

Поверка измерителей нелинейных искажений

С. В. БЕЗДЕНЕЖНЫХ, О. В. КАМИНСКИЙ, К. А. СТАЛЬНОВА

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Россия, e-mail: kaminsky@vniiftri.ru

Рассмотрено применение рабочих эталонов, использующих цифровые методы воспроизведения единицы коэффициента гармоник, для поверки измерителей нелинейных искажений с аналоговой элементной базой. Приведено сравнение результатов измерений сигнала с нормированным коэффициентом гармоник аналоговым и цифровым методами.

Ключевые слова: коэффициент гармоник, измерители нелинейных искажений.

The application of working standards using the digital methods of reproduction of harmonic distortion unit size for verification of distortion meters with analog element base is considered. The comparison of measurement results of the signal with standardized harmonic distortion by means of analog and digital methods is presented.

Key words: harmonic distortion, distortion meters.

В настоящее время цифровая техника интенсивно внедряется в измерительную аппаратуру всех разрядов и уровней от рабочих средств измерений до государственных эталонов. Использование цифровых методов в измерителях нелинейных искажений (ИНИ) позволяет снизить погрешность измерений, улучшить долговременную стабильность метрологических параметров и приводит к изменению алгоритма измерений коэффициента гармоник.

Общепринятым определением коэффициента гармоник является выражение [1]:

$$K_r = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_2^{\infty} U_i^2}, \quad (1)$$

где U_1 , U_i — амплитуды первой (основной) и i -й гармоник, соответственно.

В традиционных (аналоговых) ИНИ в процессе измерений находят среднеквадратическое значение (СКЗ) исследуемого сигнала, в котором основная гармоника сильно ослаблена с помощью режекторного фильтра, настроенного на частоту первой гармоники. Напряжение исследуемого

сигнала стабилизируется на определенном уровне, затем измеряется напряжение сигнала с подавленной первой гармоникой. В качестве результата измерений на индикатор выводится значение СКЗ ($U-U_1$), нормированное к СКЗ входного сигнала U . Таким образом, в аналоговых ИНИ коэффициент гармоник вычисляется по формуле

$$K_n = (U^2 - U_1^2) / U. \quad (2)$$

Более близким к (1) является коэффициент гармоник, выражаемый как

$$K_n = (U^2 - U_1^2) / U_1, \quad (3)$$

при этом $K_n = K_n / \sqrt{1 - K_n^2}$, при малых значениях $K_n \approx K_n$.

Напряжение сигнала с подавленной первой гармоникой можно представить в виде

$$U - U_1 = \sqrt{\sum_2^{\infty} U_i^2 + N^2}, \quad (4)$$

поэтому выражение (3) совпадает с зарубежным определением параметра THD+N (Total harmonic distortion + Noise).

В цифровых ИНИ исследуемый сигнал оцифровывается, и методами цифровой обработки (быстрым преобразованием Фурье (БПФ) или аналогичными средствами) определяются амплитуды гармоник, коэффициент гармоник K_r вычисляется по (1).

Аналоговые ИНИ постепенно вытесняются цифровыми. Это относится и к рабочим эталонам (образцовым сред-

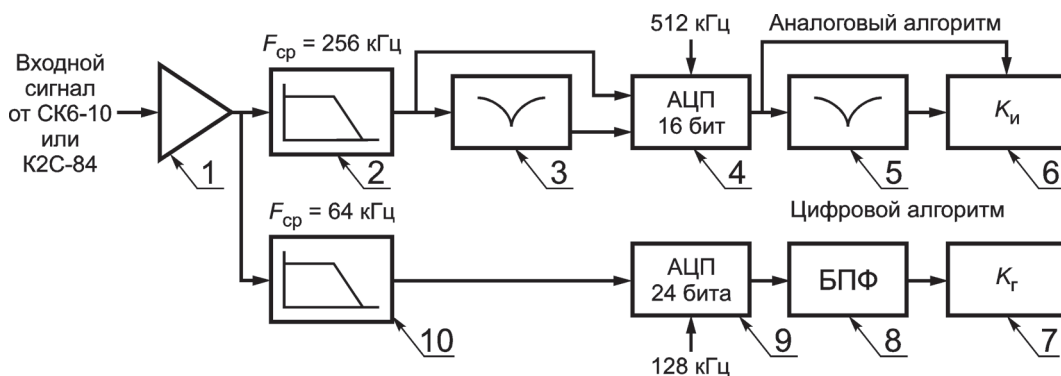


Рис. 1. Функциональная схема обработки сигнала:

1 — согласующий усилитель; 2, 10 — фильтры низких частот; 3, 5 — режекторные фильтры; 4, 9 — аналого-цифровые преобразователи; 8 — блок быстрого преобразования Фурье; 6, 7 — схемы расчета коэффициентов гармоник

ствам) — калибраторам-измерителям нелинейных искажений СК6-20, генераторам-калибраторам гармонических сигналов СК6-122, измерительной установке К2С-84.

Однако в эксплуатации находится много аналоговых измерителей, таких как С6-7, С6-8, С6-11, С6-12, СК6-13. При этом относительно высок процент измерителей, бракуемых в процессе поверки. Возникает вопрос, не сказывается ли при этом различие в алгоритмах измерений ИНИ и способах формирования сигнала с заданным коэффициентом гармоник у аналоговых и цифровых рабочих эталонов?

Одна из возможных причин увеличения процента браков связана с тем, что в аналоговых ИНИ в результате определения СКЗ гармоник добавляется шум, интегрированный в рабочей полосе измерителя (слагаемое N^2 под корнем в (4)). Этот шум при поверке с применением цифровых рабочих эталонов может привести к дополнительной погрешности.

Для прояснения вопроса, насколько велико влияние шума, было проведено моделирование алгоритмов аналогового и цифрового измерителей и сравнение результатов измерений с их помощью. Сигналы с нормированным коэффициентом гармоник формировались аналоговым образцовым средством СК6-10 и современным цифровым К2С-84.

В качестве испытательного стенда использовался аудиоанализатор SR1. На рис. 1 показана упрощенная функциональная схема обработки сигнала.

В тракте с аналоговым алгоритмом (верхняя ветвь на рис. 1) входной сигнал проходил через фильтр низких частот (ФНЧ) 2, ограничивающий полосу частотой среза $F_{\text{ср}} = 256$ кГц, поступал на один вход прецизионного 16-разрядного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) 4 с частотой преобразований 512 кГц для оцифровки и определения СКЗ напряжения сигнала. Одновременно сигнал проходил через аналоговый режекторный фильтр 3 и подавался на другой вход АЦП 4. На рис. 2 показан результат воздействия режекторного фильтра; рис. 2, а представляет спектр сигнала установки СК6-10 с основной гармоникой 1 кГц, рис. 2, б — спектр того же сигнала после подавления основной гармоники режекторным фильтром. Оцифрованный сигнал с выхода АЦП 4 подвергался цифровой обработке, в которой основная гармоника ослаблялась еще сильнее режекторным фильтром 5, и определялось значение СКЗ напряжения сигнала с подавленной основной гармоникой. Это значение делилось на СКЗ напряжения входного сигнала согласно формуле (2). Таким образом, аналоговым способом вычислялось значение $K_{\text{н}} \approx K_{\text{г}}$ для малых коэффициентов гармоник.

В тракте с цифровым алгоритмом (нижняя ветвь на рис. 1) входной сигнал, прошедший через ФНЧ 10 с $F_{\text{ср}} = 64$ кГц, оцифровывался прецизионным 24-разрядным АЦП 9 с частотой преобразований 128 кГц. С помощью БПФ определялись амплитуды десяти гармоник. Здесь предварительный аналоговый режекторный фильтр не нужен, так как разрешающей способности 24-разрядного АЦП достаточно для выделения малых уровней гармоник на фоне основной. Значение коэффициента $K_{\text{г}}$ вычислялось по формуле (1).

Собственные нелинейные искажения в трактах для каждого алгоритма примерно одинаковы и не превышают 0,0004 %.

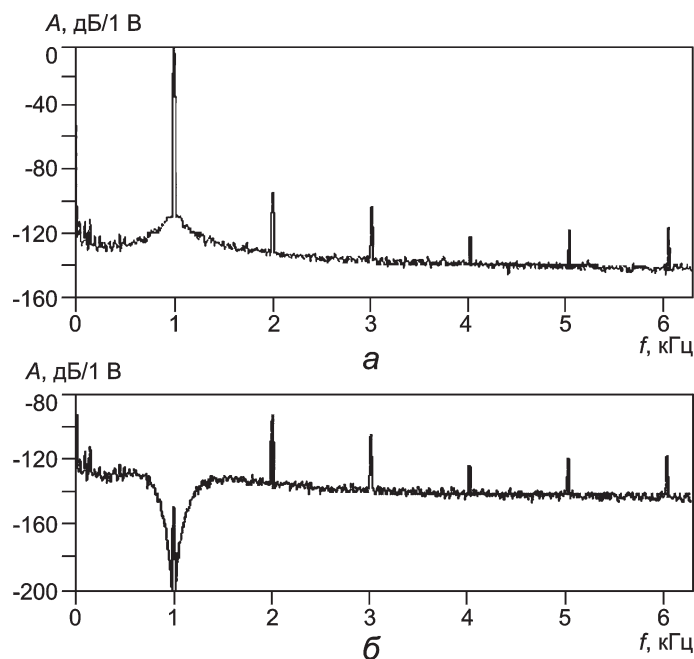


Рис. 2. Спектры сигнала от СК6-10 с частотой основной гармоники 1 кГц до (а) и после (б) подавления основной гармоники режекторным фильтром

В калибраторе-измерителе СК6-10 коэффициент гармоник сигнала составлял 0,003 %. В табл. 1 указаны результаты его измерений, полученные цифровым $K_{\text{г}}$ и аналоговым $K_{\text{н}}$ методами.

Таблица 1

Результаты измерений коэффициента гармоник СК6-10 и К2С-84

Частота основной гармоники, Гц	СК6-10			К2С-84		
	$K_{\text{г}}, \%$	$K_{\text{н}}, \%$	$K_{\text{н}}^*, \%$	$K_{\text{г}}, \%$	$K_{\text{н}}, \%$	$K_{\text{н}}^*, \%$
20	0,0062	0,0068	0,0083	0,0103	0,0105	0,0111
200	0,0040	0,0050	0,0072	0,0033	0,0037	0,0047
1000	0,0043	0,0057	0,0086	0,0032	0,0036	0,0046
6000	0,0047	0,0057	0,0080	0,0033	0,0036	0,0044

В генераторе-калибраторе К2С-84 устанавливались коэффициенты гармоник 0,01 % для частоты 20 Гц и 0,003 % для остальных частот; результаты их измерений также приведены в табл. 1.

В тракте аналогового алгоритма рабочая полоса частот около 256 кГц, в реальных измерителях полоса около 1 МГц, т. е. примерно в четыре раза больше. Если предположить, что спектральная плотность шума распределена равномерно в рабочей полосе частот аналогового измерителя, то результат измерений аналоговым алгоритмом, приведенный к полосе частот 1 МГц, можно оценить так:

$$K_{\text{н}}^* = \sqrt{4K_{\text{н}}^2 - 3K_{\text{г}}^2}.$$

Результаты вычислений $K_{\text{н}}^*$ представлены в табл. 1.

Из табл. 1 следует, что, во-первых, значения коэффициента гармоник, полученные по аналоговому алгоритму, боль-

ше полученных по цифровому из-за влияния шумовой составляющей; во-вторых, различия примерно одинаковы для сигналов от СК6-10 и К2С-84.

Пределы допускаемых значений абсолютной основной погрешности измерителей нелинейных искажений С6-7, С6-8, С6-11, С6-12 приведены в табл. 2—4, где $K_{г.к}$ — конечное значение шкалы, на которой выполняется измерение, %.

Т а б л и ц а 2

Пределы допускаемых значений абсолютной основной погрешности С6-7 и С6-8

Диапазон частот	С6-7	С6-8
20—200 Гц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,1 \%)$	$\pm(0,05 K_{г.к} + 0,03 \%)$
Свыше 200 Гц до 20 кГц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,05 \%)$	$\pm(0,03 K_{г.к} + 0,03 \%)$
Свыше 20 до 200 кГц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,1 \%)$	$\pm(0,06 K_{г.к} + 0,06 \%)$

Т а б л и ц а 3

Пределы допускаемых значений абсолютной основной погрешности С6-11

Диапазон частот	Абсолютное значение погрешности
20—199,9 Гц	$\pm(0,05 K_{г.к} + 0,06 \%)$
Свыше 199,9 Гц до 19,9 кГц	$\pm(0,03 K_{г.к} + 0,02 \%)$
Свыше 19,9 до 199,9 кГц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,06 \%)$

Т а б л и ц а 4
Пределы допускаемых значений абсолютной основной погрешности С6-12

Диапазон частот	Абсолютное значение погрешности
10—19,9 Гц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,06 \%)$
20—99,9 Гц	$\pm(0,05 K_{г.к} + 0,03 \%)$
100 Гц — 19,9 кГц	$\pm(0,05 K_{г.к} + 0,02 \%)$
20—99,9 кГц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,05 \%)$
100—199,9 кГц	$\pm(0,1 K_{г.к} + 0,06 \%)$

По сравнению с погрешностями, указанными в табл. 2—4, дополнительная погрешность, возникающая из-за шумовой составляющей при поверке аналогового измерителя с помощью цифрового рабочего эталона, незначительна. Однако ее полезно иметь в виду во время поверки этих ИНИ, в частности, при получении результатов, когда погрешность поверяемого прибора находится на пределе допускаемых значений.

Л и т е р а т у р а

1. Кушнир Ф. В. Электрорадиоизмерения. Л.: Энергоатомиздат, 1983.

Дата принятия 10.11.2014 г.

532.517.4

Алгоритм выделения огибающей амплитудно-модулированного случайного сигнала

Д. А. СОЛОДКИЙ, А. В. КИСТОВИЧ

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Россия, sdaware@mac.com

Разработан алгоритм выделения огибающей шумового сигнала, амплитуда которого промодулирована гармоническим сигналом неизвестной частоты. Знание огибающей позволяет определить частоту и глубину модуляции. Представлено аналитическое обоснование и показана работоспособность предложенного алгоритма для сигналов различного происхождения.

Ключевые слова: подводный звук, огибающая, амплитудная модуляция.

The algorithm of envelope curve separation of noise signal with an amplitude modulated by harmonic signal of unknown frequency is developed. The knowledge of envelope allows to determine the frequency and the depth of modulation. The analytical justification and the efficiency of proposed algorithm for signals of different nature are presented.

Key words: underwater sound, envelope curve, amplitude modulation.

Определение характеристик подводного звука — актуальная задача морской акустики. В процессе излучения или распространения звуковая волна подвергается воздействию различных факторов. В частности, ее амплитуду можно промодулировать как в соответствии с характерными особенностями излучающей системы, так и временной изменчивостью термодинамических свойств среды распространения. Обычно параметры модулирующих воздействий расположены в низкочастотном диапазоне, как следствие, одна из прак-

тических задач обработки акустической информации — выделение низкочастотной огибающей звукового сигнала.

В настоящее время самыми известными средствами получения такой информации являются пакеты программ, разработанных в рамках методов DEMON и LOFAR [1, 2]. Метод DEMON представляет разновидность узкополосного анализа, направленного на выявление модулирующих характеристик акустических шумов винта из-за его многолопастности. Методом LOFAR проводят широкополосный анализ по оп-