим слухом и ответственны за «транзисторное» звучание.

Надеюсь что представленный материал позволит по новому взглянуть на давно известную информацию как к требованиям предъявляемым к усилителям высококачественного звукоусиления, так и к методам их тестирования для получения максимальной корреляции результатов измерений с качеством звука.

Литература:

1. K. Kupfmüller. Facberichte des Jahresammlung, Vers, d.V.d.E, 1926, S.87
2. В.В.Раковский, Измерения в аппаратуре записи звука кинофильмов, «Искусство», Москва, 1962
3. Lynn Olson, Matt Kamna, The Sound of the Machine. The Hidden Harmonics behind THD, «Glass Audio» 4/97
4. В. А. Симон и др. Режекторный фильтр с настраиваемыми параметрами, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), УДК 621.396.6; 621.375.13
5. В.М. Вольф, Способ измерения нелинейных искажений, патент SU90185
6. И.Алдошина, 126 конгресс AES в Мюнхене - научные результаты, Звукорежиссер 2009-07
7. A.Darre, Methoden zur Messung nichtlinearer Verzerrungen im Tonfrequenz Gebiet Frequenz, 1955 №3, 4
8. А.Сырицо, Измерение нелинейных искажений на шумовом сигнале, Радио 1999, №4
9. М.А. Сапожков, Корреляционный метод измерения нелинейных искажений передачи, Акустический журнал, Том 2, вып. 3, 1956
10. Н.Л. Безладнов, Об усовершенствовании методов измерения нелинейных искажений, «Электросвязь», 1957, № 2.
11. P.J. Baxandall, Audible amplifier distortion is not a mystery, Wireless World, november 1977
12. И.Достал, Операционные усилители, Москва, «Мир», 1982
13. D.A. Hafner, Listening Test for Amplifier Distortion, Hi-Fi News and Review, November 1986, pp.25-29
14. John Curl, Condemnation without Examination is Prejudice, or Words of Wisdom, 2006
15. J. Gordon Holt, The Carver Challenge, First Published: Oct 11, 1985 (<https://www.stereophile.com/content/carver-challenge>)
16. А.Петров, Скоростные искажения, Радиоаматор 2020 №5-6 с.31
17. П.Шкритек, Справочное руководство по звуковой схемотехнике, Москва «Мир» 1991
18. J.Hiraga, The Many Faces of Distortion, Glass Audio, may 2005
19. Y.Hirata, Nonlinear Distortion Measurement Using Composite Pulse Waveform, J. Audio Eng. Soc., Vol. 29, No. 4, 1981 April
20. The Absolute Sound_ May/June 2012 (<https://www.moremusic.nl/reviews/passlabs/XP-30->

[TAS.pdf](#))

21. Martin Colloms, A Future Without Feedback? Stereophile, January, 1998, vol.21 No.1, p.87
22. Malcolm Hawksford, A Compilation of Technical Papers on Audio Amplifier Systems
23. <https://www.diyaudio.com/forums/solid-state/94676-bob-cordell-interview-negative-feedback-post1272373.html>
24. Sir James Jeans, Science and music, New York: At the UNIVERSITY PRESS, 1937
25. С.Агеев, Вопросы проектирования усилителей с общей ООС. — Радио, 2003, № 4, с. 16—19.
26. The AX-5 Story from Ayre Acoustics March 2014
27. Л.М.Финк, Сигналы, помехи, ошибки... , М, Радио и связь, 1984
28. <http://www.ecosound.pro/Distortions.html>
29. <https://www.theabsolutesound.com/articles/charlie-hansen-1956-2017/>
30. <https://www.youtube.com/watch?v=UxTmGzg-lrg>
31. С.Лозицкий, УМЗЧ с токовой обратной связью, Схемотехника, 2003, №2, с.12
32. И.Рогов, УМЗЧ с полевыми транзисторами в выходном каскаде, Радио, 2016, №10, с.8
33. Nelson Pass, Audio, Distortion and Feedback, 11/1/08
34. First cycle distortion - Graham, what is that? <https://www.diyaudio.com/forums/solid-state/32758-cycle-distortion-graham-post379900.html> millwood
35. <https://audiportal.su/threads/top-end-realnost-ili-mechta.13615/post-273425>
36. Jan Lohstroh and Matti Otala, An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirements, IEEE TRANSACTIONS ON AUDIO AND ELECTROACOUSTICS, VOL. AU-21, NO. 6, DECEMBER 1973
37. Gérard PERROT, Measurement of a Neglected Circuit Characteristic, AES-100, 1996
38. An Overview Of SID and TIM, Walter G. lung, Mark L. Stephens, and Craig C. Todd

материал подготовил
Петров Александр Афанасьевич