

Векторные погрешности и искажения и методы их измерений

Вместо вступления [1]

<http://forum.vegalab.ru/showthread.php?t=3273&p=132619&viewfull=1#post132619>

Л. Зуев

Сергей, раз уж речь зашла об искажениях, позволю себе наглость привести еще пару цитат.

Сообщение от SIA

По моему опыту, единственный объективный параметр, жестко коррелирующий с прозрачностью и нейтральностью, это векторная точность. Остальные, если они достаточно хороши, на звук практически не влияют.

Сообщение от SIA

Если векторная погрешность очень мала (менее 0.01%) - статистически различного влияния усилителя не отмечено. Просто нейтральный, детальный, но без следов резкости звук, причем, что важно, воспроизводимый независимо от топологии и конструкции усилителя. То есть, разные по схемотехнике и идеологии усилители, укладываемые на реальном сигнале в 0.01%, практически невозможно отличить, равно как и заметить какие-либо дефекты, которые могли бы достоверно быть отнесены к усилителю.

Напомню, что исследованиями векторных искажений начали заниматься с самого начала развития звукоусилительной техники. Наиболее удачная публикация на эту тему была у Питера Баксандаля [2]. Его метод с успехом использовал и И.Акулиничев.

Даже если усилитель в установившемся режиме имеет ничтожно малые нелинейные искажения это никак не может гарантировать его качество звука, так как качество звука наилучшим образом коррелирует именно с векторными погрешностями и связанными с ними векторными искажениями.

Основные виды погрешностей при передаче синусоидального сигнала представлены на рис. 1 [3].

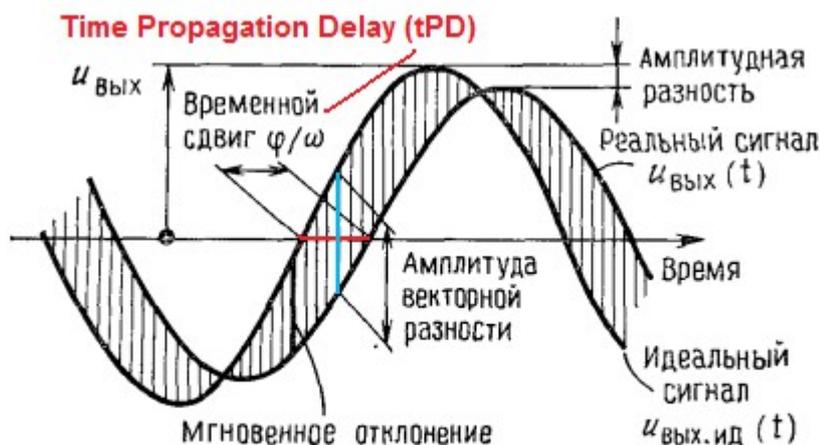


Рис. 8.3. Иллюстрация соотношения между векторной, амплитудной и фазовой ошибками при представлении сигнала в виде функции времени.

Рис. 1

Нелинейных искажений не возникает при идеальном масштабировании сигнала (повышение/понижение уровня, например с помощью идеального трансформатора), в пассивных фильтрах в установившемся режиме (возникают

фазовые, амплитудные и векторные погрешности).

В усилителях векторная погрешность зависит от задержки прохождения сигнала (t_{PD} – Time Propagation Delay), чем больше задержка, тем больше векторная погрешность и как будет показано дальше, тем больше и векторные искажения. Но на чисто синусоидальном сигнале в установившемся режиме векторные искажения не проявляются, они проявляются лишь в начале и конце бурста, а также в моменты смены частоты сигнала или его амплитуды. Все это в избытке присутствует в реальных музыкальных сигналах.

А теперь самое время обратиться к книге И. Достала [3]. Анализируя векторные ε_V , амплитудные ε_A и фазовые φ погрешности, вносимые усилителями, автор выводит следующие формулы (8.5,а—в):

$$\varepsilon_V = f/f_B, \quad (8.5a)$$

$$-\varepsilon_A = \frac{1}{2} (f/f_B)^2, \quad (8.5б)$$

$$-\varphi = f/f_B = \varepsilon_V. \quad (8.5в)$$

Из приведённых формул автор приходит к выводам.

"1. Векторная погрешность ε_V увеличивается пропорционально частоте, достигая значительных величин задолго до достижения верхней частоты f_B . Возникает явный парадокс. Работа операционной схемы при векторной погрешности 0,01 % на частоте f_1 требует, чтобы верхняя частота f_B превышала её по меньшей мере в 10000 раз. Если говорить конкретно, то обработка низкочастотного сигнала частотой 100 Гц неинвертирующим усилителем, имеющим коэффициент усиления с обратной связью $G = 10$, требует, чтобы верхняя частота f_B (совпадающая с сопрягающей частотой f_c) была, по меньшей мере, 1 МГц, а частота единичного усиления операционного усилителя при этом должна быть не меньше 10 МГц!

2. Существенно более благоприятные условия наблюдаются при рассмотрении точности, задаваемой (допустимой) амплитудной погрешностью ε_A . Чтобы достигнуть того же показателя точности 0,01 % на частоте f_1 , в данном случае будет достаточно соотношение

$$f_B = (100/\sqrt{2}) f_1 \approx 71 f_1.$$

Тот же неинвертирующий усилитель, о котором говорилось выше ($G = 10$ и полоса 1 МГц), будет усиливать синусоидальные сигналы частотой до 14 кГц ($1 \text{ МГц}/71 = 0,014 \text{ МГц} = 14 \text{ кГц}$) с амплитудной погрешностью, не превышающей 0,01 %.

3. Фазовая погрешность φ , выраженная в радианах, совпадает с векторной погрешностью ε_V ".

Из первого вывода следует, что для низкого уровня векторных погрешностей на частоте 100 Гц требуется полоса 1 МГц. Нетрудно подсчитать, что для частоты 20 кГц это будет 200 МГц (см. ниже высказывание [4]).

Во втором выводе И. Достал, оценивая амплитудную погрешность, показывает, что для того же уровня погрешности 0,01 % полоса пропускания должна быть в 71 раз выше исследуемого сигнала. Для частоты 20 кГц это будет 1,4 МГц, но никак не 50...100 кГц как это имеет место в большинстве типовых УМЗЧ. Второй пункт я бы дополнил тем, что и в сторону НЧ должен быть не меньший запас по полосе пропускания, т. е. нижняя граница полосы пропускания должна быть

20/71 ≈ 0,3 Гц. Только в этом случае получается малая амплитудная погрешность на краю диапазона ЗЧ.

Что означает третий вывод на практике? Предположим, мы имеем усилитель, имеющий задержку прохождения сигнала равную 1 мкс. Выразим в радианах эту величину для частоты 20 кГц, что и будет означать векторную погрешность для этой частоты:

$$\varepsilon_v = 6,28 \times 1/50 = 0,1256 \text{ - или } 12,56\% \text{ от амплитуды сигнала.}$$

Формирование сигнала синусоидальной формы с помощью вектора длиной А наглядно отражено на рис. 2

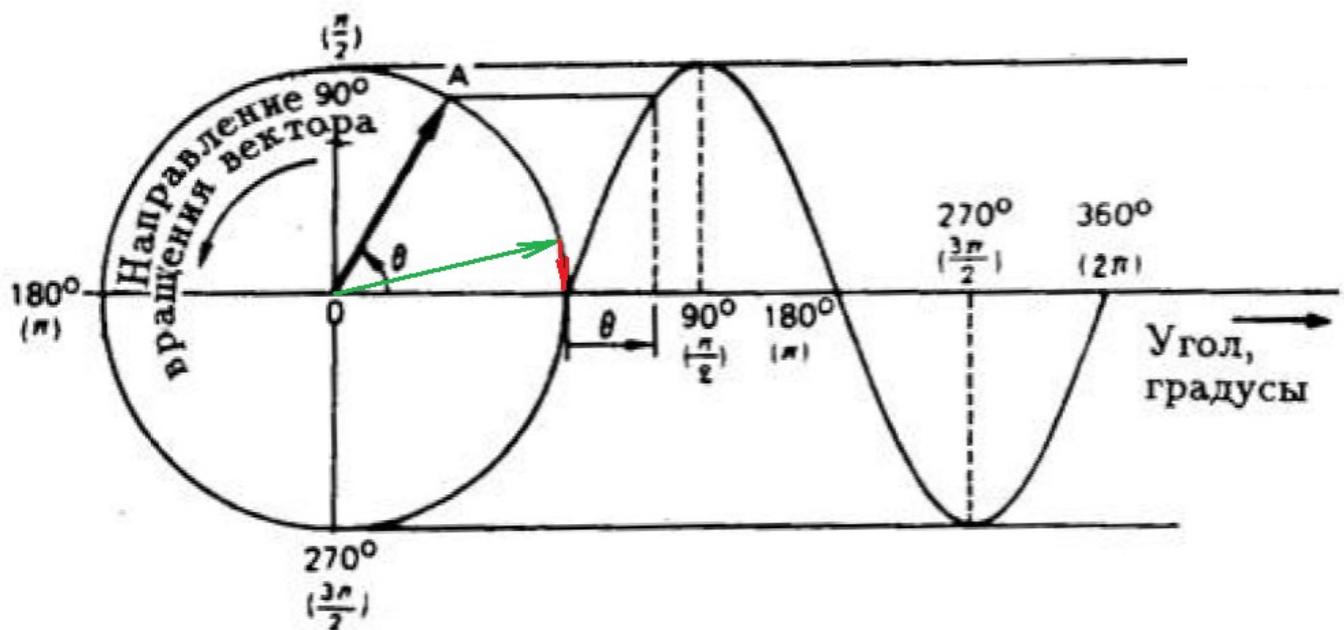


Рис. 2

где А - амплитуда сигнала.

Длина окружности равна $2\pi A$

При усилении сигналов усилителями мощности звуковой частоты (УМЗЧ) происходит неизбежная задержка сигнала на выходе усилителя. В операционных усилителях эту задержку называют Time Propagation Delay. Эта задержка может быть от нескольких нс для современных быстродействующих ОУ до нескольких мкс для отдельных УМЗЧ. Чаще всего не превышает 2 мкс. Причем для синусоидальных сигналов в установившемся режиме эта задержка ни на что не влияет, выходной сигнал будет просто задержан во времени и только. Что такое задержка равная 1 мкс для сигнала частотой 20 кГц имеющей период 50 мкс - это всего лишь 1/50 периода. При таких малых задержках можно считать что векторная погрешность пропорциональна задержке (красный вектор на рисунке 1 мало отличается от дуги). Вся окружность равна $2\pi A$. Тогда при задержке равной, например, 1 мкс для сигнала частотой 20 кГц векторная погрешность будет равна:

$$\text{Ver} = \frac{2\pi A * \tau}{T} = \frac{2 * 3,14 * A * 1}{50} = 0,1256 * A \text{ (В)}$$

где: τ — задержка прохождения сигнала

T — период сигнала

A — амплитуда вектора, B

Если погрешность при задержке в 1 мкс перевести в %, то получим 12,56%. Тогда какая должна быть задержка для погрешности в 0,01% по [1]. Очевидно что более чем в 1000 раз меньше, т. е. менее 1 нс.

Здесь уместно привести высказывание Кирилла Хаммера [4].

"Безупречное быстроедействие 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 быстроедействие усилителя до уровня несколько наносекунд задержки времени от входа до выхода (соответственно полосе частот 200 МГц в случае Soullution 700 и 710), когда 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."

Примерно такое же высказывание мне сообщили от профессора БГУИР А.Гурского из личной переписки еще до знакомства с интервью К.Хаммера:

«Чем плоха ООС? А ничем, кроме одной мелочи: она работает корректно, т.е. так, как написано в учебниках, только при одном условии: в рабочем диапазоне частот (для нас 20 Гц - 20 кГц) ФЧХ усилителя до охвата его ООС должна быть линейной, с нулевым фазовым сдвигом! И всего-то »

Редко на какие ОУ приводится такой параметр как Time Propagation Delay (tPD) – по сути это и есть задержка прохождения сигнала и в усилителях постоянного тока (УПТ) совпадает с ГВЗ (Group Delay). Для лучших ОУ в режиме единичного усиления tPD колеблется от нескольких нс до десятка нс и более. Следует учесть что tPD примерно пропорционально K_u . Реальные же задержки прохождения сигналов в хороших современных усилителях с высокой скоростью нарастания выходного напряжения находятся в пределах 30...80 нс.

Иногда в векторном виде представляют и сигналы в точке суммирования в усилителях с ООС, рис. 3 [5]. В результате вычитания сигнала ООС U_β из входного U_1 в точке суммирования получается сигнал U_3 который и усиливается в K раз до уровня выходного сигнала U_2 получив при этом новую порцию искажений. И так по кругу. Однако музыка - непериодический сигнал. Усилитель не может предсказать, какой сигнал будет в следующее мгновение. И там невозможно, как в синусоиде, подкорректировать новый период сигнала за счет "хвостика" предыдущего периода потому что предыдущего периода нет! Да и сигналов похожих на синусоидальные тоже. Поэтому даже многотональный тест это всего лишь отдаленная пародия на музыкальный сигнал.

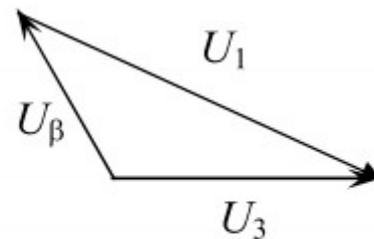
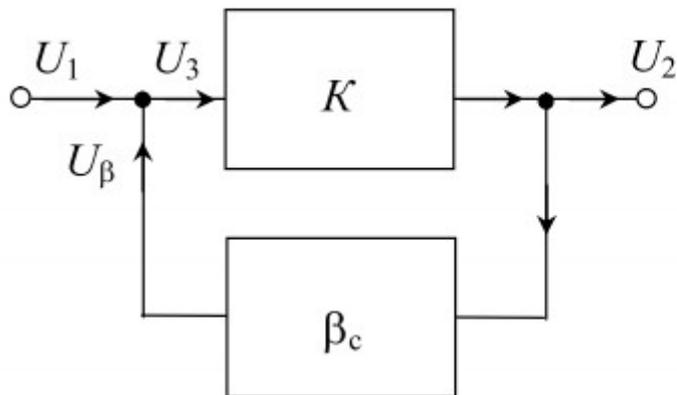


Рис. 3

Есть и другое представление силовых (векторных) линий больше подходящее для сигналов произвольной формы - скалярное, рис. 4

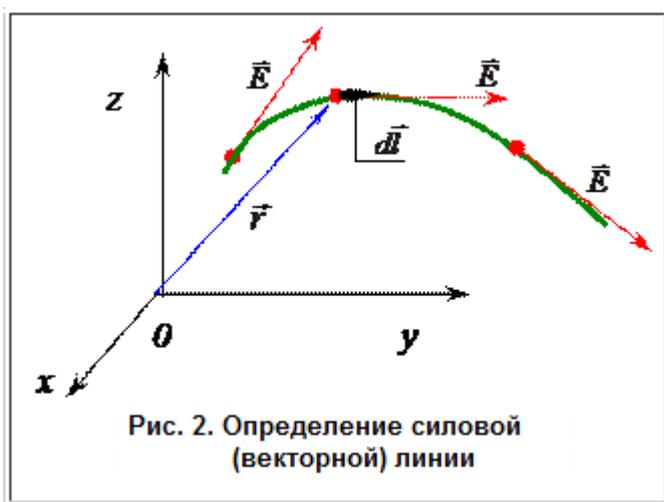


Рис. 4

Но вернемся к измерениям векторных погрешностей и посмотрим как предлагает их измерять И.Достал [3], рис. 5 и 6

Под векторными погрешностями автор [3] понимает результат вычитания выходного напряжения из входного и приводит две схемы их измерения: для инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ с единичным усилением.

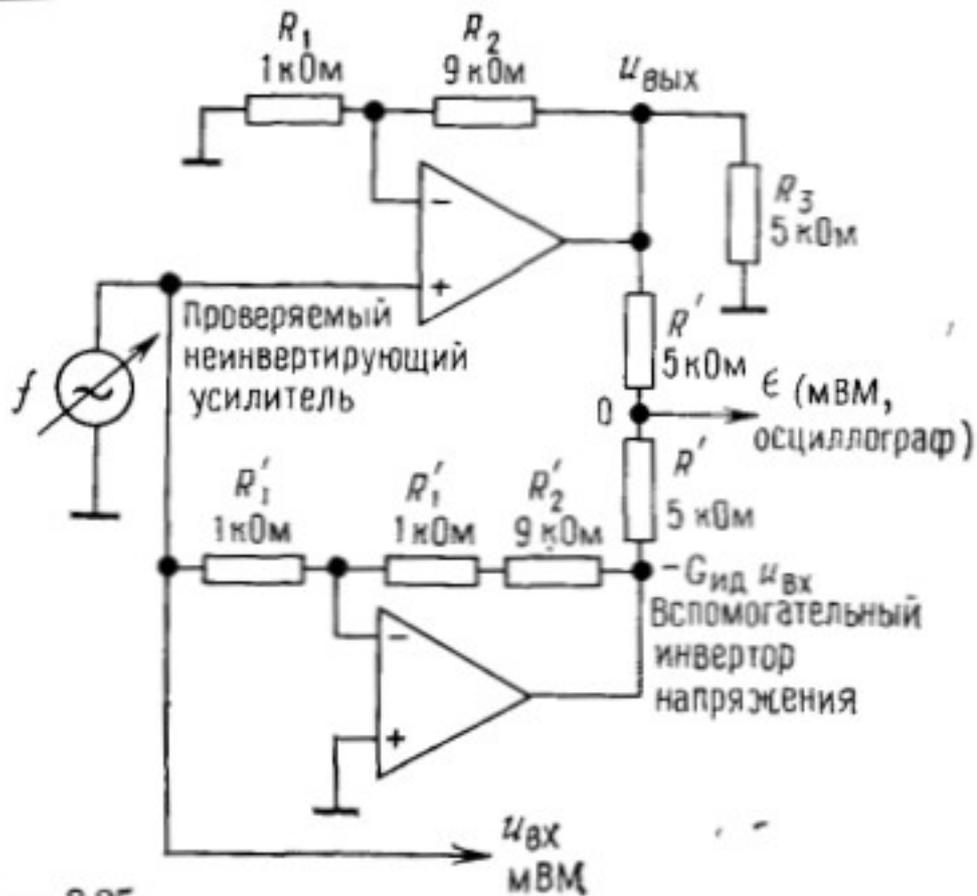


Рис. 8.25.

Схема для измерения векторной погрешности неинвертирующего усилителя.

$$R'_2/R'_1 + 1 = G_{ид}; \quad \varepsilon_V = [2 / (R'_2/R'_1 + 1)] |\varepsilon| / |u_{вх}| = 0,2 |\varepsilon| / |u_{вх}|.$$

Рис. 5

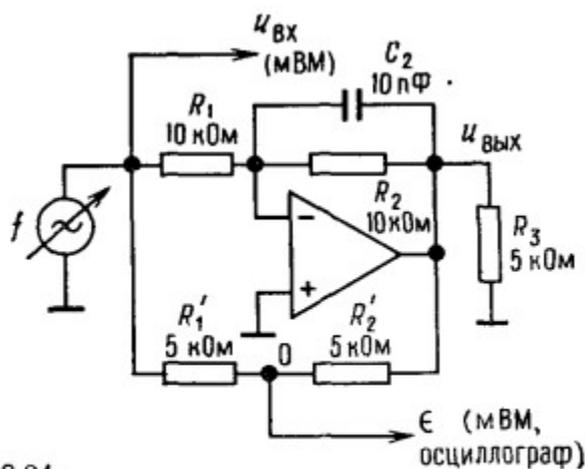


Рис. 8.24.

Схема для измерения векторной погрешности инвертора напряжения.

$$R'_2/R'_1 = |G_{ид}|; \quad \varepsilon_V = (1 + R'_1/R'_2) |\varepsilon| / |u_{вх}| = 2 |\varepsilon| / |u_{вх}|.$$

Рис. 6

Достаточно простой метод оценки векторных погрешностей предложил Хафлер, рис. 7.

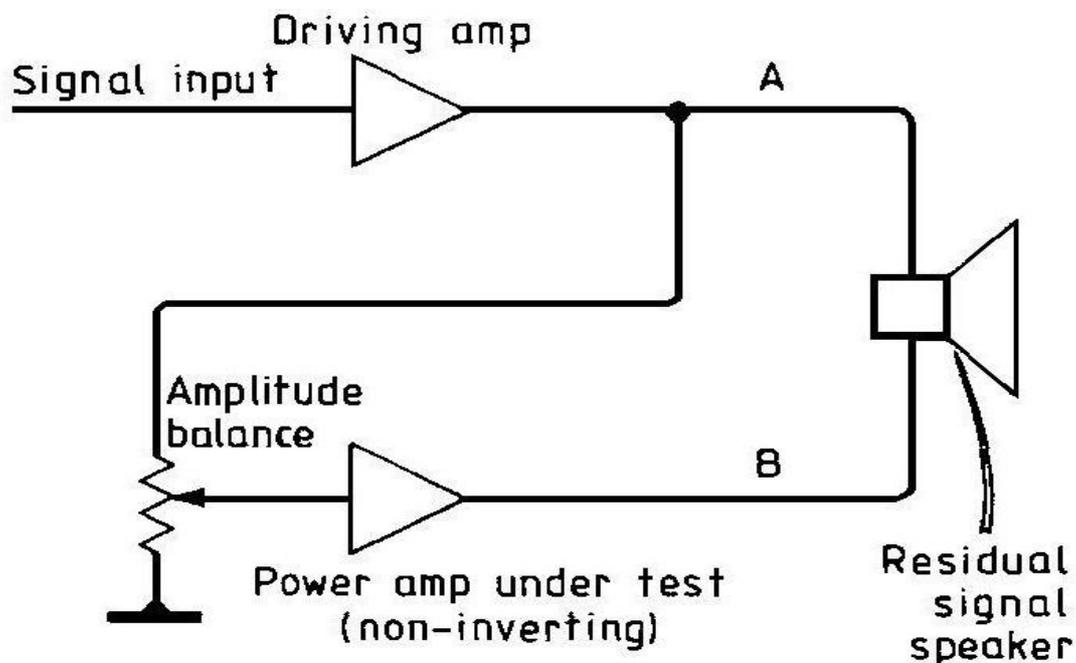


Fig.4. Hafler 'straight-wire' differential test.

Рис. 7

Если оба усилителя неинвертирующих, например, два канала стерео усилителя, то таким способом можно оценить на слух вносимые векторные погрешности нижним по схеме усилителем. Понятно, что чем больше задержка прохождения сигнала, тем больший уровень векторных погрешностей будет приложен к громкоговорителю. Тест сводится к выравниванию уровней сигналов на выходах усилителей и оценке на слух вносимых векторных погрешностей.

Действительно, таким методом можно оценить векторную погрешность отраженную на рис. 1. Чтобы измерить векторные искажения необходимо исключить задержку прохождения сигнала, этот способ предложил П.Баксанда [2], рис. 8 и 9, и позднее использовал И.Акулиничев в ряде публикаций.

Входной сигнал подается на регулируемую линию задержки и одновременно на исследуемый инвертирующий усилитель. С выхода линии задержки и с выхода усилителя противофазные сигналы поступают на сумматор на выходе которого и получаем сами векторные искажения. Аналогичные приставки разработал и И.Акулиничев для инвертирующих и неинвертирующих усилителей. Однако такой подход вызывает определенные трудности по компенсации задержек усилителя в линии задержки во всем звуковом диапазоне.

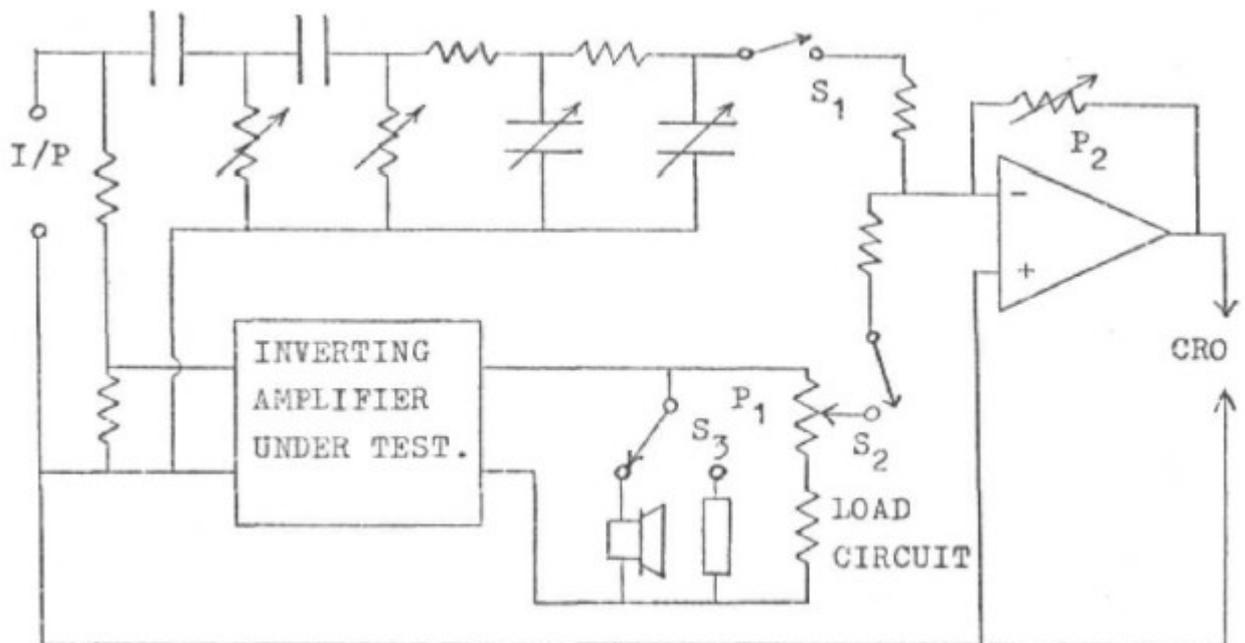


Fig.2.4. A test circuit for an inverting amplifier.

Рис. 8

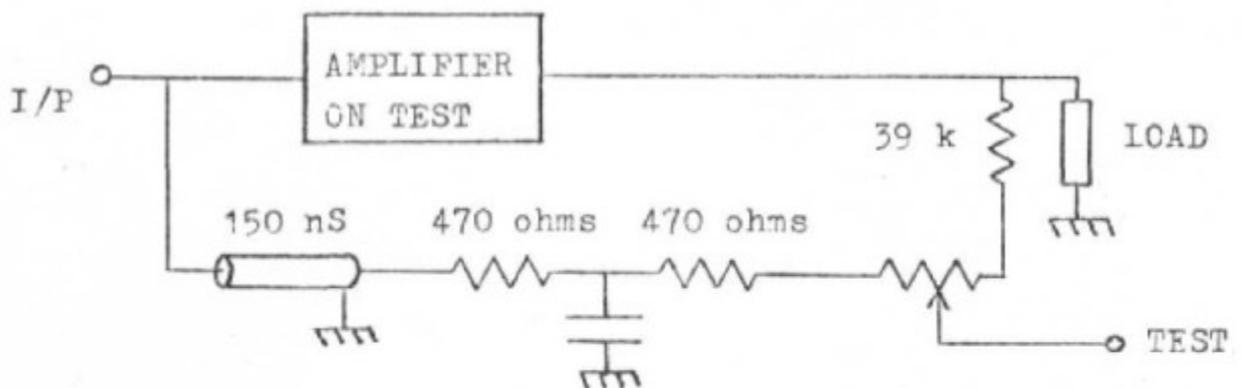


Fig.2.3. Test circuit for an inverting amplifier

Ref.29.

P.J.Baxandall, "Audible amplifier distortion is not a mystery."

Wireless World, November 1977, pp 63 - 66.

Рис. 9

На рисунке 9 представлена схема с идеальной линией задержки на 150 нс, недостающая задержка выставляется с помощью RC-цепи.

Понятно что регулируемой идеальной линией задержки тогда не существовало, а настраивание задержки «методом тыка» с помощью множества регулировок достаточно трудоемкое занятие. Поэтому этот метод оценки вносимых искажений и не нашел широкого применения на практике.

В то время не было возможности проводить исследования виртуально с помощью различных симуляторов. Сегодня такая возможность имеется и глупо ею не воспользоваться еще на стадии разработки усилителя.

В качестве тестового сигнала необходим сигнал отличный от синусоидального. Лучше всего (на мой взгляд) подходит для этой цели треугольный сигнал частотой 10 кГц (период 100 мкс). Спектр такого сигнала состоит из основной гармоники 10 кГц и ее нечетных гармоник. Как показывает практика исследований диаграмм Боде ряда моделей усилителей начиная с частот 3...5 кГц ГВЗ имеет постоянный уровень до сотен кГц, а чаще и выше. Время задержки прохождения сигнала в этой области частот совпадает с ГВЗ. В этом нетрудно убедиться измерив задержку сигнала, например частотой 20 кГц.

При амплитуде выходного напряжения от пика до пика 60 В скорость нарастания такого сигнала будет всего $60 \text{ В} / 50 \text{ мкс} = 1,2 \text{ В/мкс}$. Такая скорость нарастания по зубам даже самому тормозному усилителю, т.е. не вызовет динамических искажений.

При исследованиях можно либо ослабить выходной сигнал до уровня входного, либо входной сигнал привести к уровню выходного умножением на K_u . Результат вычитания сигналов представит векторную погрешность по Досталу. Чтобы получить векторные искажения по Баксандалу необходимо учесть задержку прохождения сигнала.

Я использую приведение уровня входного и задержанного на tPD сигналов к уровню выходного. На график вывожу векторную погрешность по Досталу — разность между приведенным входным сигналом и выходным и векторные искажения по Баксандалу — разность между задержанным на tPD входным приведенным к выходному и выходным сигналами.

Входной треугольный сигнал подаю на вход усилителя через фильтр НЧ с частотой среза 160 кГц (типовой радиочастотный фильтр).

На рис. 10 показана модель для демонстрации измерения векторных погрешностей и искажений.

Для начала рассмотрим принцип работы компенсационного метода на примере повторителя с использованием в качестве тестового сигнала треугольного напряжения частотой 10 кГц.

Проводя тесты на векторные погрешности и искажения с помощью треугольного сигнала следует обратить внимание на следующее: необходимо максимально точно делать масштабирование сигналов и правильно выставлять задержку, при этом векторная погрешность представляет собой сигнал близкий к меандру наклон фронтов которого зависит от частоты ФНЧ предварительной обработки. Линейность полог зависит от линейности самого усилителя (от линейности амплитудной характеристики). Векторные искажения выглядят как всплески на прямой в моменты изменения направления вектора напряжения, т.е. напротив вершин треугольного сигнала. Чем меньше задержка прохождения сигнала, тем меньше амплитуда меандра векторных погрешностей и тем меньше уровни всплесков векторных искажений.

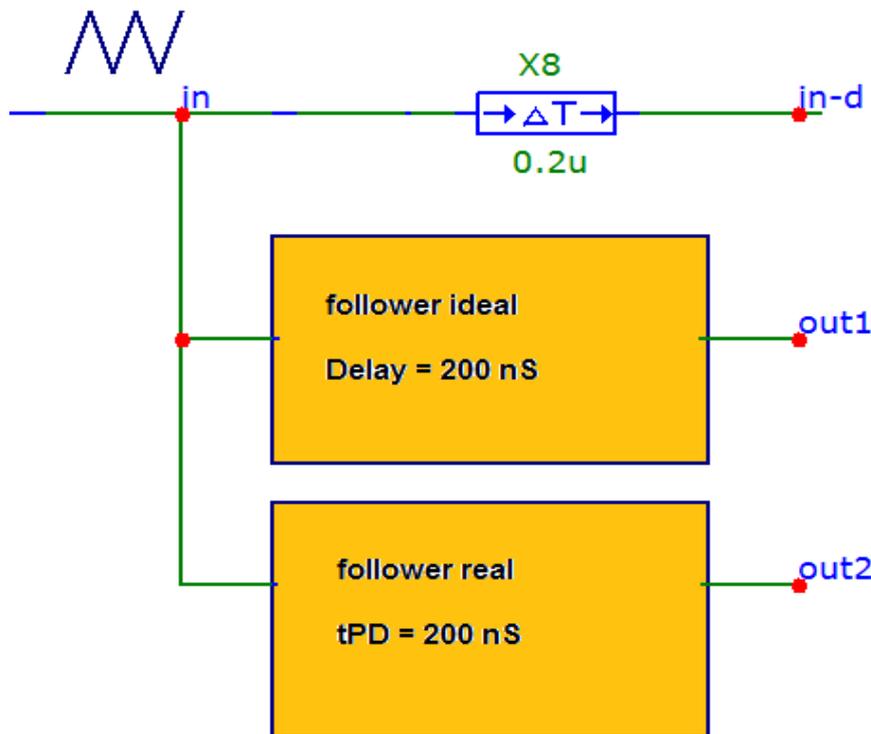


Рис. 10

В верхнем квадрате идеальный повторитель не вносящий векторных искажений и имеющий внутреннюю задержку 200 нс

На рисунке 11 представлены осциллограммы напряжений в контрольных точках, а также результаты измерения векторной погрешности и векторных искажений

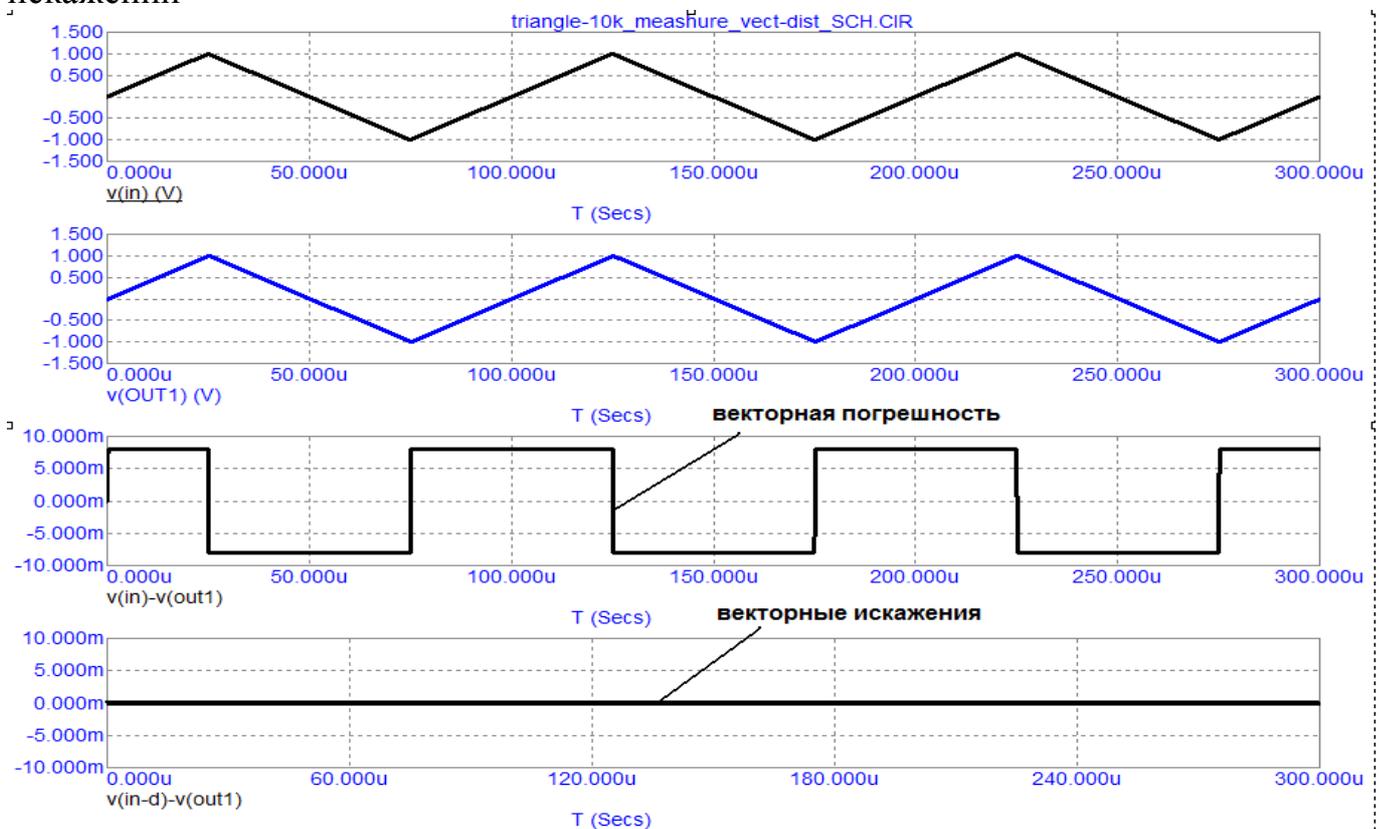


Рис. 11

Результат вычитания выходного задержанного напряжения из входного представляет собой векторную погрешность в виде меандра амплитуда которого

зависит от времени задержки, чем больше задержка, тем больше амплитуда меандра.

При тесте усилителей на векторные погрешности и искажения необходимо тщательно подбирать коэффициент усиления для приведения входного напряжения к выходному добиваясь чтобы полки меандра были горизонтальны.

Чтобы измерить векторные искажения необходимо вычесть выходной сигнал из входного задержанного на время задержки в усилителе (четвертая осциллограмма). Так как в данном случае повторитель идеальный с идеальной задержкой, то нет и векторных искажений — четвертая осциллограмма (рис. 11) просто прямая линия. При задержке 200 нс амплитуда векторной погрешности равна 8 мВ или 0,8% от амплитуды треугольника равной 1 В. Если учесть что векторная погрешность пропорциональна задержке, то для получения векторной погрешности 0,01% [1] задержка прохождения сигнала не должна превышать 2 нс.

Посмотрим что будет если мы ошиблись в коэффициенте передачи всего на 0,001, рис. 12. Для демонстрации результата с ошибкой я использовал $K_u=0,999$ вместо 1. Даже такая мизерная ошибка приводит к наклону полок меандра векторной погрешности и на векторных искажениях появляется пила с аналогичным наклоном фронтов. Если использовать $K_u = 1,001$ то наклон полок изменится на противоположный.

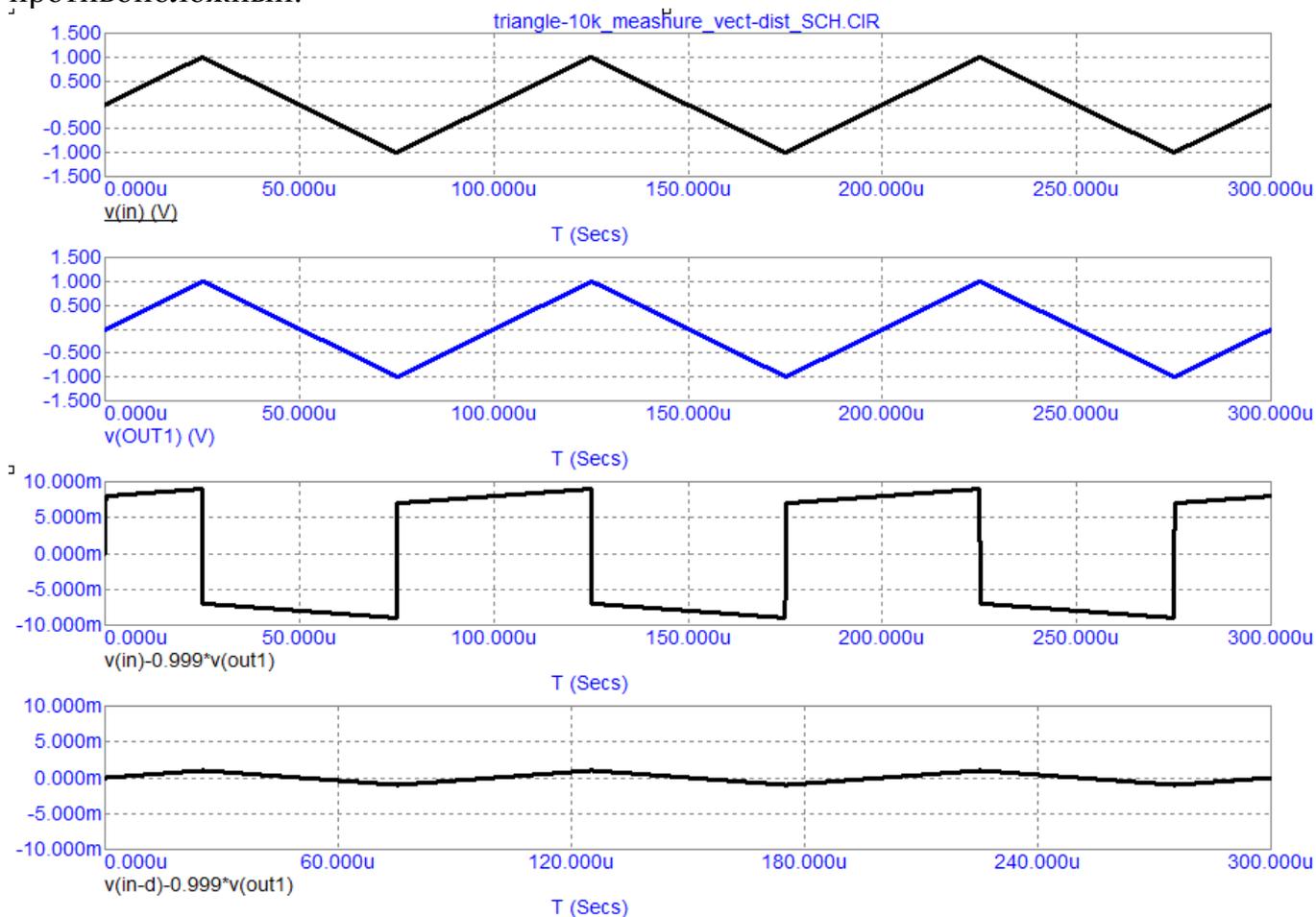


Рис. 12

А теперь перейдем к реальному повторителю имеющему задержку те же 200 нс, рис. 13. Конечно найти такой реальный повторитель проблематично, поэтому для большей наглядности использован повторитель с искусственно увеличенной задержкой.

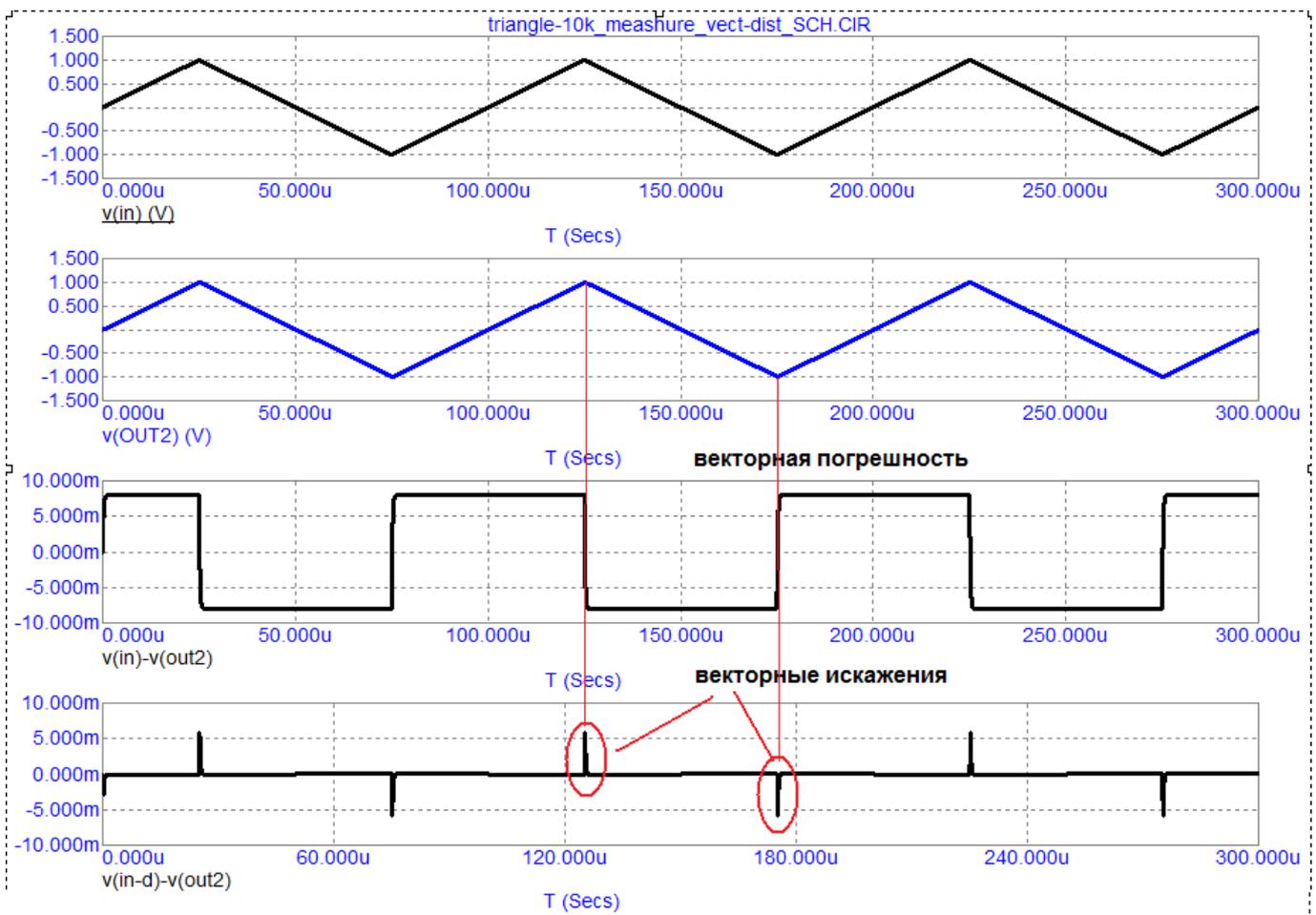


Рис. 13

Из рисунка 13 видно что векторная погрешность практически ничем не отличается от векторной погрешности идеального повторителя, а векторные искажения возникают напротив вершин треугольного напряжения и имеют амплитуду более 5 мВ. Поскольку мы вычитаем выходное напряжение из задержанного входного, то это означает что вершины треугольника будут уменьшены на 5 мВ что составляет от 1 В 0,5%. Чем меньшую задержку будет иметь усилитель, тем меньшие векторные искажения он будет вносить.

Надеюсь понятно что подобные искажения будут «убивать» микродинамику выходного сигнала, смазывать мельчайшие детали сложного музыкального сигнала, в том числе укорачивать и послезвучия даже если усилитель имеет ничтожно малые нелинейные искажения (0,0001% и менее) благодаря глубокой ООС, но имеющий время задержки прохождения сигнала более 50...100 нс.

Причем на синусоидальных сигналах в установившемся режиме векторных искажений нет (*суммирование/вычитание сдвинутых по фазе сигналов дает синусоидальный сигнал точно такой же формы, но иной амплитуды. Это и есть линейные искажения. Но это так ТОЛЬКО для синусоидальных сигналов*), есть только векторные погрешности которые не сказываются на искажениях, потому их и не может обнаружить измеритель нелинейных искажений.

Чем больше задержка прохождения сигнала (time Propagation Delay – tPD) в УМЗЧ — тем больше и вносимые векторные искажения на реальных музыкальных сигналах где каждое мгновение изменяется направление скалярного вектора.

Рассмотрим работу идеального повторителя с искусственно внесенной задержкой всего на 100 нс, т. е. с искусственно внесенными векторными искажениями

и посмотрим где они проявятся на сигнале частотой 20 кГц типа бурст, рис. 14

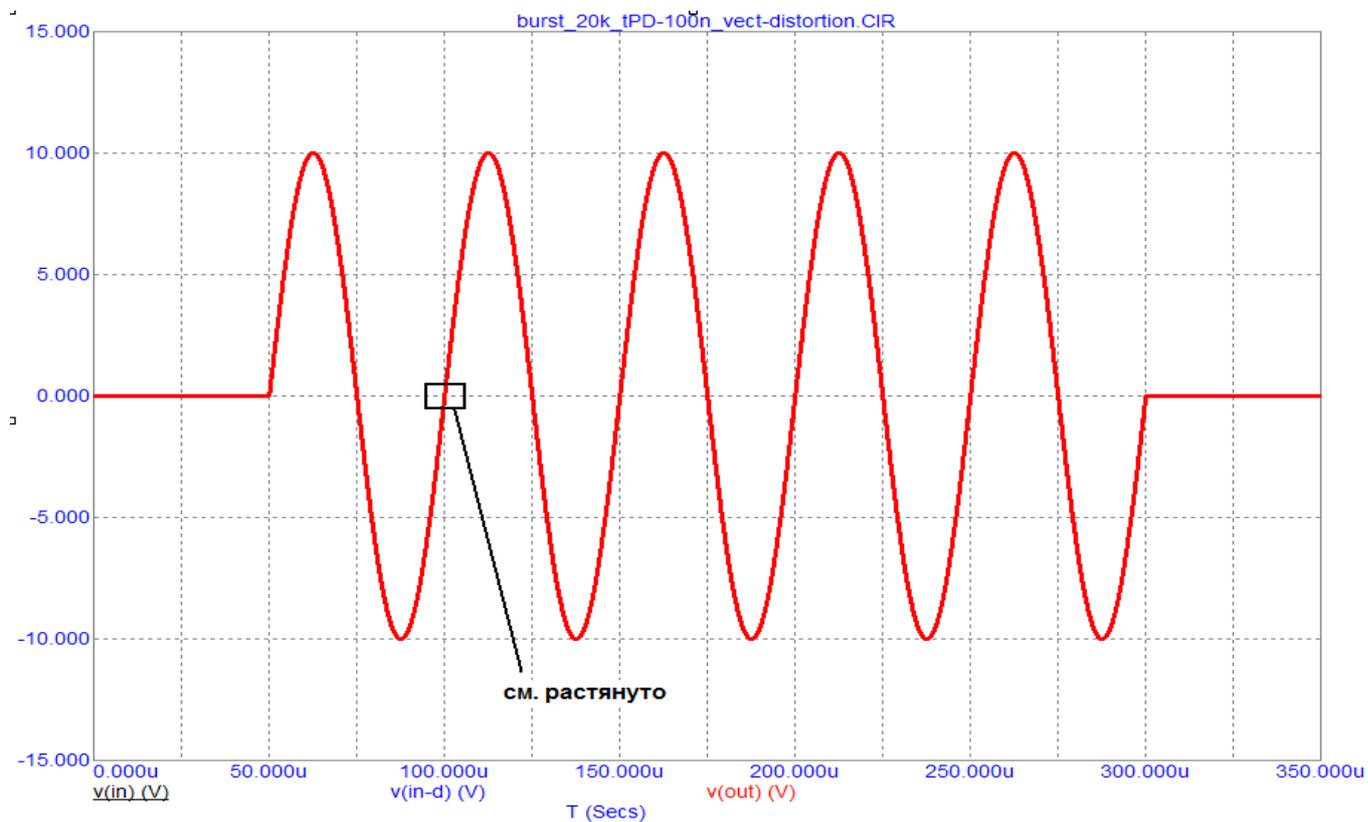


Рис. 14

На рис. 14 показаны 3 сигнала: входной сигнал — черная, входной сдвинутый на время задержки 100 нс — синяя и выходной сигнал — красная. Так как время задержки мало по сравнению с периодом сигнала, то все три сигнала сливаются в один. Чтобы рассмотреть сигналы более детально место выделенное квадратом растянуто и показано на рис. 15

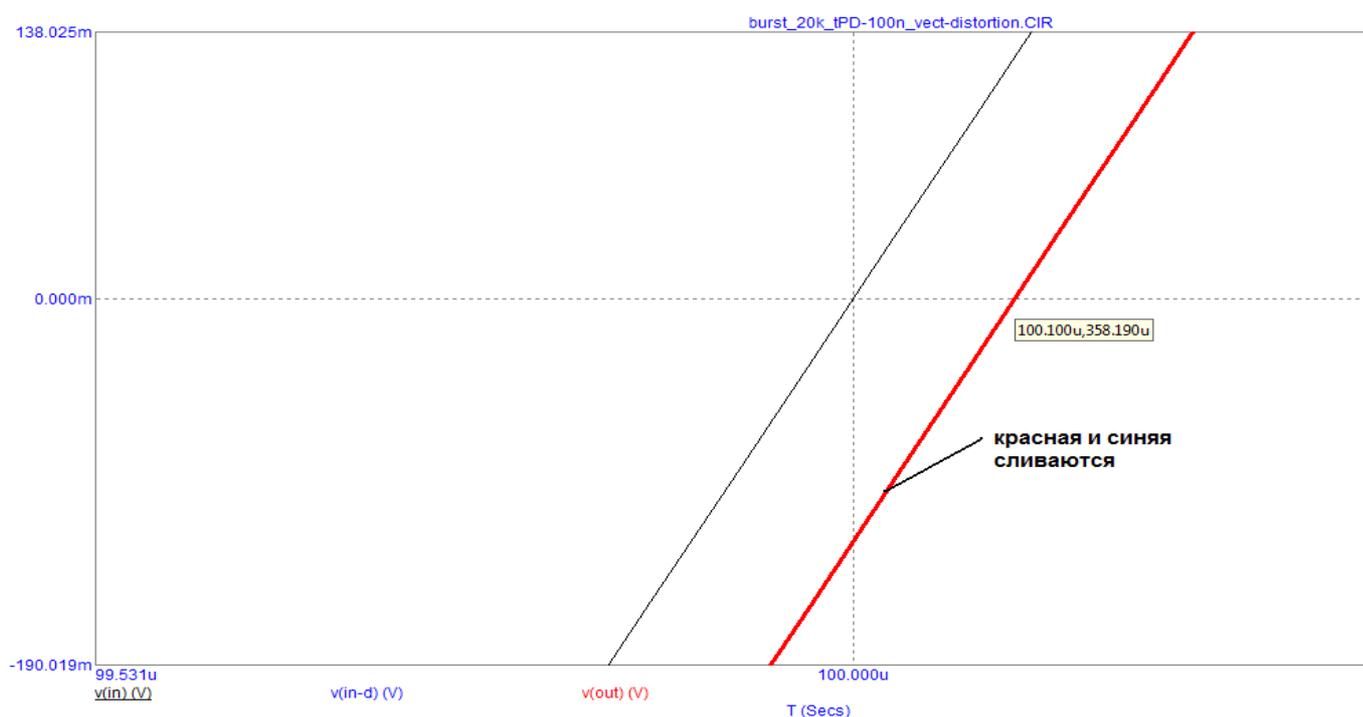


Рис. 15

Так как повторитель идеальный то выходной сигнал (красная) и задержанный входной (синяя) сливаются. Видно что сливающиеся синусоиды задержаны на 0,1 мкс

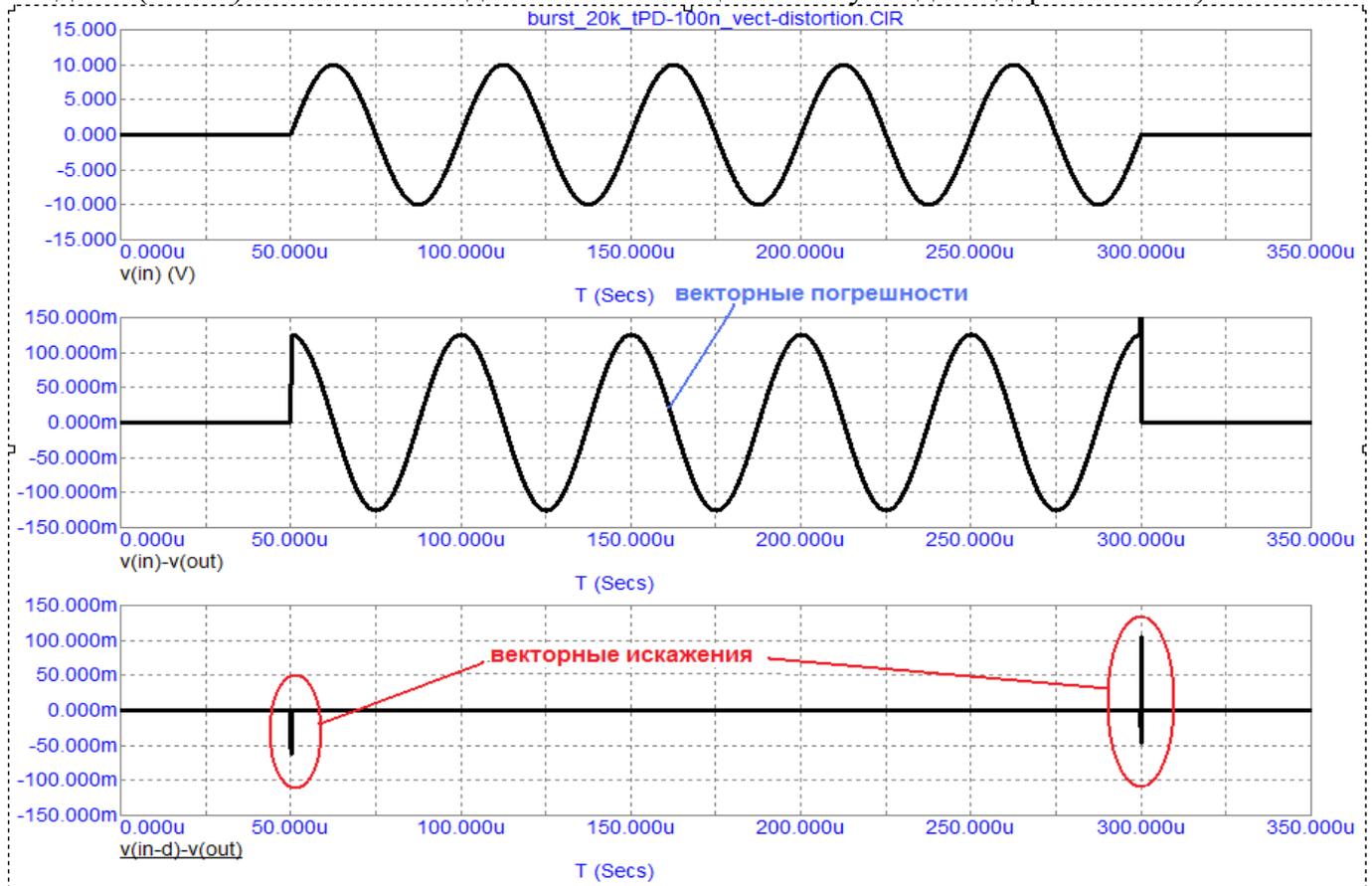


Рис. 16

Вычтем из задержанного входного сигнала выходной, рис. 16. К вопросу о единице измерения векторных искажений. Надеюсь понятно что результатом вычитания напряжения из напряжения также будет напряжение.

На второй осциллограмме (рис. 16) показан результат вычитания выходного напряжения из входного — вторая осциллограмма. Это не что иное как векторная погрешность по Досталу [3], стр. 251. В данном случае при задержке 100 нс амплитуда векторной погрешности составляет 126 мВ или 1,26%! от амплитуды самого сигнала 10 В. (обратите внимание что это ровно в 10 раз меньше чем при задержке на 1 мкс треугольного сигнала выше). Мы убедились что даже казалось бы такая малая задержка как 100 нс дает векторную погрешность 1,26%. Понятно что для того чтобы иметь векторную погрешность 0,01% необходима задержка прохождения сигнала примерно в 100 раз меньше.

Чтобы получить векторные искажения необходимо вычесть выходное напряжение из входного задержанного на время t_{PD} по Баксандалу [2]. Результат такого вычитания показан на третьей осциллограмме (рис. 16).

Как видим результат вычитания синусоидального напряжения равен нулю кроме начала и конца бурста.

Так как в усилителях независимо от наличия или отсутствия ООС существует задержка прохождения сигнала, то во всех усилителях возникают векторные погрешности и искажения. Разница лишь в том, что в ОСных усилителях задержанный сигнал возвращается на вход в результате чего расширяется спектр высших гармоник который загрязняет полезный сигнал шумовой подставкой.

Чтобы убедиться что метод Баксандала прекрасно выделяет все виды

искажений добавим в сигнал «повторителя» 3-ю гармонику уровнем 50 мВ(пик), что от уровня 10 В(пик) составляет 0,05% и повторим тест, рис. 17

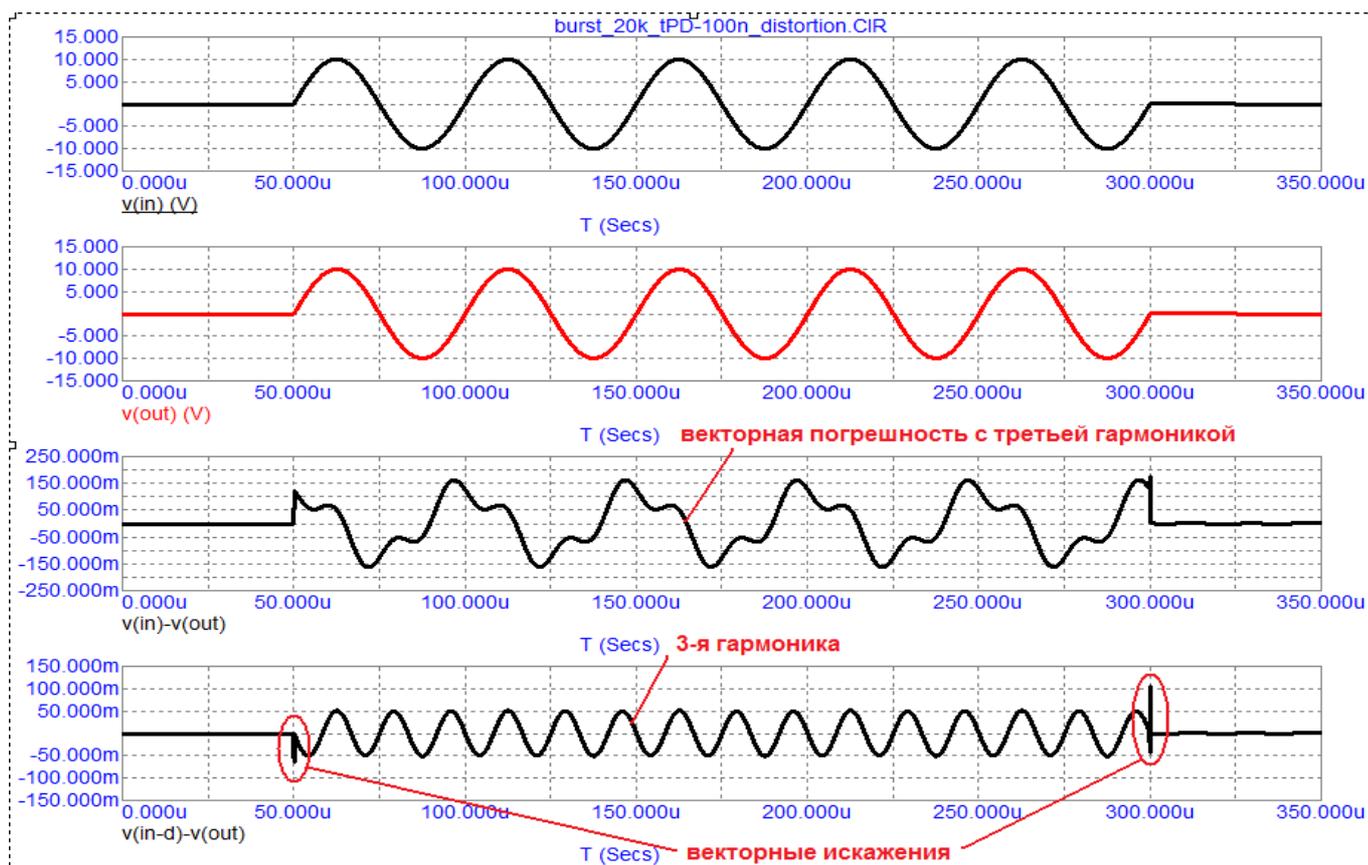


Рис. 17

И хотя на осциллограмме выходного напряжения мы ничего не видим ($K_T=0,05\%$), тем не менее по сравнению с предыдущим тестом векторные погрешности (третья осциллограмма) претерпели существенные изменения.

Как видно из рисунка 6 метод Баксандалла прекрасно выделил третью гармонику уровнем 50 мВ в чистом виде, причем векторные искажения при $t_{PD}=100$ нс и 3-я гармоника уровнем 0,05% примерно соизмеримы по амплитуде.

Надеюсь понятно, что чем больше задержка прохождения сигнала тем больше и вносимые векторные искажения, тем больше будут «смазаны» мельчайшие детали звукового материала.

Таким образом мы убедились что векторный индикатор искажений по Баксандаллу выделяет не только векторные искажения но и другие виды нелинейных искажений, в том числе искажения амплитудной характеристики и коммутационные искажения. Метод заключается в том, что при измерениях необходимо максимально исключить линейные искажения, прежде всего переходные процессы связанные с ограничением полосы пропускания снизу. Поэтому, если есть такая возможность, целесообразно перевести исследуемый усилитель в УПТ или расширить полосу пропускания снизу до долей Герца.

Для сведения. Искусственное внесение векторных искажений смоделировано сложением двух сигналов с вдвое меньшей амплитудой и сдвинутых на удвоенное время задержки, т.е. на 200 нс. Суммарный сигнал по задержке оказывается между ними и задержан на 100 нс, что и продемонстрировано на примере выше.

Напомню что точно такой же процесс происходит в точке суммирования входного сигнала и сигнала ООС, т.е. этот вид искажений неизбежно заложен в усилителях с ООС. И чтобы их не было задержка должна быть равна нулю [4]. Но это невозможно. Даже в усилителях с нулевой задержкой (или близкой к нулю) в установившемся режиме (встречал усилители имеющие опережение за счет особенностей цепей ООС) в начале бурста и его конце неизбежны векторные искажения (рис. 17). А они возникают не только в начале и конце бурста, но и при изменении частоты (это видно на мультитоне) и в момент резкого изменения амплитуды сигнала. Все это характерно для реальных музыкальных сигналов. Ведь только на синусоидальном сигнале величина вектора образующего амплитуду сигнала и его угловая скорость постоянны.

Упрощенный вариант измерения вносимых векторных искажений целесообразно использовать на этапе проектирования усилителей. Для исключения переходных процессов связанных с ограничением полосы пропускания снизу схему усилителя целесообразно временно перевести в УПТ. В этом случае имеем постоянное ГВЗ во всем звуковом диапазоне и далеко за его пределами. Наилучший, на мой взгляд, тестовый сигнал — треугольный сигнал частотой 10 кГц. Максимальная скорость нарастания такого сигнала около 1 В/мкс что «по зубам» любому, даже тормозному усилителю. В хороших усилителях векторная погрешность будет иметь сигнал в виде меандра амплитуда которого прямо пропорциональна tPD . В усилителях с недостаточной линейностью амплитудной характеристики полки меандра будут искажены в той или другой степени.

Векторные искажения будут выглядеть в виде коротких всплесков напротив вершин треугольного сигнала характеризующих потери звукового материала, в том числе и на сигналах малого уровня, т. е. на уровне микродинамики. Чем меньше вносимые искажения, тем ровнее прямые участки между векторными искажениями. Коммутационные искажения, если они есть, будут видны напротив переходов треугольного сигнала через ноль.

Процедура применения метода Баксандаля при проектировании следующая:

- Для минимизации линейных искажений объекта временно переводим модель исследуемого усилителя в УПТ и настраиваем выставляя ноль на выходе;
- Грубо определяем K_u модели на частоте 10 кГц (или 20 кГц) при номинальной выходной мощности ориентировочно по K_u в дБ из диаграммы Боде, точнее по слиянию вершин выходного сигнала и входного умноженного на K_u и задержанного на tPD (фантомом). Задержку полученную из диаграммы Боде используем для предварительной оценки векторных искажений в начале синусоиды (читай в начале бурста) по треугольнику между выходным напряжением и его фантомом. В большинстве случаев этого более чем достаточно для оценки именно векторных искажений так как за них отвечает время задержки.
- Если нас интересуют другие виды искажений переходим к тесту треугольным напряжением частотой 10 кГц.
- Используя ранее полученный K_u смотрим в режиме Transient векторную погрешность - разницу между приведенным к выходному входным напряжением и выходным. Более точно подбираем K_u по выходному сигналу как можно ближе к меандру. Все настраивается визуально, никаких 0,01% искажений ловить не надо!
- Уточненный K_u используем для измерения векторных искажений и всех остальных вычтя из фантома выходной сигнал. Напомню что под фантомом понимаем входной

сигнал умноженный на K_u и задержанный на время задержки прохождения сигнала в усилителе. При малых задержках иногда приходится более точно подбирать реальное время задержки, вплоть до десятых долей нс по отсутствию меандра малой амплитуды. При правильной выставленной задержке все виды искажений выливаются в прямую на которой напротив вершин треугольного напряжения будут всплески векторных искажений, напротив переходов через ноль будут коммутационные искажения (при их наличии), отклонение от прямой говорит о линейности амплитудной характеристики (т. е. о вносимых нелинейных искажениях).

- Уточненные K_u и t_{PD} на тесте треугольным сигналом используем в тесте мультитоном К.Мусатова [6] (если кому интересно поведение модели на сигнале приближенном к музыкальному).

Примечание. Если измерение искажений на мультитоне не предполагается, то не обязательно переводить модель в УИТ.

Вся процедура измерений занимает максимум от 5 до 15 минут в зависимости от опыта и имеющихся наработок.

Метод Баксанда-Акулиничева сегодня не так актуален для проектировщика, если, конечно, знаешь от чего зависят векторные искажения. Сегодня каждый может легко оценить их и потенциальные возможности усилителя по следующим характеристикам:

- диаграмма Боде ($A_{ЧХ} + \Phi_{ЧХ} + ГВЗ$) — именно ГВЗ отвечает за скоростные параметры и векторные искажения;
- петлевое усиление (запасы по фазе и усилению);
- полоса пропускания на номинальной мощности;
- нагрузочная способность (поведение K_g при уменьшении сопротивления нагрузки в 2...3 раза);
- поведение петлевого усиления на реактивной нагрузке в виде конденсатора (0,05 ... 0,5 мкФ).

Дополнительно можно проверить:

- зависимость K_g от частоты;
- скорость нарастания выходного напряжения SR (на обоих фронтах);
- коммутационные искажения с помощью специального фильтра;
- выходное сопротивление на крайних частотах звукового диапазона, его форму и фазу;
- поведение модели при клипировании на отсутствие сквозных токов;
- проверить ИМИ двухтональным сигналом (по сравнению с мультитоном он менее эффективен);
- проверить поведение меандра на емкостной нагрузке (при использовании дросселя на выходе без звона на полках не обойтись).

Это краткий и далеко не полный перечень открывшихся возможностей для прогнозирования работы проектируемого УМЗЧ по результатам которых можно сделать вывод стоит ли браться за паяльник.

Если мы хотим проверить наличие векторных искажений на мультитоне, то предварительно подгоняем масштабный коэффициент усиления равный K_u с

максимально возможной точностью на треугольном сигнале по меандру на выходе векторных погрешностей и уточняем время задержки по отсутствию меандра на выходе векторных искажений и только после этого используя уточненные K_u и t_{PD} переходим к исследованию векторных искажений на мультитоне.

Выдержки из книги Ирины Алдошиной " Основы психоакустики".

«Обстоятельства, при которых слух человека начинает замечать искажения, весьма и весьма разнообразны.

Необычайна чувствительность слуха к временным различиям (форме волны) и длительности звука. Чувствительность слуха к частоте, интенсивности и длительности связаны друг с другом. Слуховой аппарат имеет удивительную дифференциальную способность обнаруживать небольшие различия между сходными звуками по всем параметрам: интенсивности, частоте, временной структуре и длительности. Без этого невозможно было бы восприятие речи.

Разумеется, главной задачей современных исследований является установление слуховой чувствительности к тонкой временной структуре сигнала, в связи с чем особое внимание было уделено исследованиям дифференциальной слуховой чувствительности к фазовым искажениям. Изменения фазовых соотношений между спектральными составляющими сигнала существенно меняют его временную структуру. Однако на протяжении долгого времени, со времен Гельмгольца, считалось, что слух не чувствителен к фазовым соотношениям. Исследования последних лет показали, что это не соответствует действительности: изменения фазовых соотношений влияют на изменение тембра, четкость определения высоты музыкального сигнала и др.

Пороги слуховой чувствительности существенно зависят от характера нелинейности: при появлении низших (второй, третьей) гармоник пороги слуха для тональных сигналов составляют 0,1%, для фортепианной музыки 1...2%, для эстрадной музыки до 7%. Чувствительность слуха зависит от порядка гармоник: заметность гармонических искажений третьего порядка вдвое выше, чем искажений второго порядка, заметность искажений от пятого порядка и выше в 6... 10 раз выше, чем второго. Именно этим объясняется странное явление, что в акустических системах, имеющих в основном нелинейные искажения низших порядков, пороговые значения составляют 1...2%, в то же время в транзисторных усилителях и цифровой аппаратуре, где возникают нелинейные искажения высоких порядков, уровни нелинейных искажений должны составлять сотые и тысячные процента, чтобы они были незаметны для слуховой системы.

По-видимому, какие-то различия во временной структуре сигнала, которые до настоящего времени еще четко не определены, являются значимыми для слуховой системы, и именно по ним она определяет живое звучание или отличает одну акустическую систему от другой. Способность различать тонкую, быстро изменяющуюся временную структуру звукового сигнала подтверждается удивительно точным анализом и распознаванием речи, когда в непрерывном временном потоке распознается специфическая структура различных фонем.»

Отсюда напрашивается вывод что разница в "звучании" усилителей с нелинейными искажениями величиной ниже 0,1 % (ниже -80 дБ) обусловлена именно векторными погрешностями и искажениями этих усилителей.

"Звукорежиссер" : 2001 : №4 Тембр, часть 3

«... постепенно были накоплены экспериментальные данные о том, что слуховой аппарат чувствителен к изменениям фаз между различными компонентами сигнала (работы Шредера, Хартмана и др.). В частности, было установлено, что слуховой порог к фазовому сдвигу в двух- и трехкомпонентных сигналах в области низких и средних частот составляет 10...15 градусов.

... Было установлено, что слух реагирует в первую очередь на скорость изменения фазы (т.е. ее производную по частоте), которая называется «групповое время задерживания» (ГВЗ):

$$\tau = -d\varphi(\omega)/d\omega \quad \gg$$

"Звукорежиссер" : 2000: №8 Громкость,

«Человеческий слух обладает удивительной способностью реагировать на слуховые сигналы как очень малой интенсивности (звуковое давление 2×10^{-5} Па - уровень 0 дБ), так и очень большой интенсивности (звуковое давление 20 Па - уровень 120 дБ), это соответствует динамическому диапазону 120 дБ. (с другой стороны оно ощущает как звук уровень давления 140 дБ. см. «Слуховые пороги»)»

Здесь уместно напомнить про закон Вебера-Фехнера — логарифмическая зависимость силы ощущения E от физической интенсивности раздражителя P :

$$E = K \log P + C,$$

где K и C — некоторые постоянные, определяемые данной сенсорной системой. Зависимость выведена немецким психологом и физиологом Фехнером на основе [закона Бугера-Вебера](#) и дополнительного предположения о субъективном равенстве едва заметных различий ощущений.

Цитата из переписки с А.Гурским:

«... чтобы наблюдать сигнал в том виде, в котором он "предстает" перед нашим сознанием, нужно пропустить его через логарифматор. При этом будет гипертрофированно выпячен участок малых амплитуд, близких к нулю, форма же сигнала в области больших амплитуд огрубляется. Синусоида при этом превратится в некое подобие меандра, причем все, что творится около нуля, будет очень хорошо видно, а вершины будут уплощены.»

Вот и все что требуется для понимания природы искажений в том числе и векторных, их измерения как на этапе проектирования, так и на реальных усилителях (методы Баксанда-Акулиничева, Хафлера).

Литература:

1. <http://forum.vegalab.ru/showthread.php?t=3273&p=132619&viewfull=1#post132619>
2. P.J.Baxandall, "Audible amplifier distortion is not a mystery." Wireless World,

November 1977, pp 63 - 66.

3. И.Достал, Операционные усилители, 1982
4. Cyrill Hammer. — The Absolut Sound, 2012, may/june p. 58, 59.
5. Л.Когтева, Обратная связь в усилителях, Нижний Новгород, 2015
6. К.Мусатов, Метод измерения реального разрешения усилителя,
<http://forum.vegalab.ru/showthread.php?t=34487>

краткий обзор по теме выполнил:

Александр Петров