

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.5.12>

УДК: 621.317

ПОВЫШЕНИЕ ИНФОРМАТИВНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ ЦЕПЕЙ ТЕСТОВЫМИ МОНОГАРМОНИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ

Г.Р. Аванесян, А.О. Жуков

**Особое конструкторское бюро Московского энергетического института,
111250, Москва, Красноказарменная ул., 14**

Статья поступила в редакцию 29 апреля 2026 г.

Аннотация. Предложен показатель нелинейных искажений сигналов, представляющий собой трехкомпонентный вектор и позволяющий повысить информативность оценки искажений за счет представления информации об искажениях одновременно в энергетической и частотной областях. Методика определения показателя искажений, главным образом, сводится к математической обработке результатов спектрального анализа сигналов, обогащенных продуктами искажений, включая вычисление усредненного относительного уровня появившихся гармоник. Рассмотрены примеры применения предложенного подхода, с точки зрения демонстрации его эффективности для оценки степени отличия различных искаженных сигналов. Выявлены основные факторы влияющие на погрешность оценки усредненного относительного уровня гармоник.

Ключевые слова: нелинейные искажения, гармоники, векторный показатель искажений, спектр, погрешность измерений.

Автор для переписки: Аванесян Гарри Романович, tetrod@rambler.ru

Введение

Искажения сигналов, вызванные нелинейной зависимостью реакции цепи на входное воздействие, на протяжении многих лет определяются достаточно простым для понимания физической сути явления путем: исследуемую цепь возбуждают моногармоническим сигналом и оценивают в спектре выходного, по предположению, искаженного сигнала, уровень появившихся гармоник. Разумеется, получить на практике моногармонический тестовый сигнал математически точно повторяющий синусоиду, не имеющую дополнительных гармоник, крайне сложно. В то же время подход получил широкое распространение благодаря тому, что удастся сформировать входное тестовое воздействие с уровнем гармоник существенно меньшим, чем искажения, вносимые исследуемой цепью. При этом в качестве количественного показателя искажений наиболее часто используют коэффициент гармоник k_g , величину показывающую долю в выходном сигнале суммарной мощности появившихся гармоник. Непосредственное измерение величины k_g и у нас в стране, и за рубежом осуществлялось и продолжает осуществляться при помощи измерителей нелинейных искажений (в СССР и РФ, в соответствии с ГОСТ 15094-86, это приборы подгруппы С6), которые с физической точки зрения можно рассматривать как частотно-селективные вольтметры, поскольку измерение мощности гармоник можно заменить на измерение действующих значений напряжений в конкретных областях частот. Приборы относительно просты и удобны, но, как правило, рассчитаны на работу в весьма ограниченном диапазоне частот тестовых сигналов, с верхней границей не превышающей нескольких сотен килогерц, что существенно ограничивает области применения подобных измерителей. Кроме указанного, серьезным недостатком метода является отсутствие однозначной связи числового показателя искажений k_g с объемом искажений реальных случайных сигналов со сплошным спектром, который существенно отличается от спектра тестового моногармонического сигнала. По этой причине в качестве альтернативы в разное время, начиная

с 50-х годов прошлого века, предпринимаются закономерные попытки замены моногармонического сигнала на тестовый шумовой сигнал со сплошным спектром, см., например, [1, 2]. Однако метод шумового сигнала оказывается сложнее в реализации, до сих пор нет единого количественного критерия, который бы получил широкое распространение, и, что немаловажно, он не обладает такой подкупающей наглядностью, которой наделен метод моногармонического воздействия. Более того, далеко не всегда целесообразно отказываться от синусоидального тестового сигнала, например, в ситуациях, когда исследуются цепи, работающие с узкополосными процессами имеющие ограниченный динамический диапазон или прецизионные устройства, предназначенные для усиления и распределения эталонных спектральночистых сигналов с малым уровнем фазовых шумов.

В связи с вышеизложенным можно считать актуальной задачу совершенствования метода, основанного на моногармоническом тестировании и, по крайней мере, одним из направлений развития данного метода следует считать поиск количественных показателей, позволяющих повысить информативность измерений в частных случаях.

Значительно большие возможности, чем измерение суммарной мощности порожденной совокупностью гармоник, предоставляет прямая оценка искажений путем анализа спектра выходного сигнала, позволяющая увидеть развернутую картину появившихся продуктов нелинейного преобразования и определить требуемый количественный показатель, включая коэффициент гармоник k_g , по визуализированным спектральным составляющим. Такой алгоритм длительное время считался достаточно трудоемким, сложным с точки зрения инженерной реализации и редко применялся. Однако, несмотря на ставшие в настоящее время общедоступными аппаратные возможности, широкое применение прямого спектрального анализа все же сдерживается относительно невысокой информативностью применяемых количественных показателей, поскольку получение даже с достаточно высокой точностью,

например, оценки затухания нелинейности по конкретной гармонике не позволяет оценить по одному числовому показателю общий объем искажений.

1. Векторный показатель нелинейных искажений

Будем исходить из того, что в распоряжении исследователя имеются результаты спектрального анализа искаженного сигнала, представленные в виде комплексных коэффициентов дискретного преобразования Фурье $C(n)$, квадраты модулей которых имеют смысл средней мощности. С учетом указанного для упрощения последующих математических записей представим спектральные составляющие $S(n)$, которые далее будут фигурировать в расчетах, в виде:

$$S(n) = \frac{|C(n)|^2}{P_0}.$$

В приведенной записи под n понимается номер гармоники изучаемого сигнала ($n = 1 \dots N$), наивысшая гармоника которого имеет номер N . Что же касается мощности P_0 , то она введена как опорный нулевой уровень для последующего перехода, после логарифмирования, к абсолютным единицам, определяющим уровень мощности в общепринятых единицах дБм, согласно рекомендациям ITU-R V 74-5 [3], и соответственно будем считать, что $P_0 = 1$ мВт.

В качестве показателя нелинейных искажений введен трехкомпонентный вектор, призванный дать оценку искажений в амплитудной и частотной областях: $K_{\text{и}} = \{s(1)_{[\text{дБм}]}; \Delta S_{[\text{дБн}]}; f_{\text{max}}\}$. В приведенной записи $s(1)$ – уровень основной (первой) гармоники, под ΔS следует понимать усредненный относительный уровень появившихся гармоник, начиная со второй, а f_{max} является частотой наивысшей обнаруженной гармоники.

Усредненный по $N-1$ образовавшимся гармоникам относительный уровень ΔS представим в виде:

$$\Delta S = 10 \lg \frac{\sqrt[N-1]{\prod_{n=2}^{n=N} S(n)}}{S(1)}. \quad (1)$$

Здесь, во избежание терминологической путаницы, необходимо дать некоторые пояснения по поводу величины ΔS . В отечественной литературе по усилительной технике параметр «затухание нелинейности» по конкретной гармонике, имеет положительный знак и представляет собой логарифмическую величину, определяемую отношением амплитудного или среднеквадратического значения основной гармонике к одноименному значению выбранной дополнительной. Кроме того, определение указанного параметра дано в соответствующем стандарте, касающемся измерения уровней сигналов [4]. Однако более широкое применение нашел другой параметр, отражающий общепринятое понимание относительного уровня гармонических составляющих и определяемый обратным отношением, то есть отношением уровня исследуемой гармонике к уровню основной и выражаемый в зарубежной специальной литературе в единицах dBc (decibels relative to the carrier), см., например [5,6]. В отечественной литературе получила распространение аналогичная единица дБн [7-9] (не следует путать с похожей единицей, приведенной в ГОСТ 24204-80). Указанный показатель имеет отрицательный знак, что облегчает понимание его сути, поскольку относительное ослабление сигнала в радиотехнике принято оценивать отрицательными значениями. Это повлияло на выбор характера представления отношения спектральных составляющих в (1) и отказ от применения понятия «затухание нелинейности» в пользу термина «относительный уровень гармоник».

Из содержания числителя дроби под знаком логарифма в (1) видно, что в качестве меры усреднения принято среднегеометрическое значение гармоник исследуемого сигнала, начиная со второй гармонике. Однако применять формулу (1) в показанном виде на практике достаточно сложно и неудобно, особенно при большом числе гармоник, так как потребуются не только выполнение большого количества произведений, но и трудоемкая операция извлечения корня $(N-1)$ -й степени, что, безусловно, ограничит применение вводимого показателя. По этой причине выполним ряд преобразований, не изменяющих физического смысла (1).

Учитывая, что

$$\lg \sqrt[N-1]{\prod_{n=2}^{n=N} S(n)} = \frac{1}{(N-1)} \lg \prod_{n=2}^{n=N} S(n),$$

представим (1) в следующей форме:

$$\Delta S = 10 \left(\frac{1}{(N-1)} \lg \prod_{n=2}^{n=N} S(n) - \lg S(1) \right) = \frac{1}{N-1} \left(10 \lg \prod_{n=2}^{n=N} S(n) - 10(N-1) \lg S(1) \right).$$

Далее, заменяя произведения, находящиеся в правой части, в скобках, суммами, после несложных трансформаций получим

$$\Delta S = \frac{1}{N-1} \sum_{n=2}^{n=N} (10 \lg S(n) - 10 \lg S(1)). \quad (2)$$

Формулу (2) можно рассматривать как легко реализуемый на практике алгоритм нахождения среднего относительного уровня ΔS по значениям спектральных составляющих, выраженных в абсолютных логарифмических единицах мощности, путем нахождения среднеарифметической разности первой и остальных гармоник. Кроме того, от представленной записи можно перейти и к выражению вида

$$\Delta S = \frac{1}{N-1} \sum_{n=2}^{n=N} (10 \lg S(n) - 10 \lg S(1)). \quad (3)$$

из которого следует, что искомую величину ΔS можно найти не только путем усреднения $N-1$ относительных значений, как показано в (2), но и путем усреднения значений всех образовавшихся в результате нелинейных искажений $N-1$ гармоник $S(n)$, и дальнейшего сравнения данного среднего значения с первой гармоникой $S(1)$ (путем алгебраического вычитания).

Относительно вышеприведенных записей (1–3), а также всех последующих формул в которых присутствуют операции усреднения, необходимо уточнить, что в ситуациях, когда номер N гармоники высшего порядка не совпадает с количеством гармоник, включая основную, усреднение следует выполнять по фактическому количеству появившихся гармоник.

Какой из алгоритмов (2), (3) предпочтительней с точки зрения экспериментатора, сказать сложно. При кажущейся простоте (3) в ряде случаев

(2) может оказаться более удобным при небольшом количестве гармоник и необходимости оперативного получения оценки ΔS , имея спектрограмму полученную в реальном масштабе времени, по визуальной оценке которой опытный исследователь достаточно быстро может определить парциальные затухания, сравнивая размеры продуктов нелинейности с основной гармоникой.

Для примера определения вектора $K_n = \{s(1)_{\text{дБм}}; \Delta S_{\text{дБн}}; f_{\text{max}}\}$ на рис. 1 приведена спектрограмма сигнала с частотой основной гармоники 10 МГц, обогащенного тремя дополнительными гармониками (на спектрограммах, здесь и далее, спектральные составляющие обозначаются строчными символами вида $s(n)$, поскольку представлены в логарифмическом масштабе, т.е. $s(n)_{\text{дБм}} = 10\lg S(n)$). Компонента ΔS находилась по формуле (3), при этом иллюстрации ради на график нанесено в виде штриховой линии среднее значение (-43,15 дБм) появившихся гармоник: $\frac{1}{3} \sum_{n=2}^{n=4} 10\lg S(n)$. Таким образом вектор K_n , представляемый в виде конкретных числовых значений $\{18,38 \text{ дБм}; -61,53 \text{ дБн}; 40 \text{ МГц}\}$, характеризующий искаженный сигнал, позволяет увидеть, что при уровне сигнала (основной гармоники) $\approx 18,38 \text{ дБм}$ средний относительный уровень образовавшихся гармоник составляет -61,53 дБн при частоте наивысшей гармоники 40 МГц.

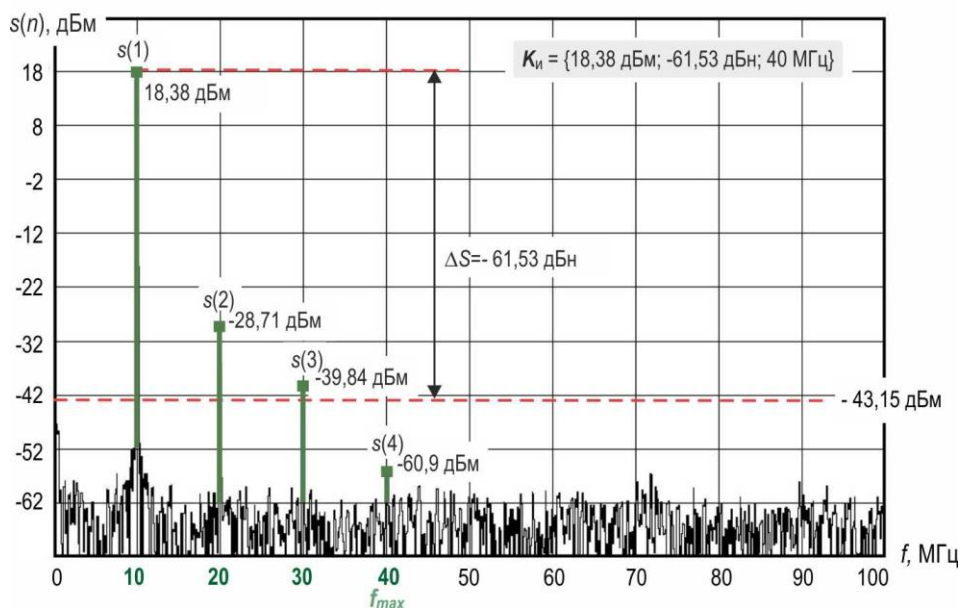


Рис. 1. Пример нахождения компонент вектора искажений K_n .

Наличие трех компонент позволяет исследователю составить сравнительно полную картину искажений, получая сведения не только об относительном уровне гармоник, но еще и об условии их возникновения – это характеризует уровень основной гармоники, связанный с уровнем входного воздействия, а также позволяет иметь сведения о ширине спектра искаженного сигнала, определяемого частотой наивысшей гармоники, присутствующей как обязательная составляющая вектора K_n . Кроме того, дополнительную информацию несет сумма величин $s(1)_{\text{дБм}}$ и $\Delta S_{\text{дБн}}$, численно равная среднеарифметическому значению гармоник, начиная с $n = 2$ (см. рис. 1).

2. Экспериментальная проверка и особенности применения векторного показателя нелинейных искажений

Для понимания степени полезности применения вектора K_n как показателя нелинейных искажений, альтернативного коэффициенту гармоник k_g , целесообразно рассмотреть встречающиеся на практике случаи.

Немаловажным для корректного определения уровня возникающих нелинейных искажений является уровень тестового сигнала, который в подавляющем большинстве случаев оказывает влияние на объем появившихся искажений. На спектрограммах, приведенных на рис. 2, показаны два случая оценки характеристик одного устройства – прецизионного усилителя-распределителя эталонных синусоидальных сигналов, рассчитанного на работу в диапазоне уровней входных сигналов от 0 дБм до 15 дБм и имеющего коэффициент усиления близкий к 0 дБ. В первом случае при работе с входным сигналом с частотой 100 МГц, имеющим уровень ≈ 10 дБм, получена картина искажений, представленная на спектрограммах по рис. 2а, б, во втором случае при увеличении уровня до ≈ 15 дБм получен спектр, показанный на рис. 2в, г. Для уточнения результатов спектры дополнительно усреднялись: на рис. 2а и 2в представлены текущие спектрограммы с шумовыми составляющими, а на рис. 2б и 2г – спектры, полученные путем усреднения 100 текущих значений

спектральных компонент¹. Красными штриховыми линиями в нижней части каждой спектрограммы для повышения наглядности показаны среднеарифметические значения гармоник, начиная с $n = 2$. Показатели $K_{и}$, полученные по усредненным спектрам в первом и во втором случае, составляют соответственно

$$K_{и1} = \{9,97 \text{ дБм}; -55,97 \text{ дБн}; 400 \text{ МГц}\}$$

$$\text{и } K_{и2} = \{14,47 \text{ дБм}; -53,87 \text{ дБн}; 900 \text{ МГц}\}.$$

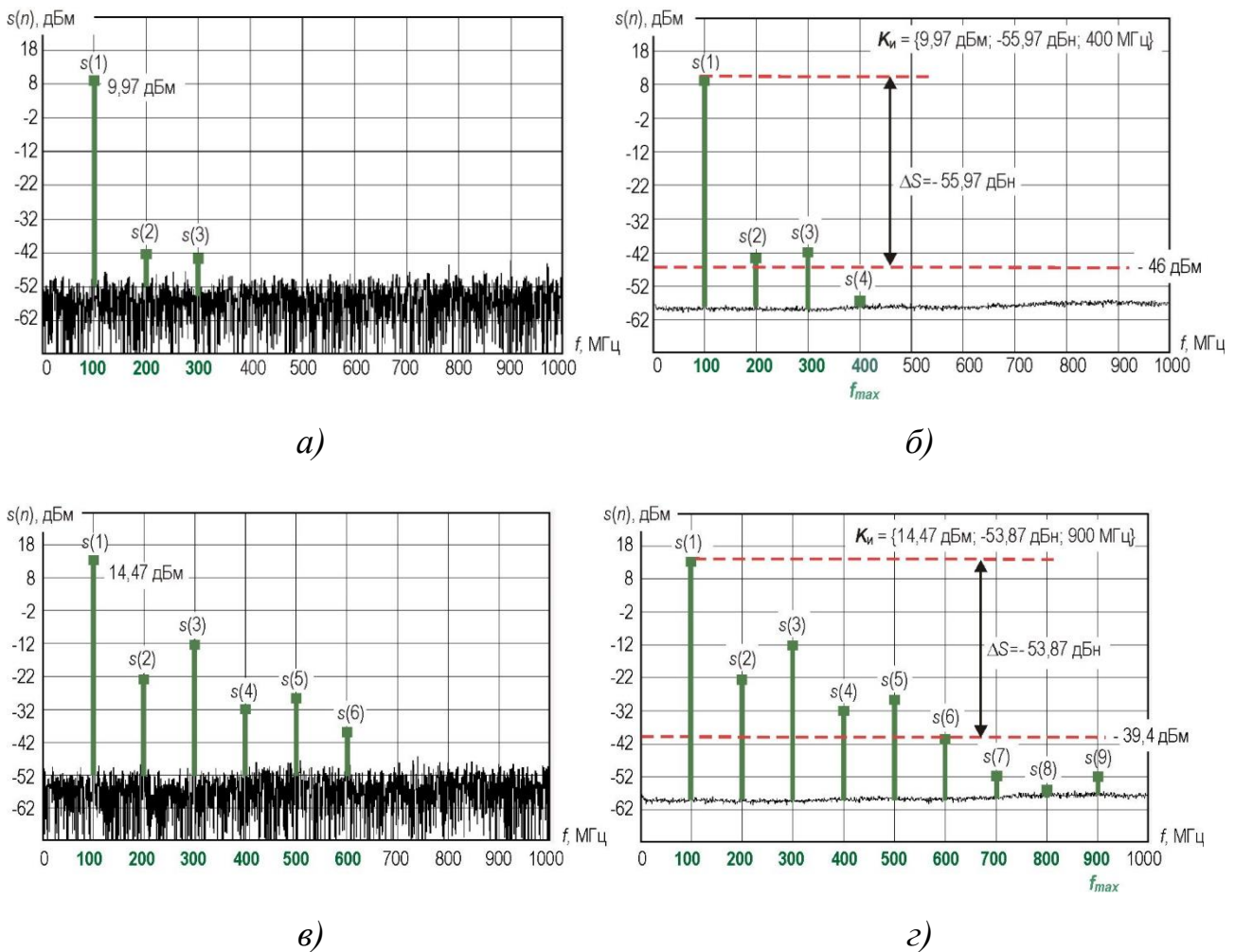


Рис. 2. Иллюстрация изменения векторного показателя искажений $K_{и}$ с увеличением уровня исследуемого сигнала.

¹ Из представленных спектрограмм ясно видно, что для выявления малых значений образовавшихся гармоник, а следовательно для лучшего понимания того, как широк спектр искажений, целесообразно, если позволяют аппаратные возможности, усреднять спектры.

Из сравнения компонент векторов $K_{и1}$, $K_{и2}$ легко можно видеть, что увеличение уровня сигнала не только привело к ожидаемому увеличению относительного уровня образовавшихся гармоник, но и более чем в 2 раза расширило их спектр. Отметим, что зачастую именно ширина спектра продуктов искажений играет важную роль, а не только их относительный уровень. Например, при использовании подобных сигналов в качестве опорных в схемах гетеродинирования радиоприемных устройств дополнительные спектральные составляющие приводят к образованию побочных каналов приема.

Другой интересной ситуацией является количественное сравнение искажений, которые, напротив, характеризуются похожими уровнями спектральных составляющих. Такой пример показан на рис. 3, где представлены спектры двух искаженных сигналов одной частоты, полученных от разных источников с равными уровнями основных гармоник (10 дБм), а также мало отличающимися вторыми гармониками, уровень которых в данном случае вносит существенный вклад в общий объем искажений при их оценке методом коэффициента гармоник.

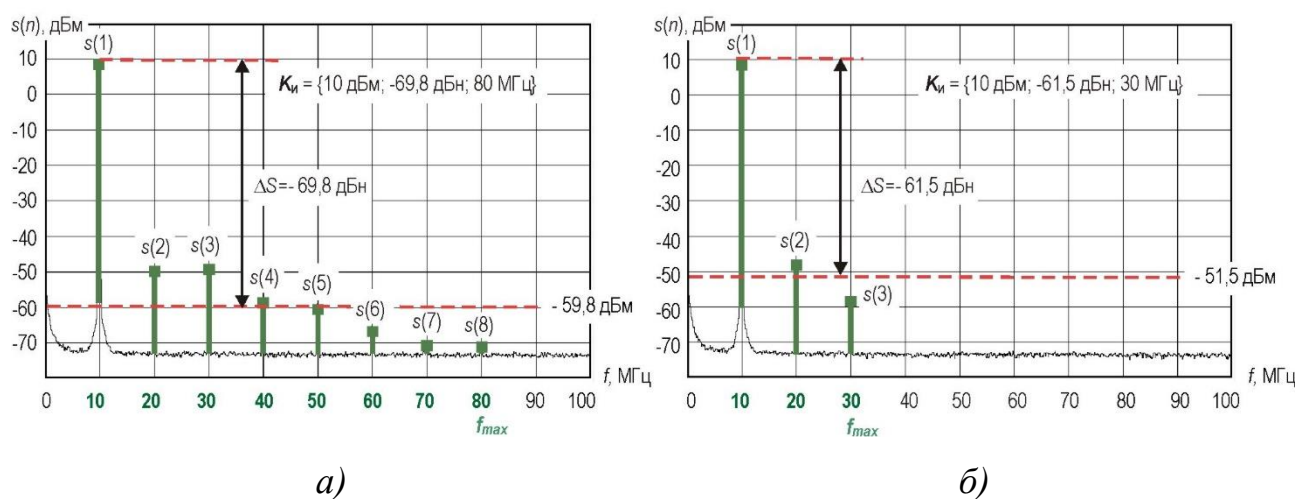


Рис. 3. Пример сравнения векторных показателей $K_{и}$, относящихся к сигналам одного уровня с мало отличающимися коэффициентами гармоник.

При оценке традиционным путем коэффициента гармоник получены весьма близкие значения 0,2 % и 0,18 % для первого (см. рис. 3а) и второго (см. рис. 3б) сигналов соответственно. Однако из спектрограммы по рис. 3а видно, что спектр искаженного сигнала простирается до 80 МГц, в то время как

наивысшая гармоника сигнала, спектр которого показан на рис. 3б, имеет частоту всего лишь 30 МГц. Причем уровни четвертой и пятой гармоник первого сигнала мало отличаются от уровня третьей (наивысшей) гармоники второго сигнала. Понятно, что в подобных ситуациях для корректного сравнения степени искажений сигналов (степени их отличия от идеализированных моногармонических процессов) такой показатель как коэффициент гармоник оказывается малоэффективным. В то же время полученные для первого и второго сигналов векторные показатели искажений $K_{н1} = \{10 \text{ дБм; } -69,8 \text{ дБн; } 80 \text{ МГц}\}$ и $K_{н2} = \{10 \text{ дБм; } -61,5 \text{ дБн; } 30 \text{ МГц}\}$ демонстрируют конкретные объективные различия между сигналами и позволяют при их сравнении исключать некорректность, вносимую путем оценки только коэффициента гармоник. Добавим, что малая эффективность коэффициента гармоник проявляется и при испытаниях аудиоусилителей высокого класса. Нередко различные устройства, имеющие похожие значения коэффициентов гармоник, отличаются качеством звучания, что явно связано с разным спектральным составом продуктов искажений. Исключение подобной некорректности не менее важно и при оценке характеристик эталонных синусоидальных сигналов, которые позиционируются как высокостабильные спектральночистые процессы. В качестве еще одного примера на рис. 4 приведены усредненные спектры двух сигналов одинаковой частоты, первый из которых (рис. 4а) сформирован рубидиевым стандартом частоты типа FS-725 фирмы *Stanford Research Systems* (США), второй (рис. 4б) – отечественным активным водородным стандартом типа Ч1-1003М. Если исходить из сравнения уровней образовавшихся гармоник, на которые, как правило, указывают производители вышеуказанных средств, как на параметры характеризующие нелинейные искажения выходных сигналов, и которые подтверждаются приведенными спектрограммами, то сигнал рубидиевого стандарта действительно имеет максимальный относительный уровень гармонических составляющих $\approx -65 \text{ дБн}$ (см. рис. 4а), в то время как сигнал, спектр, которого представлен на рис. 4б содержит гармоники максимальный относительный уровень которых существенно выше и составляет

≈ -47 дБн. Однако нельзя однозначно утверждать, что сигнал, спектр которого показан на рис. 4а является более предпочтительным с точки зрения близости к моногармоническому. Спектр первого сигнала, кроме гармоник малого порядка, содержит седьмую и девятую гармоники (причем седьмая гармоника имеет относительно высокий уровень, близкий к уровню второй гармоники), в то время как спектр второго сигнала ограничен шестой гармоникой и соответственно имеет более узкий спектр. Применение в этом случае векторных показателей $K_{\text{и}}$ позволяет учесть указанные особенности сигналов: в первом случае $K_{\text{и1}} = \{5 \text{ дБм}; -74,1 \text{ дБн}; 45 \text{ МГц}\}$, во втором – $K_{\text{и2}} = \{6,85 \text{ дБм}; -65,45 \text{ дБн}; 30 \text{ МГц}\}$.

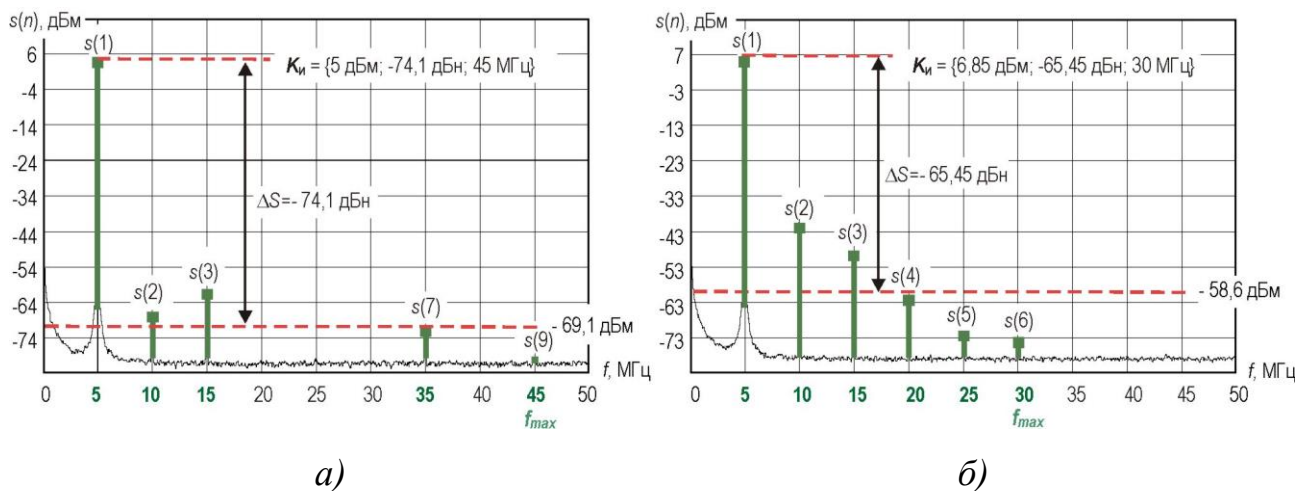


Рис. 4. Пример сравнения векторных показателей $K_{\text{и}}$, характеризующих эталонные синусоидальные сигналы, полученные от различных источников.

3. О погрешности измерений

Понятно, что погрешность определения усредненного относительного уровня гармоник ΔS будет зависеть от того, с какой погрешностью в процессе анализа спектра измерены мощности отдельных гармоник. При этом имеет смысл разбить процесс нахождения погрешности параметра ΔS на два этапа: нахождение погрешности величины

$$\Delta S_0 = \frac{\sqrt{\prod_{n=2}^{N-1} S(n)}}{S(1)}, \quad (4)$$

как аргумента логарифмической функции (1) и как информативную основу, содержащую погрешности, а позже непосредственно определение погрешности параметра ΔS , представленного в логарифмическом масштабе. Отметим, что вычисление погрешности величины ΔS_0 позволит увидеть механизм образования результирующей погрешности без отвлечения на учет сугубо математического преобразования в виде детерминированной логарифмической функции, необходимого лишь для масштабирования параметра ΔS_0 .

Обозначая случайные погрешности оценки мощностей спектральных составляющих как $\sigma_{S(n)}$ и исходя из влияния на конечный результат $\sigma_{\Delta S_0}$ каждой из них, представим результирующую погрешность оценки величины ΔS_0 в общем виде:

$$\sigma_{\Delta S_0} = \sqrt{\left(\frac{\partial(\Delta S_0)}{\partial S(2)}\right)^2 \sigma_{S(2)}^2 + \left(\frac{\partial(\Delta S_0)}{\partial S(3)}\right)^2 \sigma_{S(3)}^2 + \dots + \left(\frac{\partial(\Delta S_0)}{\partial S(N)}\right)^2 \sigma_{S(N)}^2}. \quad (5)$$

В данном случае для определения частных производных вида $\frac{\partial(\Delta S_0)}{\partial S(n)}$ воспользуемся выражением (4), при этом будем считать, что погрешность оценки основной гармоники $S(1)$ значительно ниже погрешностей определения образовавшихся гармоник, существенно меньших по уровню относительно основной, в связи с чем величину $S(1)$ в вычислениях примем за постоянную. После вычислений, включая упрощающие преобразования, имеем:

$$\frac{\partial(\Delta S)}{\partial S(n)} = \frac{\sqrt[n=2]{n=N} \prod_{n=2}^{N-1} S(n)}{S(1)(N-1)S(n)}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5) и опуская промежуточные громоздкие записи, в окончательном виде получим формулу для вычисления погрешности величины ΔS_0 :

$$\sigma_{\Delta S_0} = \frac{\sqrt[n=2]{n=N} \prod_{n=2}^{N-1} S(n)}{S(1)(N-1)} \sqrt{\sum_{n=2}^{n=N} \frac{\sigma_{S(n)}^2}{S^2(n)}}, \quad (7-1)$$

или

$$\sigma_{\Delta S_0} = \frac{\Delta S_0}{(N-1)} \sqrt{\sum_{n=2}^{n=N} \frac{\sigma_{S(n)}^2}{S^2(n)}}. \quad (7-2)$$

Из представленного результата (7) следует, что результирующая погрешность $\sigma_{\Delta S_0}$ зависит не только от погрешностей $\sigma_{S(n)}$, но и от значения исследуемого параметра ΔS_0 , с уменьшением которого уменьшается и погрешность его определения. Кроме того, рост погрешности $\sigma_{\Delta S_0}$ при увеличении погрешностей $\sigma_{S(n)}$ сдерживается множителем $\frac{1}{(N-1)} \leq 1$, уменьшающимся с увеличением количества обнаруженных гармоник и являющимся следствием операции усреднения введенной в (1). Также заметим, что в (7) под знаком суммы находятся отношения, имеющие смысл относительных случайных погрешностей $\delta_{S(n)} = \frac{\sigma_{S(n)}}{S(n)}$, из чего следует, что абсолютная случайная погрешность определения ΔS_0 (7) функционально выражается через сумму квадратов относительных случайных погрешностей измерения мощностей гармоник искаженного сигнала.

На практике вполне допустимо считать, что погрешности определения мощностей появившихся гармоник при спектральном анализе равны, то есть $\sigma_{S(n)} = \sigma_S$, для всех $n > 2$. Следовательно, (7) в частном случае можно представить в виде:

$$\sigma_{\Delta S_0} = \frac{\sigma_s \Delta S_0}{(N-1)} \sqrt{\sum_{n=2}^{n=N} \frac{1}{S^2(n)}}. \quad (8)$$

Здесь необходимо обратить внимание на то, что существенное влияние на формирование сумм вида $\sum_{n=2}^{n=N} \frac{1}{S^2(n)}$ оказывают малые значения $S(n)$. При этом, если исходить из реальных ситуаций распределения уровней гармоник искаженных сигналов, то во многих случаях, если есть возможность исследовать широкий спектр малых значений, гармоника наивысшего порядка $S(N)$ оказывается существенно меньше гармоник малых порядков (см. рис. 1, 3, 4). Это позволяет считать, что

$$\sqrt{\sum_{n=2}^{n=N} \frac{1}{S^2(n)}} \approx \frac{1}{S(N)}.$$

В таких случаях формулу (8) можно представить в приближенной форме, более удобной для расчетов:

$$\sigma_{\Delta S_0} \approx \frac{\sigma_s \Delta S_0}{S(N)(N-1)}. \quad (9)$$

Оценочное сравнение, в равных условиях, погрешности определения величины ΔS_0 , согласно (9), с погрешностью определения коэффициента гармоник k_r показывает, что первая оказывается меньше погрешности измерения коэффициента гармоник, причем одной из причин является отсутствие факта непосредственного суммирования погрешностей определения гармоник, имеющего место при определении суммарной мощности (среднеквадратических значений) обнаруженных гармоник. Кроме того, как видно из полученных количественных соотношений (7 – 9), непосредственного роста результирующей погрешности $\sigma_{\Delta S_0}$, характерного для измерения коэффициента гармоник, с увеличением количества обнаруженных гармоник не наблюдается. Увеличение погрешности происходит с уменьшением мощности гармоник, как правило, с увеличением их порядка, что косвенным образом связывает количество гармоник с величиной $\sigma_{\Delta S_0}$.

Для нахождения погрешности параметра ΔS , см. (1), при известном значении $\sigma_{\Delta S_0}$, учитывая, что $\Delta S = 10 \lg \Delta S_0$, запишем искомую погрешность $\sigma_{\Delta S}$ в виде:

$$\sigma_{\Delta S} = \frac{d(10 \lg \Delta S_0)}{d(\Delta S_0)} \sigma_{\Delta S_0}.$$

После вычисления производной, связывающей погрешности, имеем:

$$\sigma_{\Delta S} = \frac{10}{\ln 10} \frac{\sigma_{\Delta S_0}}{\Delta S_0},$$

а, с учетом формул (4) и (7.1)

$$\sigma_{\Delta S} = \frac{10}{\ln 10(N-1)} \sqrt{\sum_{n=2}^{n=N} \frac{\sigma_{S(n)}^2}{S^2(n)}}. \quad (10)$$

Из выражения (10) следует, что погрешность $\sigma_{\Delta S}$, в отличие от погрешности $\sigma_{\Delta S_0}$, не зависит от самого значения ΔS , а определяется среднеквадратическим значением относительных погрешностей $\delta_{S(n)}$, через зависящий от N коэффициент. Это можно увидеть, если привести (10) к виду:

$$\sigma_{\Delta S} = \frac{10}{\sqrt{N-1} \ln 10} \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{n=N} \delta_{S(n)}^2}{N-1}}.$$

Заключение

Предложенный подход к оценке нелинейных искажений тестовых моногармонических сигналов, предусматривающий определение трехкомпонентного вектора искажений, предоставляет исследователю информацию о характере возникших искажений, включающую в себя как энергетическую, так и частотную составляющие. Это позволяет не только оценивать относительный уровень образовавшихся гармоник, но и видеть насколько широк спектр продуктов искажений. При этом немаловажной особенностью предложенного показателя искажений, как показал опыт его применения, является его эффективность для сравнительной оценки результатов искажений, поскольку искаженные сигналы сравниваются одновременно по

нескольким объективным параметрам, достаточно полно описывающим результирующие сигналы с точки зрения их отличия от тестовых моногармонических. Кажущаяся сложность применения описанного метода, требующего выполнения спектрального анализа с точностью и разрешением, позволяющими без ущерба для исследований оценивать уровень каждой внесенной в исходный сигнал спектральной составляющей в широком диапазоне частот и амплитуд, в настоящее время может быть преодолена благодаря современному уровню развития средств цифровой обработки сигналов, предоставляющему в распоряжение специалистов достаточно обширный парк быстродействующих цифровых спектроанализаторов с высоким разрешением и малым уровнем шумов, а также универсальных приборов более низкой точности, выполняющих спектральный анализ как одну из многих функций, позволяющих получать необходимые исходные физические данные для вычисления описанного показателя искажений.

Литература

1. Авторское свидетельство № 90158 СССР, класс 21е, 36. Способ измерения нелинейных искажений: заявл. 10.01.1950 / Вольф В.М.
2. Пат. № 2244938 Российская Федерация, МПК G01R23/20. Измеритель уровня шумовой интермодуляции: № 2003137021/28 заявл. 24.12.2003; опубл. 20.01.2005 / Аванесян Г.Р.
3. Recommendation ITU-R V.574-5. Use of the decibel and the neper in telecommunications. Geneva: ITU, 2015. <https://www.itu.int/rec/R-REC-V.574>
4. ГОСТ 23854-79. Измерители уровня электрических сигналов. Общие технические требования и методы испытаний. – Москва: ИПК Издательство стандартов. 2002.
5. Spectrum Analysis Basics. – Application Note 150. Keysight Technologies. 2016. P. 56-59. https://www.academia.edu/9120241/Spectrum_Analysis_Basics

6. 10376 Frequency distribution unit. Operations & maintenance manual. – TimeTech GmbH, Stuttgart. 2009. P. 2, 3.
7. Безденежных С.В. Особенности метрологического обеспечения средств измерений коэффициента гармоник на цифровой основе // Альманах современной метрологии. – 2019. – №. 2. – С. 192-213.
8. Нельсон Б. Погрешности измерений при анализе спектра // Современная электроника. – 2014. – №. 5. – С. 46-48.
9. Подстригаев А.С. Классификация неоднозначности определения частоты в цифровом приемнике с субдискретизацией // Радиотехника и электроника. – 2022. – №. 4. – С. 369-376.

Для цитирования:

Аванесян Г.Р., Жуков А.О. Повышение информативности определения нелинейных искажений при возбуждении цепей тестовыми моногармоническими сигналами // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.5.12>