Измерение искажений в усилителях

Меня нередко просили дать определение «скоростным искажениям». Надеюсь этот материал поможет понять что я вкладываю в это определение.
А. Петров

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 K.Kupfmuller [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]:
I) метод одного тона (метод измерения суммарного коэффициента гармонических искажений — THD (Total Harmonic Distortion));
2) методы двух тонов (интермодуляционные искажения - ИМИ);
З) методы с дискретным спектром (многотональные);
4) методы со сплошным спектром (белый шум, розовый шум, псевдошум);
5) методы с рабочим сигналом (компенсационный метод Сапожкова).

Забегая наперед добавим сюда еще одну группу:
6) методы с рабочим сигналом Хафлера-Карвера.

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 ООС 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.

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.

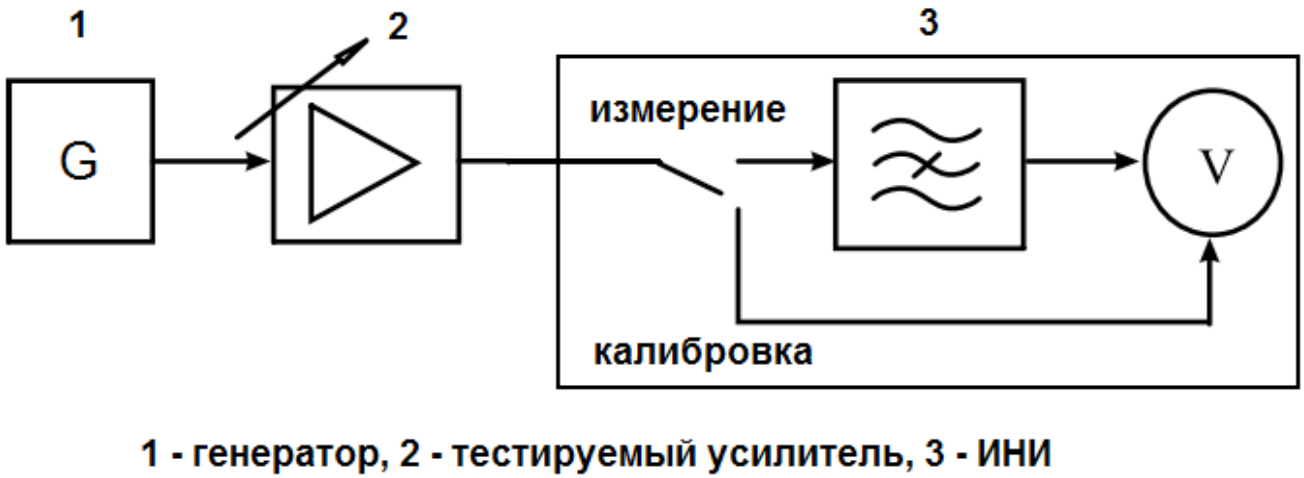
Пора отдохнуть от мифа про “благозвучные искажения” и найти те реальные трудноуловимые источники, создающие искажения в усилителе, которые отмечает человеческое ухо. Как только мы найдем методы измерений, которые в самом деле помогают, а не прячут правды от нас, то станет легче разрабатывать электронику,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

измерения напряжения каждой гармоники с помощью спектроанализаторов.

Однако наибольшее распространение получили измерители нелиненых 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

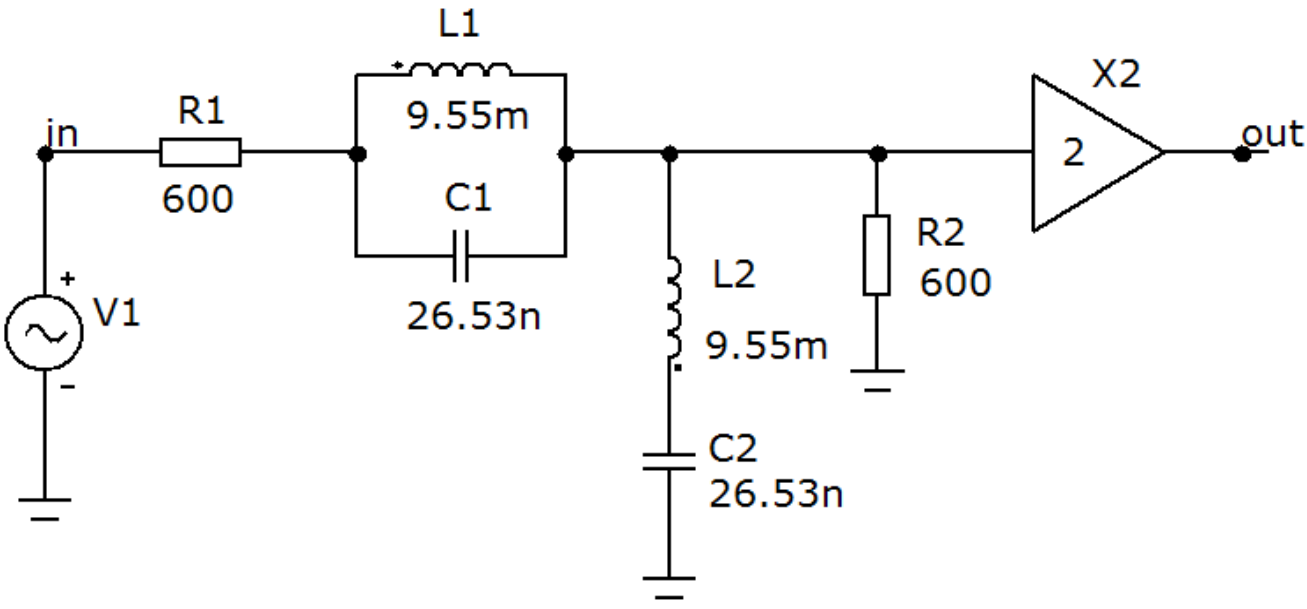


Рис. 2 Режекторный фильтр Бесселя 4-го порядка

АЧХ такого фильтра показана на рисунке 3

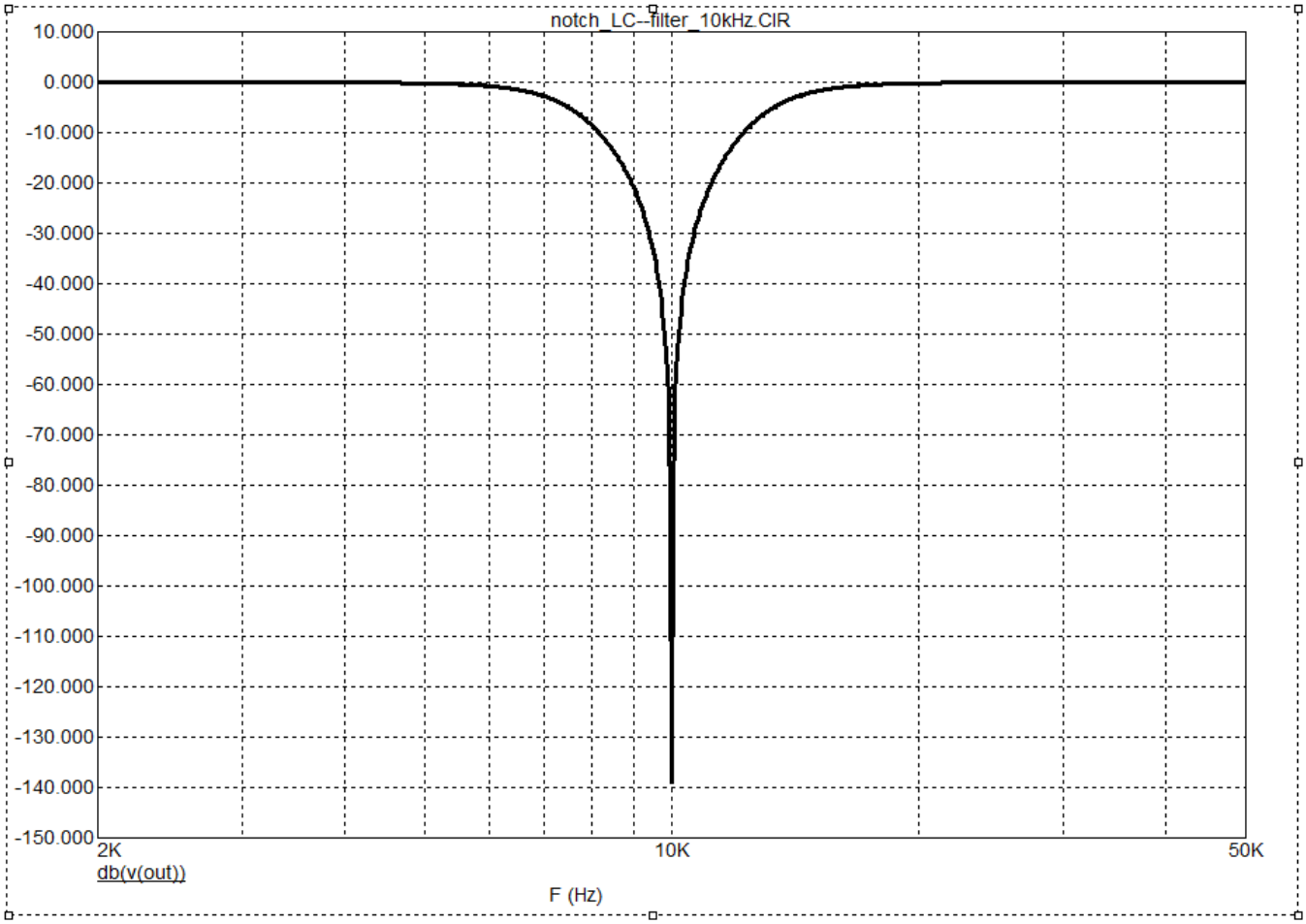


Рис. 3

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.

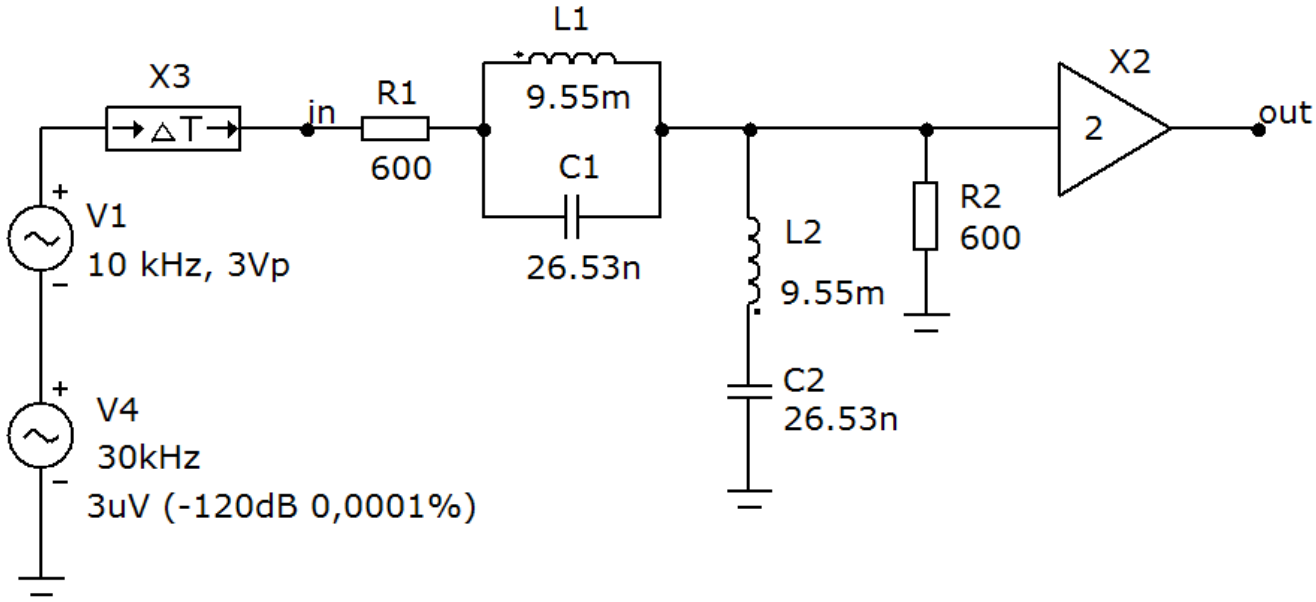


Рис. 4 Схема измерения третьей гармоники сигнала частотой 10 кГц

Запускаем Transient/Analysis и смотрим результат, рис. 5

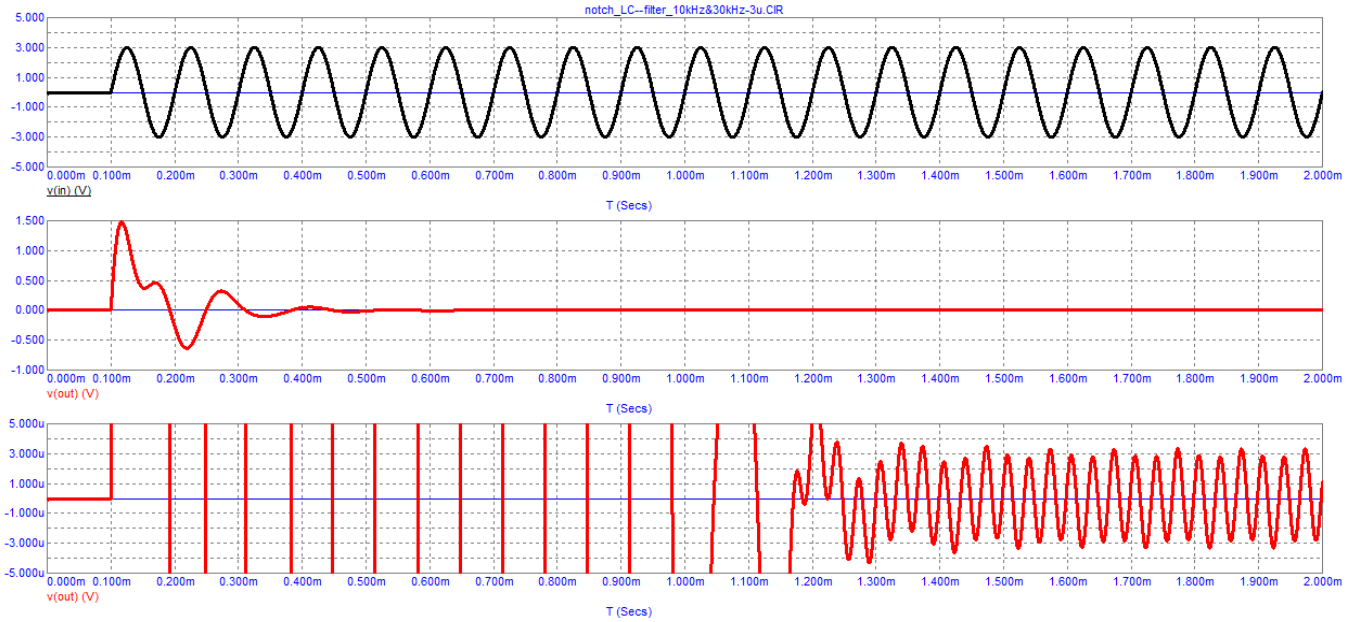


Рис. 5 Результат измерения 3-й гармоники с помощью симулятора

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

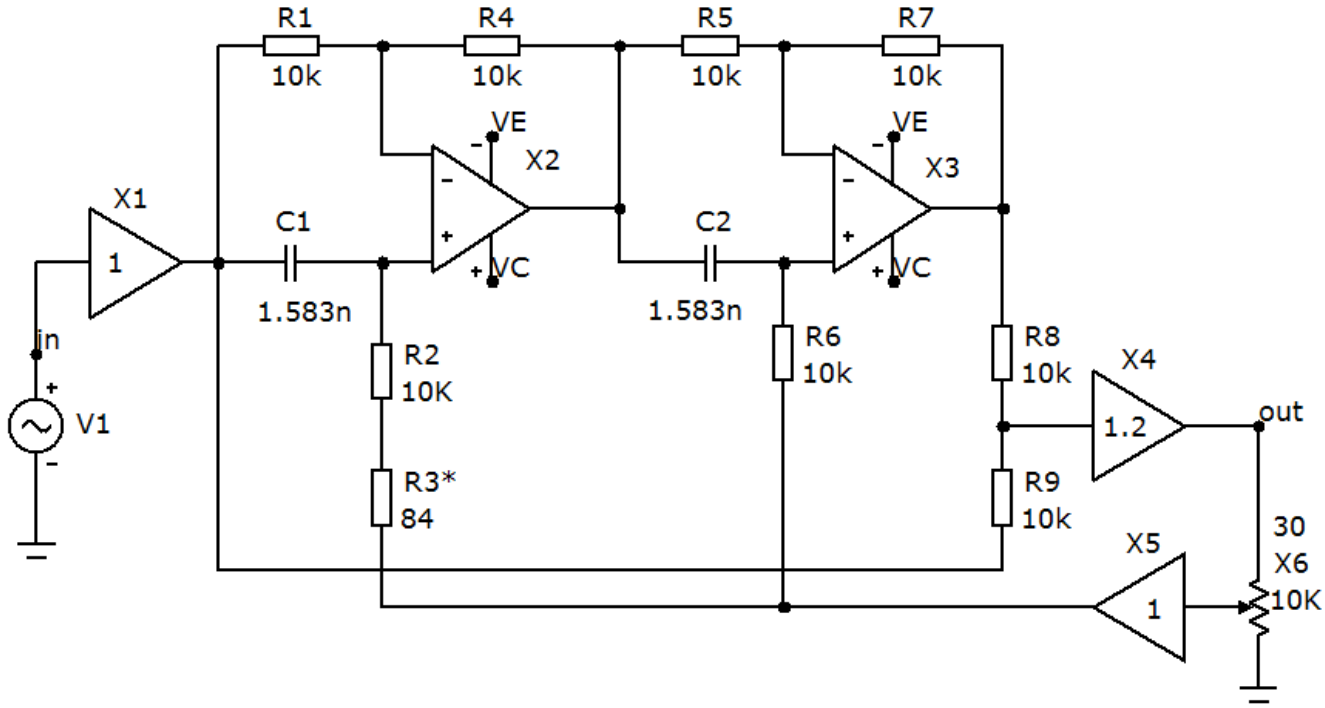


Рис. 6 Схема режекторного фильтра на фазовращателях

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

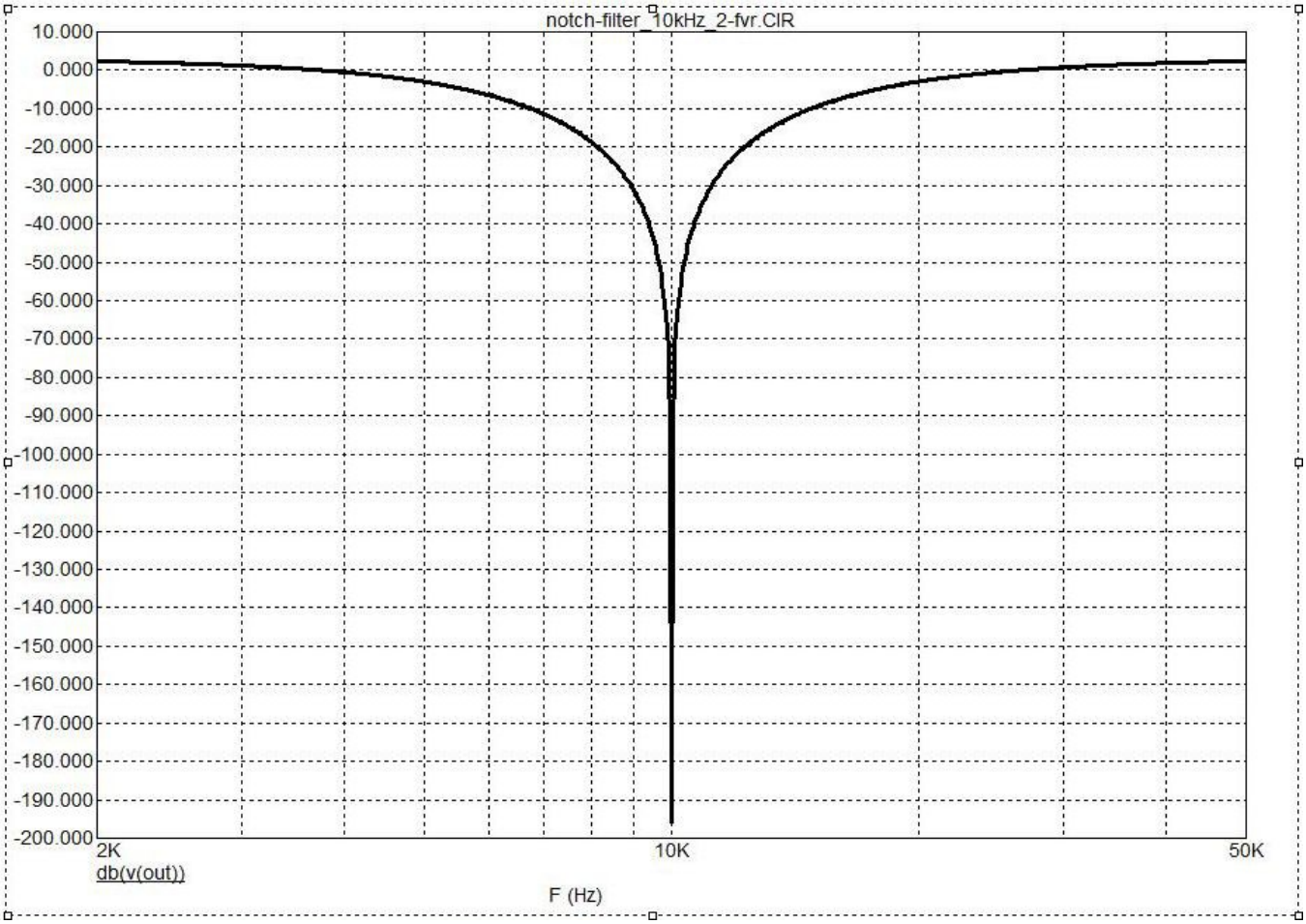


Рис. 7 АЧХ последовательно включенных 2-х режекторных фильтров на фазовращателях

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

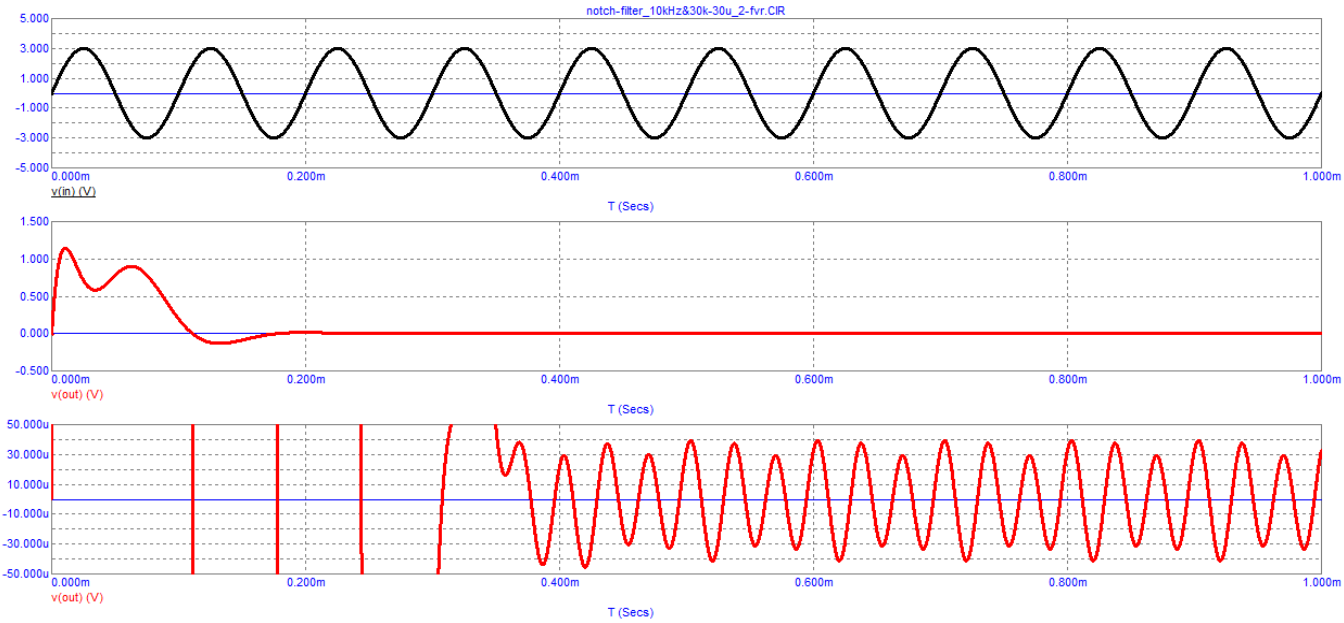


Рис. 8 Результат измерения 3-й гармоники

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 уровнем 0,001% (-100 дБ) из-за вносимых искажений активными элементами (ОУ). В качестве ОУ использованы модели быстродействующих прецизионных ОУ типа OPA627. 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 напряженияи 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.

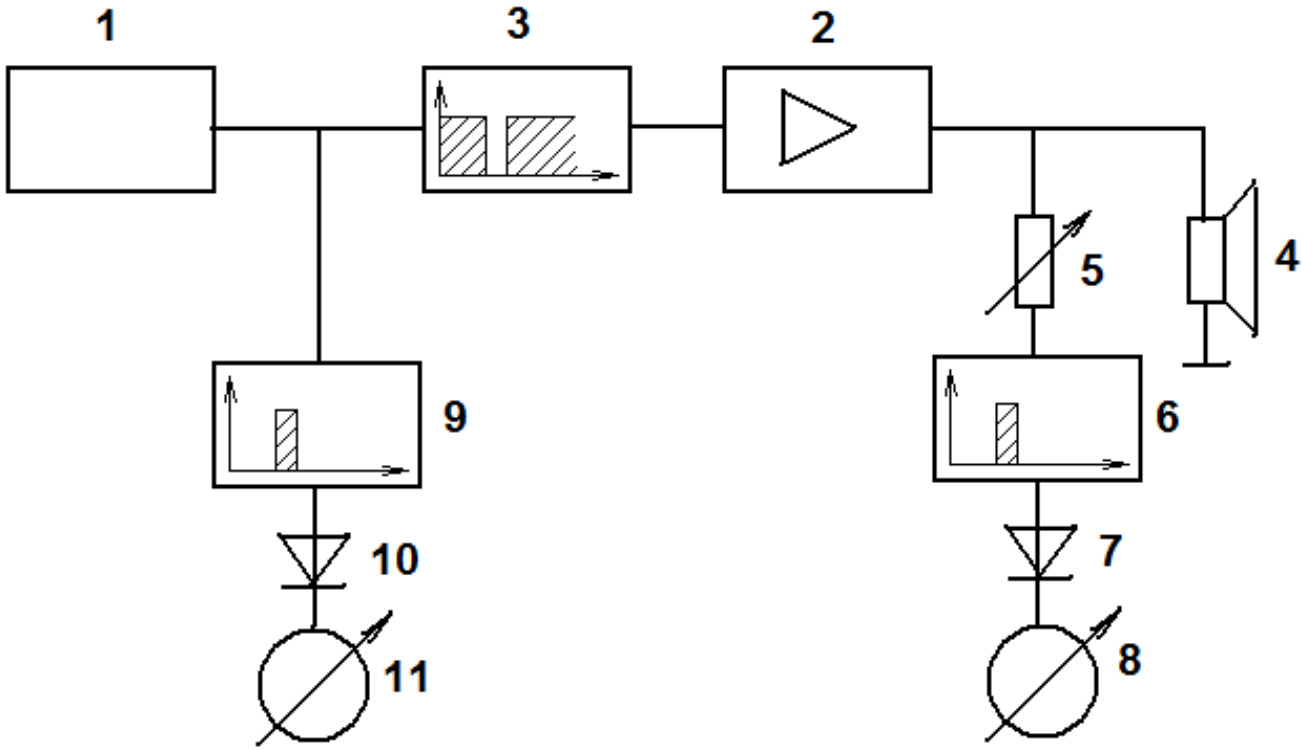


Рис. 9 Блок-схема измерителя НИ по патенту SU90185

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 f1 до f2. С выхода тракта *2* напряжение подводится к нагрузке *4* и параллельно через регулятор напряжения *5* к полосовому фильтру *6* с полосой пропускания от f1 до f2. 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 хуже 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 f1 - f2, т. е. токов частот, которые, в силу наличия фильтра *3*, отсутствовали на входе тракта.

Эти образования токов в полосе частот f1 - f2 являются следствием появления гармоник от более низкочастотных составляющих содержащихся во входном сигнале, и результатом образования комбинационных частот, приходящихся на полосу f1 - f2.

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 пропрционально э.д.с. полезного сигнала в полосе частот f1 - f2, 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 f1 - f2, 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.

Самое интересное что 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 нелиненость.

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 скоростные 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 (пример применения таких сигналов приведен в приложении).

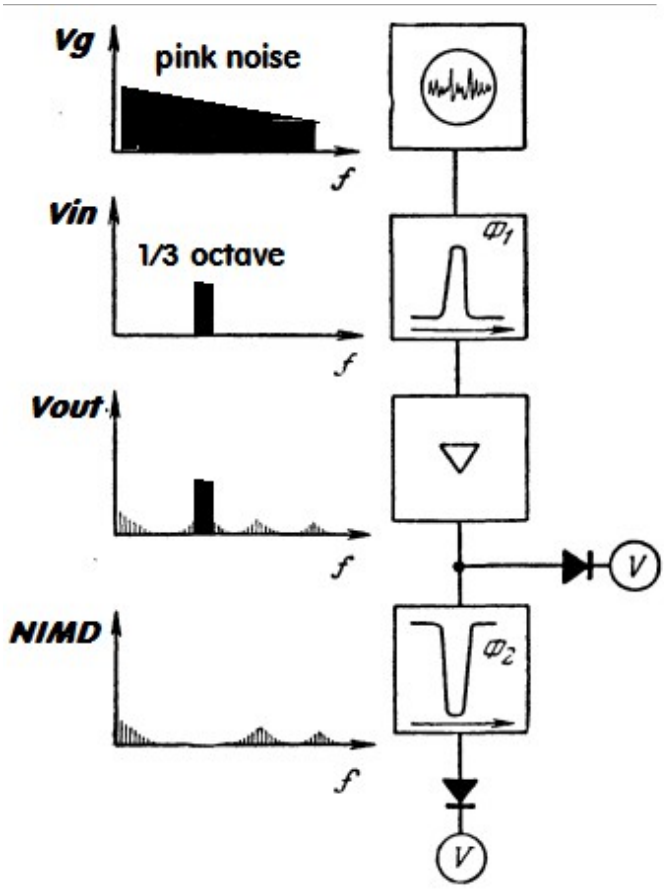


Рис. 10 Принцип работы ИНИ с использованием узкополосного шума

Более подробно о результатх сранительных 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 опубликоваший ряд векторных индикаторов искажений в журнале Радио.

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

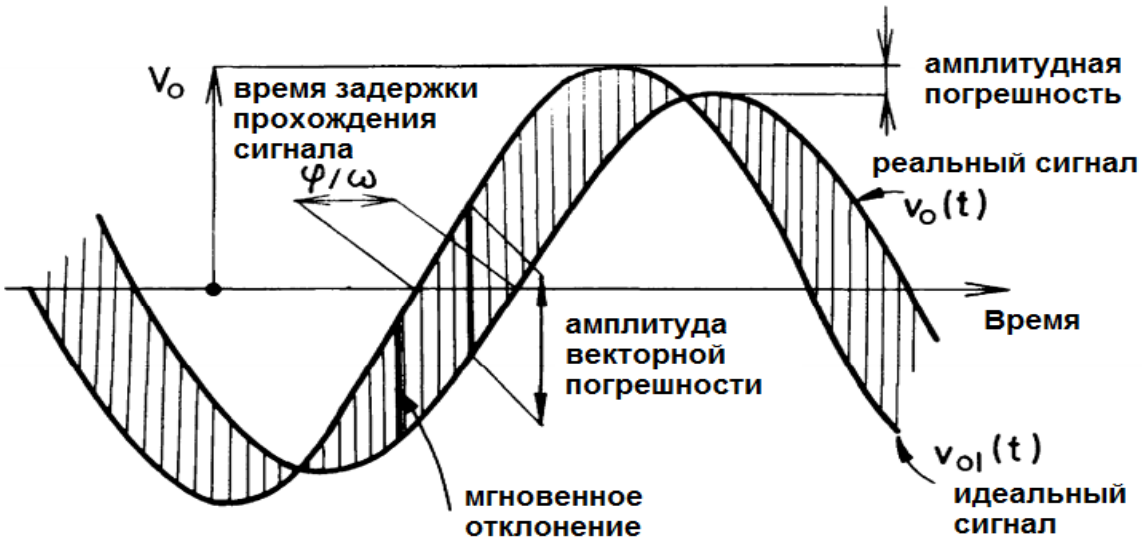


Рис. 11 Иллюстрация соотношения между векторной, амплитудной и фазовой ошибками при представлении сигнала в виде функции времени.

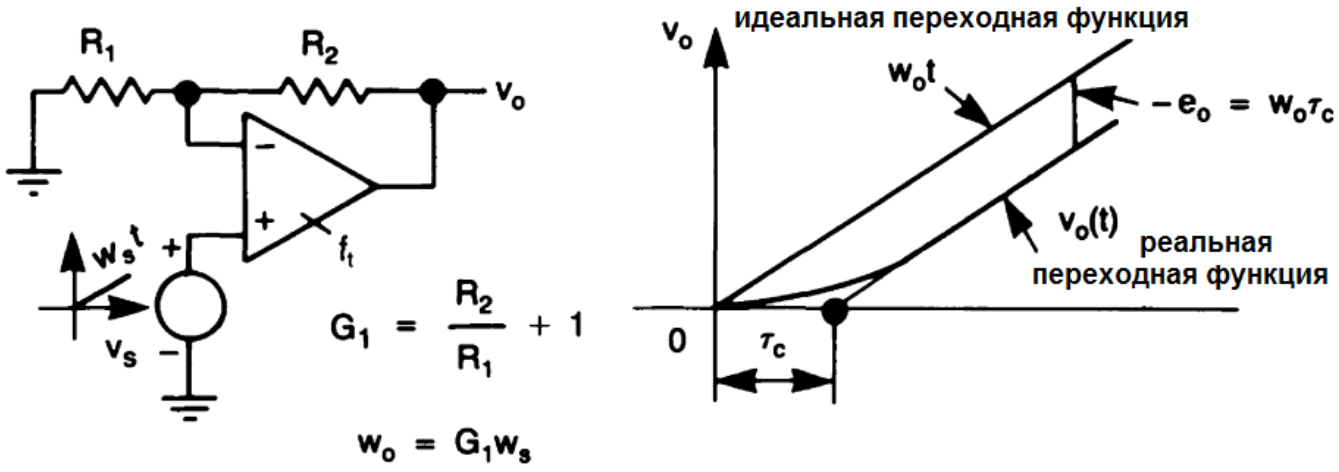


Рис. 12 Скоростная погрешность неинвертирующего усилителя при возбуждении его линейно-нарастающим напряжением.

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:

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

где $\omega_{вых} = 2\pi f_\omega U_{вых}$ (2) (см. п.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 $\mathcal{E}_v$ 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:

$$– \quad \epsilon_{вых}/U_{вых} = \mathcal{E}_v(f_\omega) \qquad (3)$$

Подставив выражение (2) в (1) получим:

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

Заменив частоту периодом для гармонического воздействия получим:

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

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

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

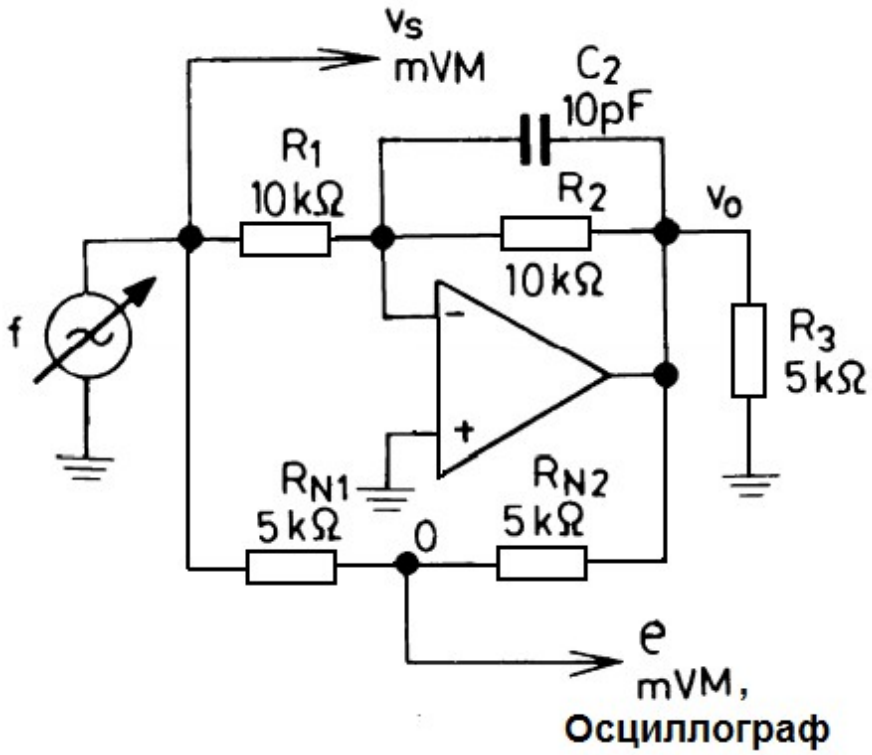


Рис. 13 Схема для измерения векторной погрешности инвертора напряжения

Так как усиление равно минус 1, то результат вычитания осуществляется на резисторах равной величины.

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

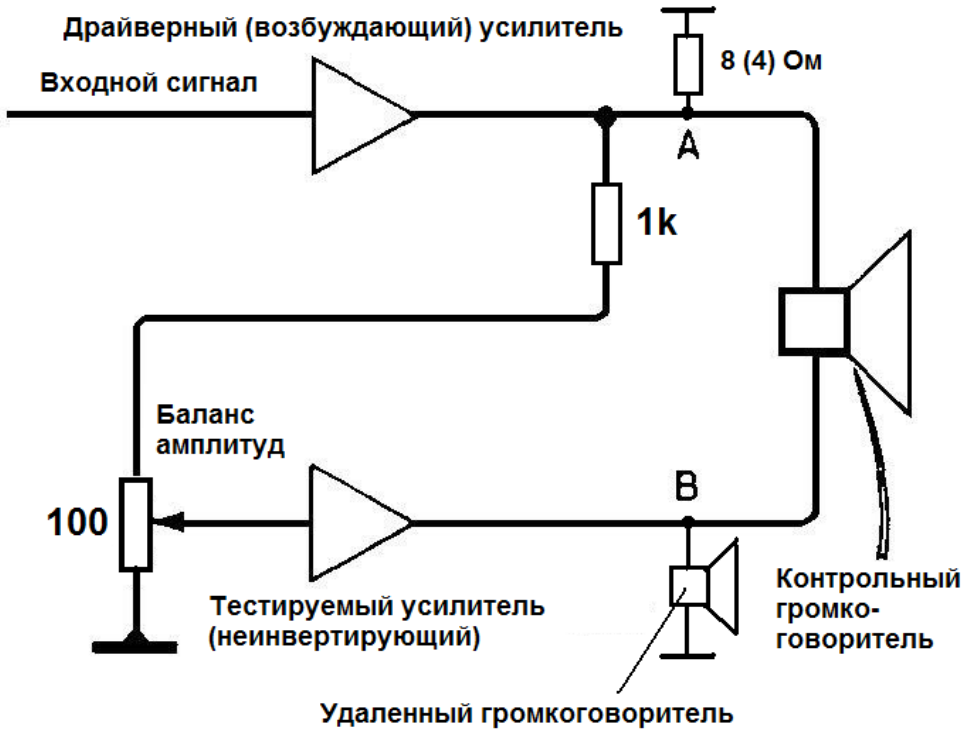


Рис. 14 Блок-схема измерителя векторных погрешностей Хафлера

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 громкоговорителе (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 он 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 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. Гризингера 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 стереоусилителя 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 THD 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 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% (более подробно см. *Приложение 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 (tPD):

$$a = 2\pi A * tPD/T \qquad (6)$$

где
T – период сигнала, мкс;

A – амплитуда сигнала на выходах усилителей, В
tPD – время задержки прохождения сигнала, мкс

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

Предположим напряжения сигнала частотой 3 кГц на выходах усилителей по 60 В (от пика до пика), а разностный сигнал равен -70 дБ (ослабление в 3000 раз), что соответствует уровню векторной погрешности 20 мВ (от пика до пика). В этом случае из формулы (6) tPD равно:

$$tPD = aT/2\pi A = 0{,}02*333/6{,}28*60 = 0{,}0177 \text{ мкс} = 17{,}7 \text{ нс}$$

Подсчитаем предельно допустимую задержку для частоты 20 кГц при векторной погрешности -60 дБ, она составит всего 8 нс.

Надо сказать что это достаточно жесткие требования для УМЗЧ, так как подавляющее большинство усилителей находящихся в эксплуатации имеет tPD от 200...300 нс до 1,5 мкс и более.

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

$$f_в = (100/\sqrt{2})f_1 \approx 71f_1 \qquad (7)$$

Подставим в формулу (7) верхнюю частоту звукового диапазона, в результате получим необходимую полосу пропускания 1,4 МГц. Это означает что время задержки прохождения сигнала не должно превышать:

$$tPD <= 1/2\pi f_в = 1/(6{,}28\cdot 1400000) = 0{,}00000013 \text{ с} = 0{,}00013 \text{ мс} = 0{,}13 \text{ мкс} = 130 \text{ нс}$$

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.

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

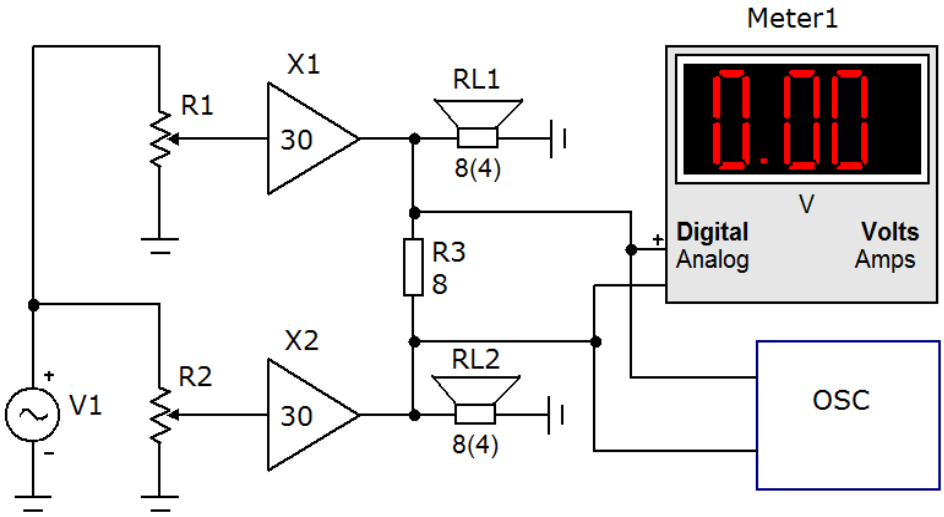


Рис. 15 Блок-схема измерения относительного уровня искажений по отношению к эталону

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 достаточно задержать выходной сигнал идеального усилителя с помощью идеальной линии задержки на время задержки прохождения сигнала (tPD) в тестируемом усилителе.

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 аттенюатором 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.

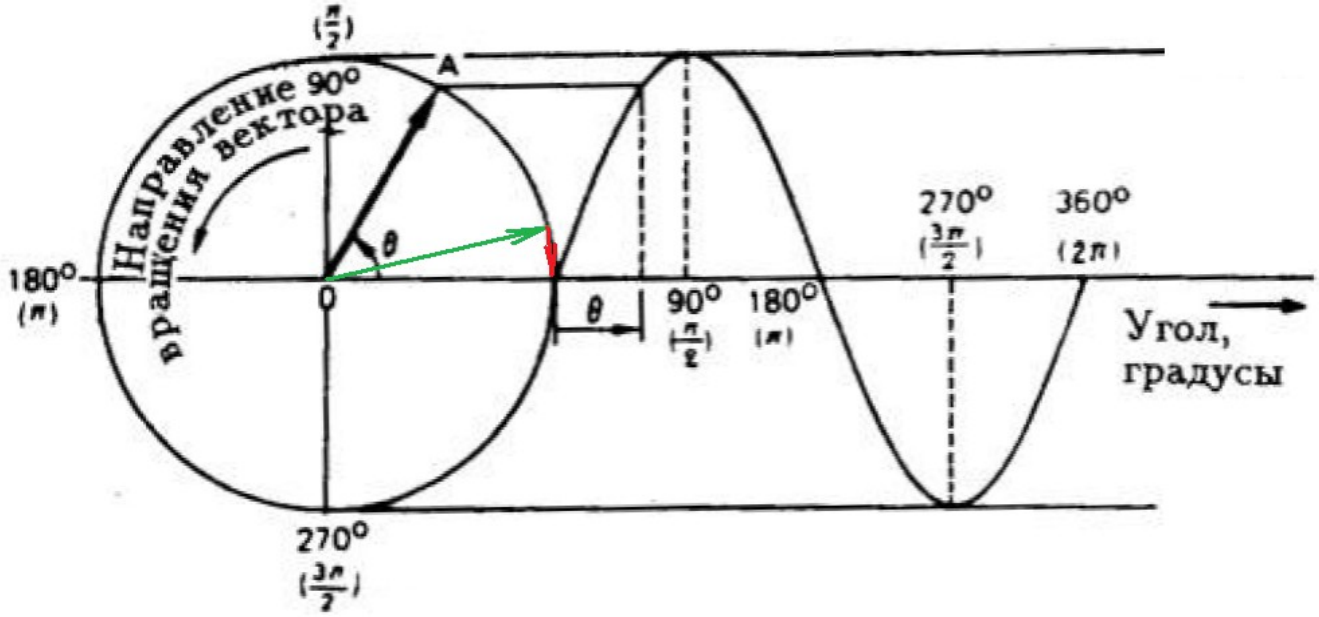


Рис. 16. Иллюстрация механизма образования синусоидального колебания с помощью вращающегося вектора.

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.

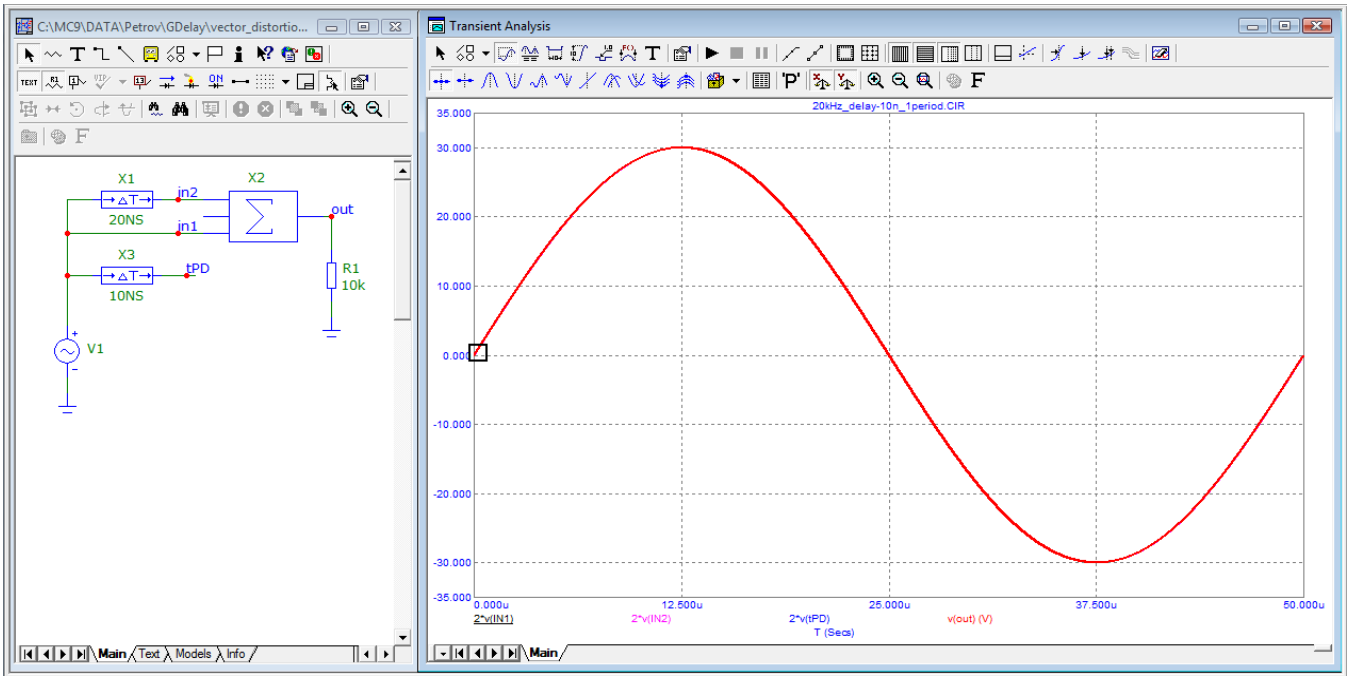


Рис. 17 Модель векторного сложения напряжений

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

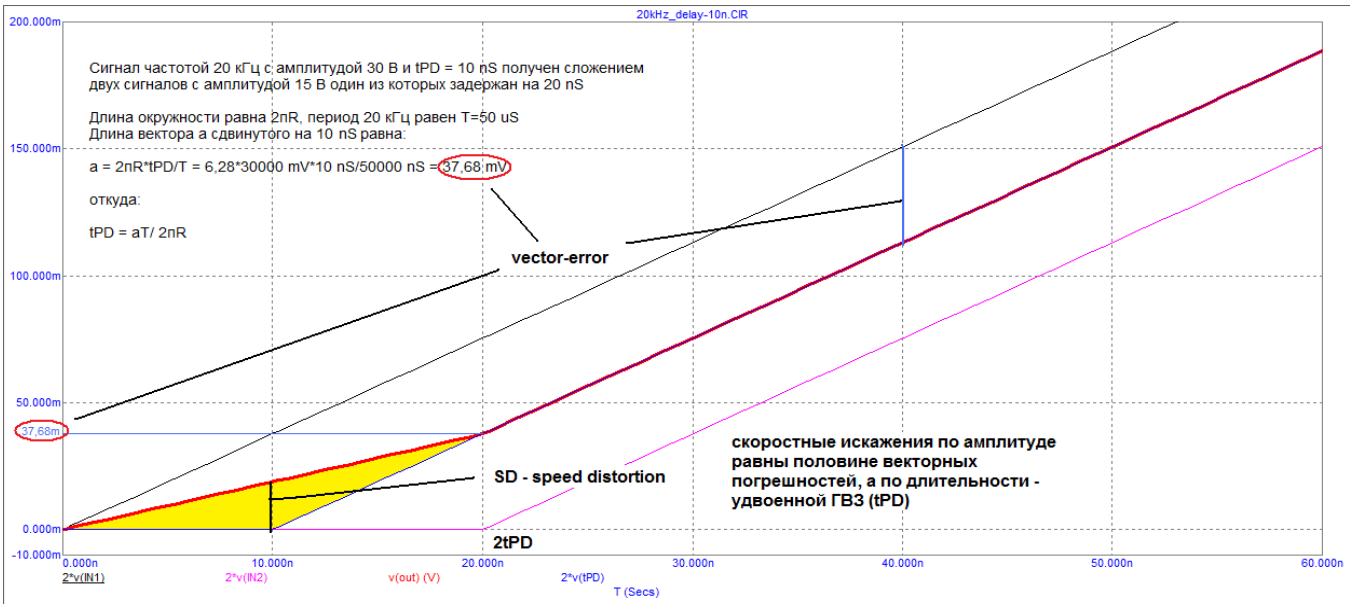


Рис. 18 Начальный участок результата сложения 2-х синусоид

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*tPD. Иржи Достал упоминает в своей книге о скоростных искажениях, но не дает четкого определения что это такое. Я взял на себя ответсвтенность назвать этот вид искажений

скоростными, так как они непосредственно связаны с таким скоростным параметром как tPD 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*tPD. Амплитуда и длительность скоростных искажений (желтый треугольник) определяет их вклад в общий уровень искажений.

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

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

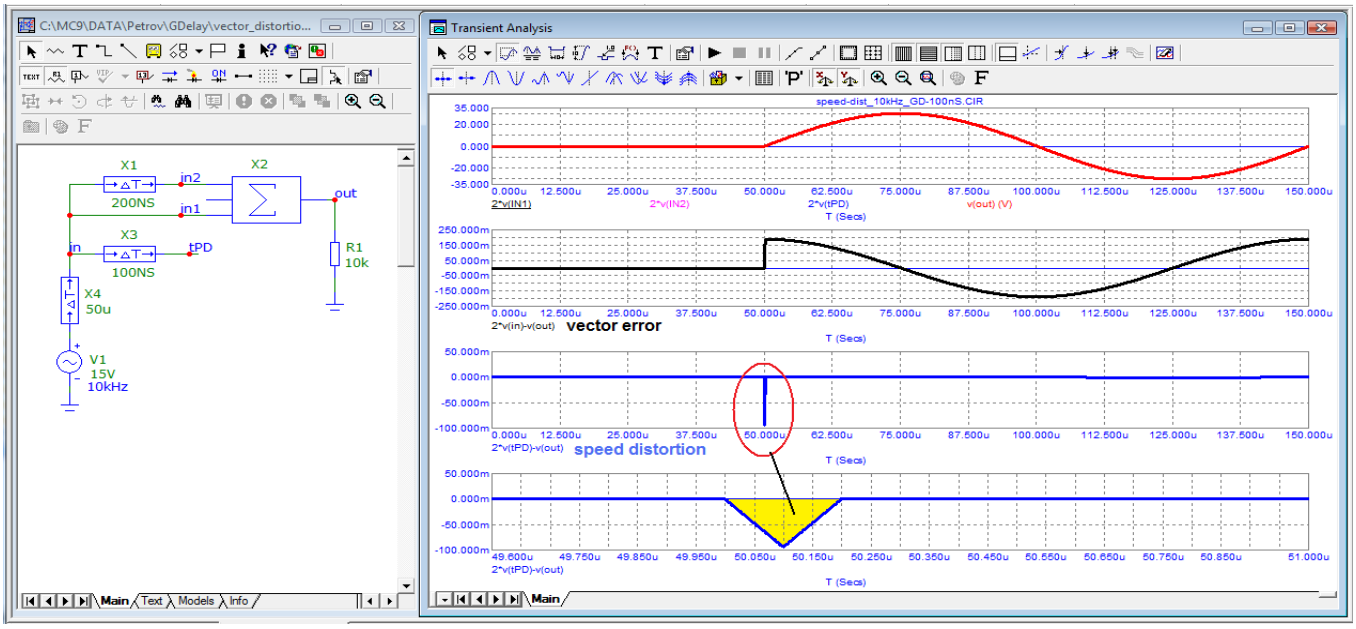


Рис. 19 Результат измерения искажений возникающих в результате векторного сложения двух напряжений

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. 2tPD. 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 изменяется и dV/dt напряжения. В эти моменты и возникают дополнительные искажения связанные с временем задержки прохождения сигнала (tPD).

Для наглядности векторных погрешностей соберем другую модель, рис. 20

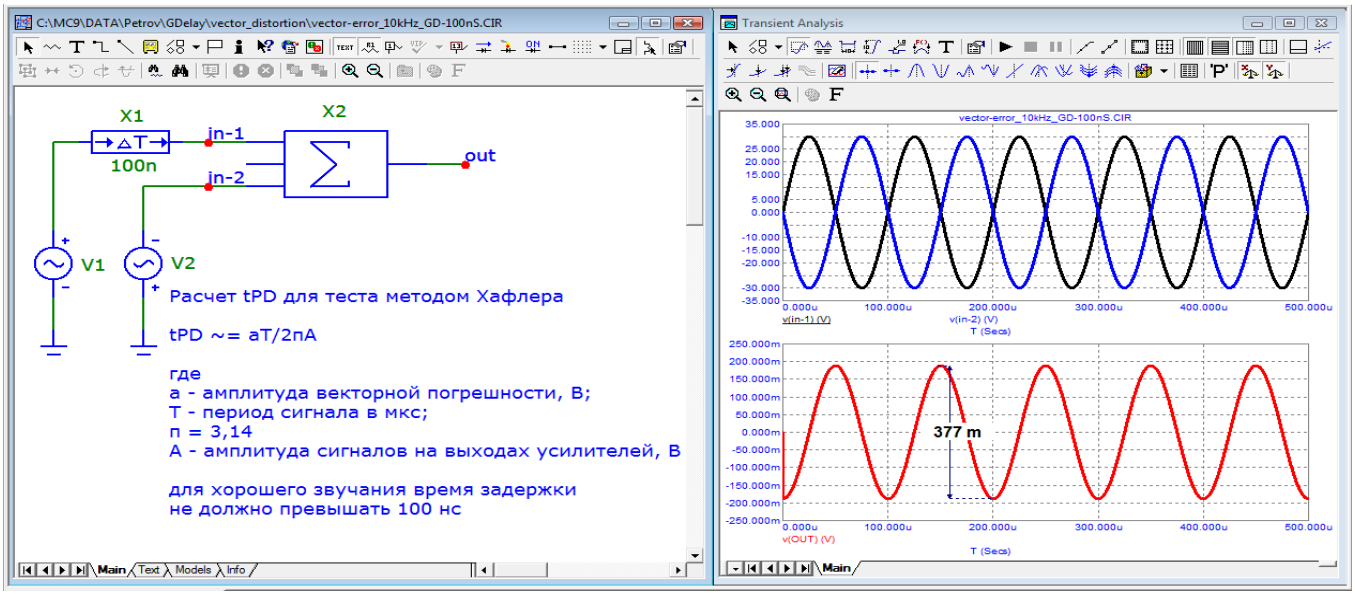


Рис. 20 Результат измерения векторных погрешностей сложения двух напряжений

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):

$$a = 2\pi A * tPD/T = 6{,}28*60*0{,}1/100 = 0{,}377 \text{ В}$$

В реальных усилителях амплитуда скоростных искажений 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 Apex 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 предусилителем. Если измерения будут производиться без делителя, то расчетная емкость должна быть с учетом емкости соединительного кабеля.

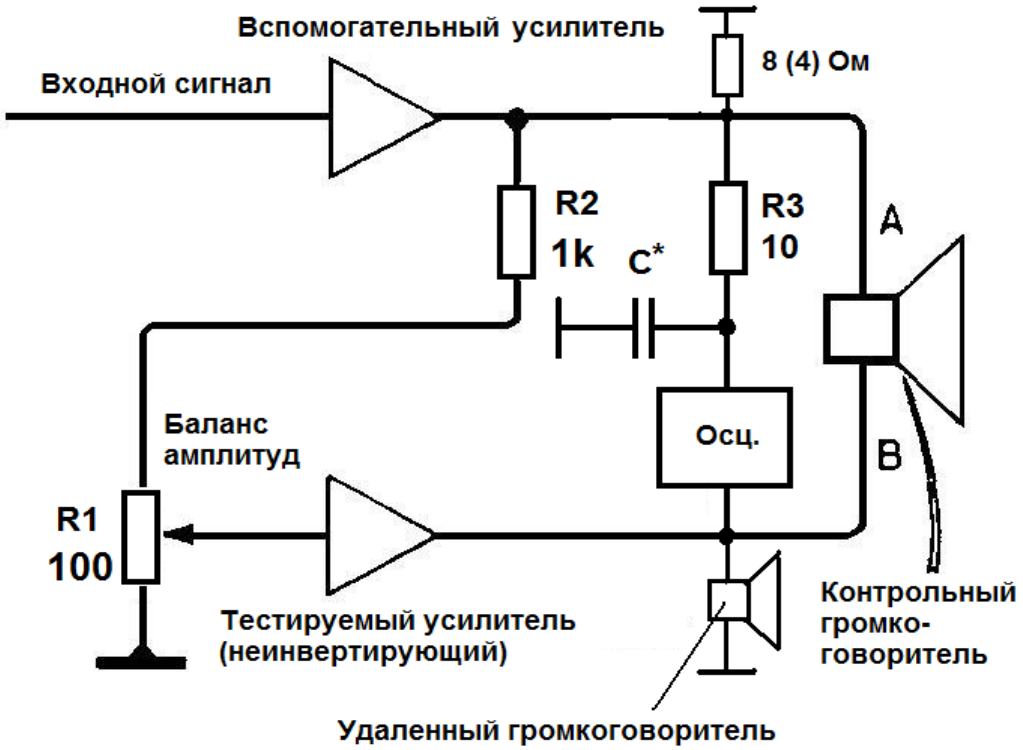


Рис. 21 Блок-схема Хафлера совмещенная с векторным анализатором искажений Сапожкова

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

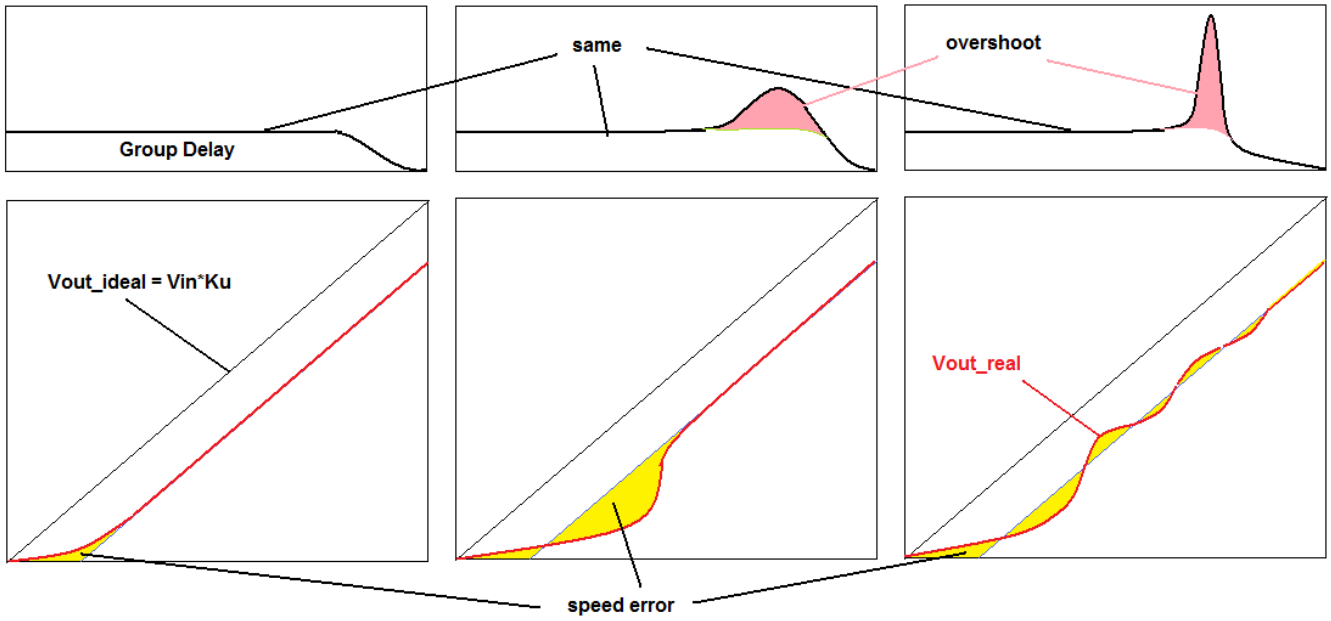


Рис. 22 Примеры встречающихся на практике поведений ГВЗ в УПТ

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

На рисунке 23 показана зависимость скоростных искажений от ГВЗ двух усилителей

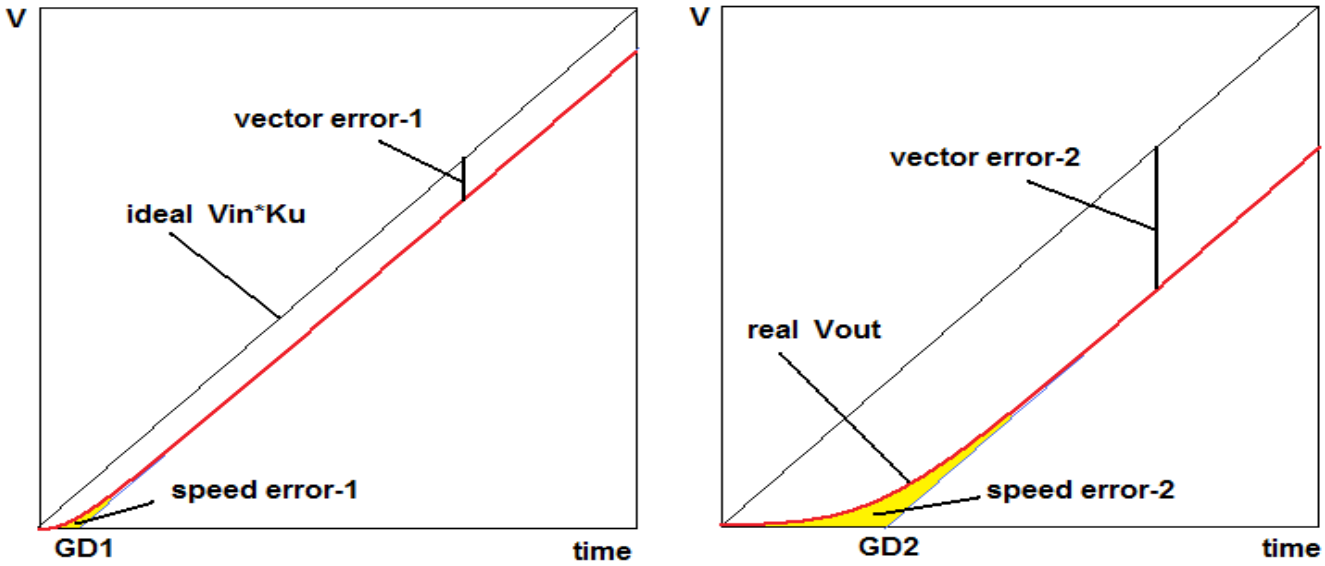


Рис. 23 Два примера зависимости скоростных искажений от ГВЗ

Тест усилителя с характеристикой аналогичной показанной на риснке 22 (по середине) приведен в *Приложении 1*.

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:

$$a = 4A(tPD)/T \quad (8)$$

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.

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 называсмый 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 ООС 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 ООС. 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 ОС 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 Роуленд 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) — техническе 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 аудиокомпаний 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 дапазона (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 дросссель 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. »

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

В одном из инервью 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...

И это не удивительно - по шкале Раковского Кг 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, Кг 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. в линейном режиме) и не учитывает 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, привносят 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 обнаруживаемо в самых утончённых 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 УМЗЧ). К сожалению, именно так и обстоят дела с большинством ОУ и многими УМЗЧ».

Были попытки искуственно 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.

Что касается скоростных параметров современных усилителей, в частности скорости нарастания выходного напряжения, то, например, топовый усилитель NAD M3 имеет скорость нарастания (SR) 1000 В/мкс; HK Citation XX — 500 В/мкс; Denon POA 2400 — 500 В/мкс; HK PA-2400 — 280 В/мкс; KR-8050 — 200 В/мкс; KR-770 — 180 В/мкс; HK Citation 22 — 160 В/мкс: Sansui G-22000 — 175 В/мкс и т. д. — перечень можно продолжать и продолжать...

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. Kupfmuller. 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. Hafler, 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
21. Martin Colloms, A Future Without Feedback? 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.

материал подготовил
Петров Александр Афанасьевич