

УДК 621.317

ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

Г. Р. Аванесян

Центр космической связи «Медвежьи Озера» ОАО «ОКБ МЭИ», Москва

Статья получена 25 марта 2015 г., после доработки- 13 апреля 2015 г.

Аннотация. Предложен метод, позволяющий определять в реальном времени среднеквадратическое значение гармонического процесса, в основе которого лежит принцип слежения за фазой сигнала, соответствующей мгновенному значению процесса, численно равному его среднеквадратическому. Рассмотрены особенности метода, погрешности, возникающие при его применении, а также показана возможность упрощения как алгоритмической, так и аппаратной части разрабатываемых устройств.

Ключевые слова: среднеквадратическое значение, временной интервал, фаза, измерение, погрешность.

Abstract. We propose a method to determine the root-mean-square (RMS) value of the harmonic process in real time, which is based on the principle of phase tracking signal corresponding to the instantaneous value of the process, it is numerically equal to the RMS. The features of the method, the error arising from its application, as well as the possibility to simplify the algorithmic and developed hardware devices are considered.

Key words: root-mean-square value, time interval, phase, measurement, error.

Введение

Оценка параметров гармонических процессов при их исследовании в реальном времени может быть получена как сугубо аналоговым, так и цифровым путем. В то же время, несмотря на универсальность и гибкость цифровых алгоритмов, операция непосредственного выделения среднеквадратического значе-

ния в массе цифровых измерителей, включая устройства достаточно высокого уровня, как бы парадоксально это не казалось, остается аналоговой. Применяют либо калориметрический метод, согласно которому определяют количество выделенного тепла, пропорциональное среднеквадратическому значению исследуемого напряжения, либо преобразуют аналоговым путем гармонический процесс в постоянное напряжение, пропорциональное искомому среднеквадратическому [1]. Первый метод обеспечивает высокую, эталонную, точность, но оказывается достаточно сложным в реализации, измерители имеют небольшой ресурс и обладают высокой инерционностью. Второй имеет невысокую точность по причине относительной нестабильности характеристик входных аналоговых преобразователей. Классическим, с точки зрения цифровых алгоритмов, следует считать метод [2], непосредственно повторяющий в дискретной форме математическую трактовку среднеквадратического значения U_{RMS} гармонической функции $u(t)$, имеющей период T и представленной с дискретом Δt в виде отсчетов $u(i\Delta t)$, с усреднением на интервалах кратных четверти периода T :

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{4\Delta t}{TN} \sum_{i=1}^{i=N} u^2(i\Delta t)},$$

где N – число четвертей, участвующих в измерении; I – общее число отсчетов. Однако недостатками метода, сдерживающими его широкое применение, являются большой объем вычислений с одной стороны, а с другой – необходимость использования большого количества отсчетов $u(i\Delta t)$, интерполирующих исходный сигнал. Последнее при работе в реальном времени требует применения высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (АЦП), что ограничивает применение метода в высокочастотной области. Важным требованием является также выбор интервала усреднения, равного целому числу четвертей периодов, так как в противном случае появляется погрешность, вызванная некорректным усреднением. Указанные недостатки обусловлены особенностями алгоритма, поэтому логически обоснованным представляется поиск методов, позволяющих оценивать среднеквадратическое значение на основе функциональных связей, например, между оцениваемым параметром и какими либо другими

признаками, оценка которых с технической точки зрения может оказаться проще. Одним из таких методов, который на сегодняшний день представляется достаточно совершенным, является метод, предложенный в [3], суть которого состоит в выделении из спектра квадрированной гармонической функции постоянной составляющей, пропорциональной среднеквадратическому значению исходного сигнала. Здесь удастся избежать погрешности вызванной некорректным выбором интервала усреднения, однако требования к быстродействию АЦП остаются прежними и, кроме того, метод относительно сложен в осуществлении, так как требует выполнения большого количества вычислительных операций по квадрированию и цифровой фильтрации исследуемого сигнала (фактически его реализация сводится к построению специализированного вычислителя). Теоретически, конечно, возможен полный отказ от АЦП, для этого можно, например, синусоидальное напряжение преобразовать в последовательность импульсов, длительности которых находятся в жесткой функциональной зависимости от амплитуды исходного сигнала [4], однако указанный путь, как показала практика, при всей своей привлекательности ориентирован скорее на текущий контроль уровня сигнала меняющегося в небольших пределах, чем на измерение среднеквадратических значений в широком диапазоне как частот, так и амплитуд.

Идея фазового метода

В настоящей статье рассмотрен метод, основанный на взаимосвязи фазы сигнала с его характерными параметрами, такими как амплитуда и среднеквадратическое значение и позволяющий существенно упростить как алгоритмическую часть реализуемых устройств, так и аппаратную. Идея метода, в частности, состоит в том, что всегда можно найти фазу φ , при которой для всех n ($n = 1, 2, 3, \dots$) будет соблюдаться равенство между среднеквадратическим значением гармонической функции и модулем ее мгновенного значения, соответствующего фазе φ :

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2 \sin^2 \frac{2\pi}{T} t dt} = \left| U \sin \left(\varphi + \frac{\pi}{2} (n-1) \right) \right|. \quad (1)$$

Равенство (1) верно при $\varphi = \frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi, \frac{5}{4}\pi$ и $\frac{7}{4}\pi$. Следовательно, в каждый момент времени

$$t_x = \frac{T}{2\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2} (n-1) \right) = \frac{T}{8} + \frac{T}{4} (n-1) \quad (2)$$

модуль мгновенного значения синусоидального сигнала будет равен его среднеквадратическому значению U_{RMS} . Таким образом, выделяя моменты времени t_x путем слежения за фазой сигнала и определяя значения сигнала в эти моменты времени, можно будет получить выборку, состоящую из единичных оценок U_{RMS} . Причем, как несложно понять, за период будет получено четыре результата оценки U_{RMS} . Иллюстрирует указанную связь график, представленный на рис. 1, на котором для простоты синусоида совмещена с началом координат, а также показаны два различных значения U_{RMS} , соответствующие различным амплитудам. На приведенном графике выборки осуществляются в моменты времени $\frac{1}{8}T, \frac{3}{8}T, \frac{5}{8}T$ и $\frac{7}{8}T$. Соответствующие указанным моментам времени импульсы выборки показаны в нижней части рисунка.

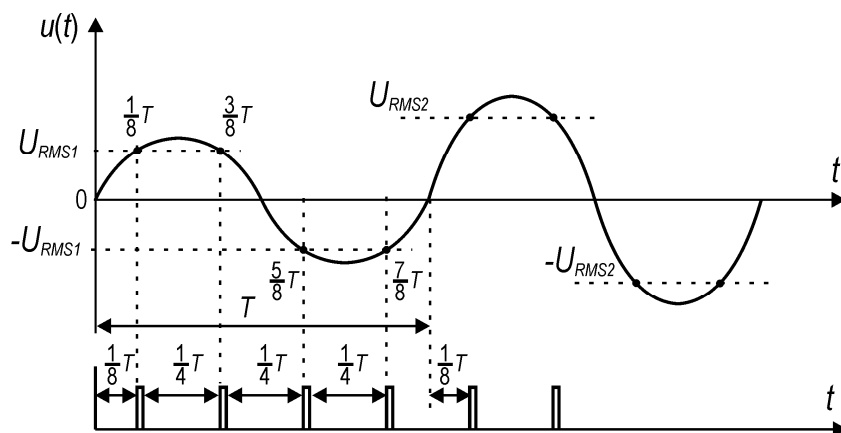


Рис. 1. Выделение фаз гармонического процесса, соответствующих модулю его среднеквадратического значения

Исходя из вышеприведенных рассуждений, основываясь на (1) и (2), покажем результат единичного измерения U_{RMS} в виде

$$U_{RMS} = \left| U \sin \left(\frac{2\pi}{T} \left(\frac{T}{8} + \frac{T}{4}(n-1) + \Delta t_{xn} \right) \right) \right|, \quad (3)$$

где n – номер четверти периода ;

Δt_{xn} – погрешность определения момента взятия конкретного n -го отсчета.

Погрешность Δt_{xn} обусловлена особенностью реализации метода и численно равна погрешности формирования временных интервалов длительностью $T/8$, привязанных в зависимости от исходной точки либо к началу полуволны, либо к максимуму (амплитудному значению). Указанные временные интервалы определяют моменты взятия отсчетов сигнала $u(t)$.

На практике, для повышения точности, целесообразно в качестве оценки U_{RMS}^* принимать результат усреднения единичных измерений по N отсчетам

$$U_{RMS}^* = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{n=N} \left| U \sin \left(\frac{2\pi}{T} \left(\frac{T}{8} + \frac{T}{4}(n-1) + \Delta t_{xn} \right) \right) \right| \quad (4)$$

Функциональная схема устройства, реализующего представленный метод, показана на рис. 2. Входной аналоговый сигнал $u(t)$ клиппируется в компараторе 1, после чего поступает на вход формирователя временных интервалов 2, предназначенного для измерения периода T , последующего формирования временных интервалов длительностью $T/8$ и привязки их к характерным точкам синусоиды. Варианты построения формирователя временных интервалов могут быть различными, отличающиеся количеством выборок, приходящихся на один период. В эксперименте автором использовался формирователь временных интервалов, работающий только по первой четверти синусоиды, с одной выборкой на два периода, (в данном случае $n = 1 + 8(k-1)$, k – номер периода в котором берется отсчет; соответственно усреднение осуществляется по k), что требовало привязки интервала длительностью $T/8$ к началу полуволны (см. рис. 1). Работа формирователя 3 складывалась из двух этапов, на первом этапе в течение первого периода сигнала осуществлялась оценка периода T , на втором этапе в течение следующего периода синусоиды формировался непосредствен-

но временной интервал длительностью $T/8$ для задания фазы $\varphi = \pi/4$, соответствующей моменту взятия отсчета в АЦП 3. Таким образом осуществлялось слежение за фазой сигнала, частота которого неизвестна и может меняться в ходе измерений.

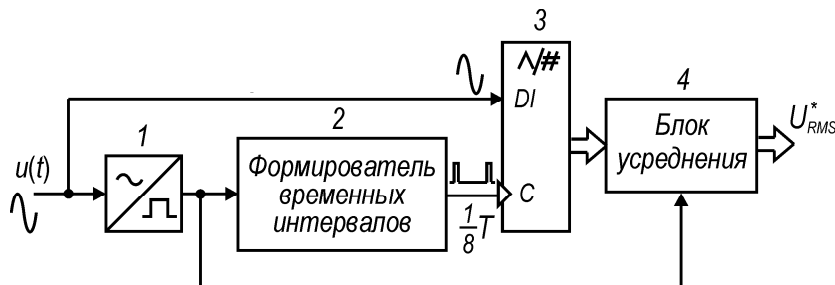


Рис. 2. Функциональная схема измерителя, реализующего фазовый метод определения среднеквадратического значения гармонического процесса

Следует отметить, что если в приведенной схеме (см. рис. 2) формировать временные интервалы длительностью не $T/8$, а $T/4$, привязанные к началу полуволны, то устройство превратится в измеритель амплитудных значений, так как в этом случае выборки будут осуществляться в моменты времени, соответствующие фазе $\pi/2$:

$$t_x = \frac{T}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \pi(m-1) \right) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2}(m-1),$$

где m – номер полуволны ($m = 1, 2, 3, \dots$).

Несложно понять, что для перевода измерителя в режим измерения амплитуды достаточно увеличить в два раза временной интервал на выходе формирователя 2, например, путем уменьшения в два раза частоты тактовых импульсов, используемых для формирования временного интервала.

Погрешность оценки среднеквадратического значения фазовым методом

Погрешность измерений удобно определять для единичных результатов (3), при этом будем исходить из того, что погрешность квантования в АЦП пренебрежимо мала, а основной вклад вносят случайная ошибка $\sigma[t_x]$ форми-

рования временного интервала t_x и нестабильность $\sigma[T]$ периода сигнала T . В этом случае случайная ошибка $\sigma[u]$ определения мгновенного значения $u(t) = U \sin \frac{2\pi}{T} t_x$ будет зависеть от $\sigma[t_x]$ и $\sigma[T]$ следующим образом

$$\sigma[u] = \sqrt{\left(\frac{du}{dt_x}\right)^2 \sigma^2[t_x] + \left(\frac{du}{dT}\right)^2 \sigma^2[T]} = \sqrt{\left(\frac{d\left(U \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_x\right)\right)}{dt_x}\right)^2 \sigma^2[t_x] + \left(\frac{d\left(U \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_x\right)\right)}{dT}\right)^2 \sigma^2[T]},$$

а после вычисления коэффициентов влияния $\frac{du}{dt_x}$, $\frac{du}{dT}$ и последующих группировок

$$\sigma[u] = 2\pi U \left(\cos \frac{2\pi}{T} t_x \right) \sqrt{\frac{1}{T^2} \sigma^2[t_x] + \frac{t_x^2}{T^4} \sigma^2[T]}. \quad (5)$$

Оценим вклад составляющих $\sigma[t_x]$ и $\sigma[T]$ в точность получения результата, для чего положим, согласно алгоритму измерения среднеквадратического значения, $t_x = T/8$, после чего представим (5) в виде

$$\sigma[u] = \frac{2\pi U}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{T^2} \sigma^2[t_x] + \frac{1}{64T^2} \sigma^2[T]}.$$

В полученном выражении вторым слагаемым под знаком корня можно пренебречь. Объясняется это не только тем, что множитель, стоящий перед $\sigma^2[T]$ в 64 раза меньше множителя перед $\sigma^2[t_x]$, но еще и тем, что согласно описанному методу (см. предыдущий раздел) перед непосредственным формированием интервала t_x предварительно происходит уточнение периода T . То есть используется величина T измеренная непосредственно перед выбором мгновенного значения и, следовательно, можно считать, что на практике нестабильность $\sigma[T]$, проявляющаяся за время действия одного периода, очень мала по сравнению с $\sigma[t_x]$. В связи с вышеизложенным, можно записать

$$\sigma[u] \approx \frac{2\pi U \sigma[t_x]}{T\sqrt{2}}. \quad (6)$$

Полагая, что погрешность формирования временного интервала t_x распределяется по закону Симпсона, свяжем случайную ошибку $\sigma[t_x]$ с дискретом Δt_x формирования временного интервала ($\sigma[t_x] = \frac{\Delta t_x}{\sqrt{6}}$) и представим (6) в более удобной для практических применений форме, для абсолютной случайной ошибки –

$$\sigma[u] \approx \frac{\pi U \Delta t_x}{T \sqrt{3}}, \quad (7)$$

и для относительной –

$$\alpha[u] = \frac{\sigma[u]}{U} \approx \frac{\pi \Delta t_x \sqrt{\frac{2}{3}}}{T \sqrt{2}}. \quad (8)$$

При усреднении по n отсчетам будут получены погрешности $\sigma[\bar{u}]$ и $\alpha[\bar{u}]$, а выражения (7) и (8) примут вид

$$\sigma[\bar{u}] \approx \frac{\pi U \Delta t_x}{T \sqrt{3n}} \quad (7-1)$$

и

$$\alpha[\bar{u}] = \frac{\sigma[\bar{u}]}{U} \approx \frac{\pi \Delta t_x \sqrt{\frac{2}{3n}}}{T \sqrt{2}}. \quad (8-1)$$

Кроме того, целесообразно показать и предельные ошибки, которые имеют место при максимально возможной ошибке Δt_x формирования временного интервала, Δu – абсолютную и δu – относительную, выраженную в процентах, для определения которых воспользуемся уже вычисленным коэффициентом влия-

ния $\frac{du}{dt_x}$:

$$\Delta u \approx \frac{2\pi}{T} U \left(\cos \frac{2\pi}{8} \right) \Delta t_x$$

или

$$\Delta u \approx \frac{2\pi U \Delta t_x}{T \sqrt{2}} \quad (9)$$

$$\text{и} \quad \delta u \approx \frac{2\pi\Delta t_x}{T} 100\% . \quad (10)$$

Из (7) - (10) легко видеть, что задача повышения точности оценки искомого значения $u(t)$ решается путем повышения частоты счетных импульсов используемых для формирования временного интервала заданной длительности. Однако при этом следует иметь в виду, что этапу формирования временного интервала t_x предшествует этап оценки периода T исследуемого сигнала, причем оценка используется для определения необходимой длительности $T/8$ и формирования интервала с указанной длительностью. Следовательно, погрешность ΔT оценки периода сигнала T будет влиять на точность задания величины $T/8$, т. е. при погрешности ΔT определения периода T для формирования требуемого интервала будет использовано значение $\frac{T + \Delta T}{8}$. Часть периода $T/8$ имеет расчетную максимальную погрешность в 8 раз меньшую, чем погрешность оценки T . В то же время, если указанная погрешность в конкретной реализации измерителя может оказаться соизмеримой с погрешностью Δt_x формирования временного интервала, то ее следует учесть при определении общей случайной ошибки $\sigma[u]$ в (5). В этом случае случайная погрешность $\sigma[t_{xx}]$ формирования временного интервала t_x будет выражаться следующим образом:

$$\sigma[t_{xx}] = \sqrt{\sigma^2[t_x] + \sigma^2[T/8]},$$

где $\sigma[T/8]$ – случайная погрешность оценки величины $T/8$.

На практике, с технической точки зрения, удобно формировать временной интервал t_x путем подсчета тактовых импульсов до достижения числа равного числу импульсов зафиксированных ранее при измерении периода T . При этом если вести счет с периодом $\Delta T/8$ (в данном случае максимальная погрешность ΔT есть дискрет отсчета периода T), то будет получена пачка импульсов длительностью $T/8$. Таким образом, исходя из того, что дискрет оценки части периода $T/8$ и дискрет Δt_x формирования временного интервала численно равны, а

также учитывая, что случайные ошибки распределены по закону Симпсона, после несложных вычислений имеем:

для абсолютной случайной погрешности – $\sigma[t_{xx}] = \frac{\Delta t_x}{\sqrt{3}}$,

и для абсолютной максимальной погрешности – $\Delta t_{xx} = 2\Delta t_x$.

При наличии вышеприведенных условий, касающихся учета погрешности оценки величины $T/8$ и особенностей формирования временного интервала t_x , полученные значения $\sigma[t_{xx}]$ и Δt_{xx} следует использовать в формулах (6) и (9) вместо погрешностей $\sigma[t_x]$ и Δt_x соответственно.

Интересно оценить реальные возможности метода, исходя из быстродействия современной элементной базы. Для этого зададимся максимальной тактовой частотой первых каскадов счетчиков, используемых для формирования временных интервалов, значением в 100 МГц ($\Delta t_x = 0,01$ мкс). Тогда погрешность Δu при частоте $f = \frac{1}{T}$ исследуемого синусоидального сигнала 200 кГц и $U = 1$ В, согласно (9), будет составлять 8,9 мВ, а предельная относительная погрешность, в соответствии с (10), $\delta u = 1,26$ %. При наличии учитываемой дополнительной погрешности, вызванной ошибкой оценки периода сигнала, в предположении, что максимальная погрешность оценки части периода $T/8$ равна максимальной погрешности формирования временного интервала t_x , относительная погрешность составит 2,52%. Полученные расчетные значения относительной погрешности лучше аналогичных показателей как отечественных, так и зарубежных измерителей*. Что же касается случайных погрешностей $\sigma[\bar{u}]$ и $\alpha[\bar{u}]$ (см. формулы (7-1), (8-1)), то они будут уменьшаться с увеличением количества отсчетов n , участвующих в усреднении. Графики зависимости относительной погрешности $\alpha[\bar{u}]$ от n при $\Delta t_x = 0,01$ мкс для сигналов с различными частотами представлены на рис. 3.

* В качестве примера можно указать цифровой прецизионный измеритель 34401А фирмы *Agilent Technologies*, который на частоте 200 кГц имеет погрешность 4%.

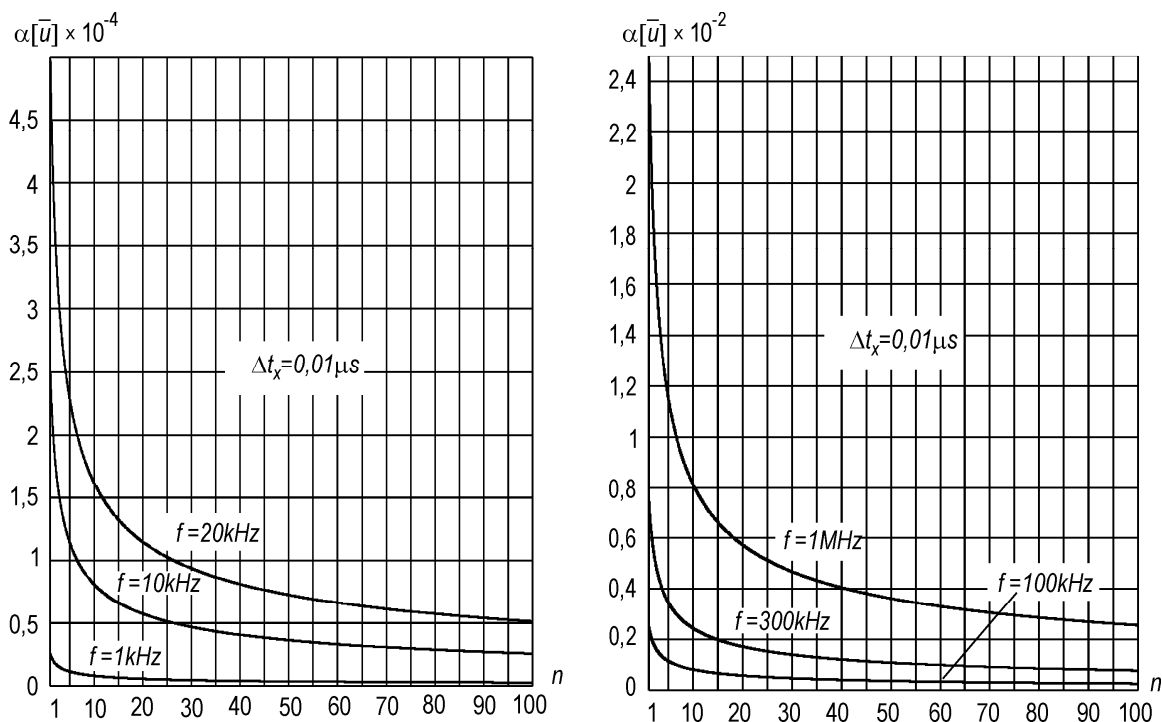


Рис. 3. Зависимость относительной случайной погрешности $\alpha[\bar{u}]$ от объема усреднений

Поскольку величина $\alpha[\bar{u}]$ меняется в достаточно широких пределах, для наглядности графическая зависимость $\alpha[\bar{u}]$ от n показана в двух поддиапазонах, включающих частоты 1 кГц, 10 кГц, 20 кГц (на рис. 3 слева) и 100 кГц, 300 кГц, 1 МГц (на рис. 3 справа). Здесь ясно видно, что точность резко возрастает при увеличении n в интервале от 1 до 10, далее рост точности существенно замедляется.

Заметим, что при измерении амплитудных значений гармонического процесса погрешность оценки будет ниже погрешности оценки среднеквадратиче-

ского значения, поскольку коэффициент влияния $\frac{du}{dt_x}$ при приближении к максимуму синусоиды устремляется к нулю, что резко снижает зависимость результата измерения $u(t)$ от смещения границы формируемого временного интервала. Указанное подтверждается и экспериментальными проверками.

Влияние нелинейных искажений

Поскольку реальный исследуемый процесс моногармоническим не является, так как в нем в той или иной степени содержатся гармоники, целесообразно оценить степень влияния нелинейных искажений на результаты измерения U_{RMS} . Результаты, полученные на сигнале частотой 1кГц, который подвергался нелинейным искажениям с изменением коэффициента гармоник k_{THD} в диапазоне от 0,39% до 11,45%, представлены на рис. 4 в виде графика зависимости U_{RMS}^* от коэффициента гармоник (правый на рис. 4).

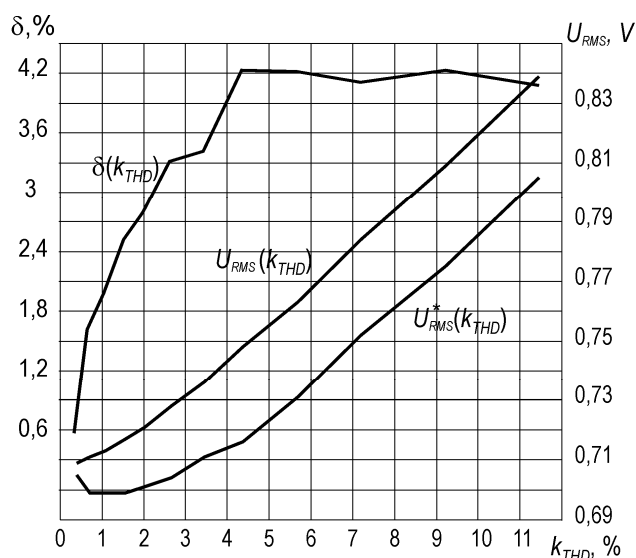


Рис. 4. Зависимость оценки среднеквадратического значения U_{RMS}^* от нелинейных искажений исследуемого процесса

В качестве эталонной величины использовано среднеквадратическое значение U_{RMS} , полученное путем вычисления классическим методом возведения в квадрат отсчетов, их накопления, усреднения и извлечения квадратного корня. Отсчеты брались с периодом 1 мкс. Соответствующий график $U_{RMS}(k_{THD})$ также представлен на рис.3. Сравнение значений, полученных фазовым методом и классическим представлено в виде графика зависимости относительной погрешности δ от коэффициента гармоник k_{THD} . Вычисление $\delta(k_{THD})$ производилось по формуле

$$\delta(k_{THD}) = \frac{|U_{RMS}(k_{THD}) - U_{RMS}^*(k_{THD})|}{U_{RMS}(k_{THD})} 100\% .$$

Если считать удовлетворительным результат измерений с относительной погрешностью $\delta(k_{THD})$ не более 3%, то, как это видно из приведенных графиков, допустимая «несинусоидальность» формы исследуемого сигнала может достигать $k_{THD} = 2\%$. Эти условия вполне укладываются в рамки решения различных задач, касающихся контроля уровня гармонических процессов как в области радиоизмерений, так и в области электроизмерений.

Результаты измерения среднеквадратического значения при наличии шумов

Немалый интерес представляет оценка фазовым методом среднеквадратического значения гармонического процесса в условиях воздействия шумов. В эксперименте использовался синусоидальный сигнал частотой 1 кГц и амплитудой 1 В, к которому подмешивался нормализованный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и спектром $u(f)$ показанным на рис. 5. На вход измерителя (см. рис. 2) подавался полученный указанным образом сигнал, имеющий вид зашумленной синусоиды, осциллограмма которой представлена на рис. 5, здесь же для наглядности показан и мешающий шум.

Оценка U_{RMS}^* получалась согласно принятому алгоритму (4) путем усреднения 100 результатов единичных измерений по первой четверти периода. Значения оцифрованных отсчетов U_{AD} на выходе АЦП до усреднения, при $q=19,6$, представлены на рис. 6 в виде их развертки во времени. В верхней части рис. 6 показаны импульсы выборки, осуществляющие слежение за фазой сигнала, моменты появления которых с периодом в 2 мс и определяют моменты обновления результатов единичных измерений, которые, как и следовало ожидать в данном случае, будут носить случайный характер. Эмпирический анализ полученных значений показывает, что их распределение близко к симметрич-

ному со средним $0,695 \text{ В}$ (оценка U_{RMS}^*), максимальным значением $0,797 \text{ В}$ (отклонение $0,102 \text{ В}$) и минимальным $0,597 \text{ В}$ (отклонение $0,098 \text{ В}$) (см. рис. 6).

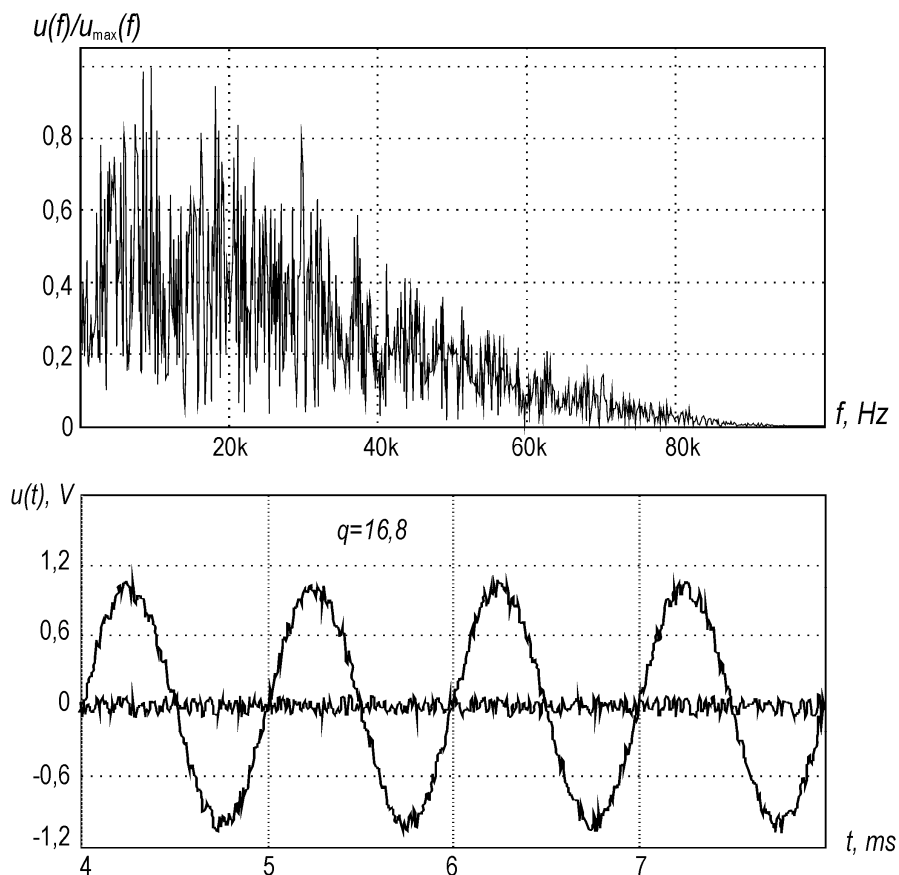


Рис. 5. Спектр помехи и осциллограмма зашумленного гармонического процесса, подаваемого на вход измерителя

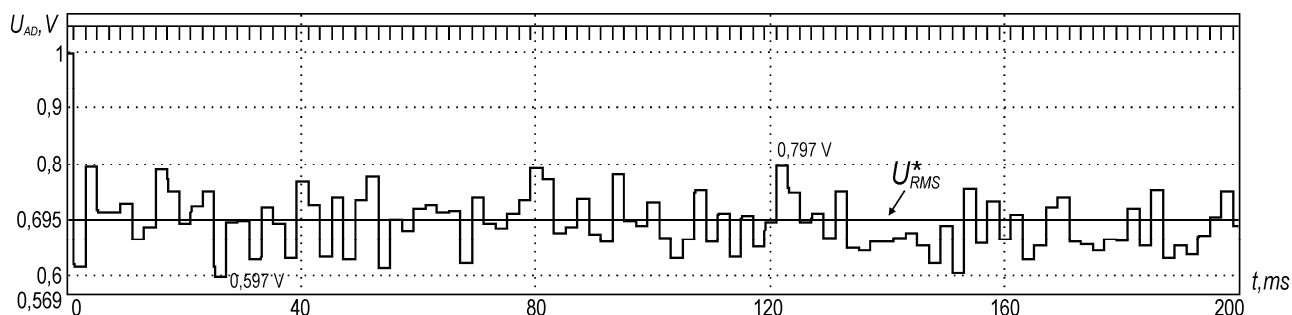


Рис. 6. Значения отсчетов на выходе АЦП при воздействии шума

Измеренные при различных отношениях сигнал/шум q среднеквадратические значения $U_{RMS}(q)$ и соответствующие погрешности $\delta(U_N)$ сведены в таблицу, в которой приняты следующие обозначения: U_N – среднеквадратическое значение шума; U_{Nmax} – пиковое значение шума; $q = \frac{0,707 B}{U_N}$ – нормированное отношение сигнал/шум. Относительная погрешность вычислялась по формуле

$$\delta(U_N) = \frac{|0,707 B - U_{RMS}(q)|}{0,707 B} 100\% .$$

Табл. Погрешность измерений U_{RMS} при различных отношениях сигнал/шум q

U_{Nmax}, B	U_N, B	q	$U_{RMS}(q), B$	$\delta(U_N), \%$
0,067	0,023	30,7	0,712	0,7
0,108	0,036	19,6	0,695	1,69
0,129	0,045	15,7	0,688	2,69
0,157	0,055	12,8	0,686	2,97

Как видим, погрешность измерений, вызванная воздействием шумов, даже при относительно низком значении $q=12,8$ и пиковом значении шумов достигающем почти 16% от амплитуды полезной составляющей, не превышает 3%. Здесь следует подчеркнуть, то, что клиппированию в компараторе измерителя подвергался сигнал с указанным в табл. 1 отношением сигнал/шум, без дополнительной фильтрации в измерителе. Предполагается, что все возможные действия по фильтрации уже выполнены и получено наилучшее в имеющихся условиях конкретное значение q . Кроме того, при преобразовании полуволн исследуемого сигнала в прямоугольные импульсы были приняты меры по исключению артефактов в виде ложных коротких импульсов, возникающих в области перехода синусоиды через нуль. Указанное является достаточно важным условием, поскольку существенный вклад в снижение точности оценки оказывают не столько случайные значения выборок, вызванные наложением на детерминированный сигнал шума, как это может показаться на первый взгляд, сколько случайные моменты взятия выборок. Именно многократные пересечения поро-

гового уровня в области нуля, приводящие к появлению порой целой серии ложных импульсов, после отработки в формирователе временных интервалов приводят к серьезным ошибкам в определении моментов взятия выборок. Избавиться от этого удастся введением в характеристику компаратора петли гистерезиса с обязательным выбором верхнего порога срабатывания максимально близкого к нулю, а нижнего – в отрицательной области. Это необходимо для исключения влияния гистерезиса на положение передних фронтов клиппированных сигналов. В эксперименте нижний уровень срабатывания составлял – 150 мВ, что позволило исключить появление ложных импульсов при воздействии шума с пиковыми значениями почти до 160 мВ. При этом следует иметь в виду, что минимально допустимая амплитуда исследуемых сигналов должна превышать нижний уровень срабатывания, так как в противном случае не возникнут условия для формирования отрицательного фронта импульса на выходе компаратора.

Заключение

Рассмотренный в статье фазовый метод позволяет получать оценку среднеквадратического значения гармонического процесса сугубо цифровым путем, без вспомогательных аналоговых операций, при этом особенностями метода являются:

- алгоритмическая и структурная простота реализуемых на его основе измерителей, так как не требуется применять не только быстродействующие АЦП, но и выполнять такие сложные арифметические операции, как квадрирование и извлечение квадратных корней;
- легкость перехода, без выполнения дополнительных арифметических операций, от измерений среднеквадратических значений к амплитудным;
- относительно низкая частота дискретизации исследуемого сигнала, поскольку, согласно предложенному алгоритму, выборки берутся строго в моменты равенства модулей мгновенных значений сигнала его среднеквадратическим значениям, количество которых за период не может превышать четырех (см.

выражение (1)), следовательно, частота дискретизации также не может превышать более чем в четыре раза частоту исследуемого сигнала, причем в реальных условиях, как несложно видеть из показанного в статье примера, оказывается достаточной и меньшая частота дискретизации, что существенно снижает требования к быстродействию АЦП по сравнению с классическим алгоритмом [2], по сути повторяющим в дискретной форме математическую трактовку среднеквадратического значения, погрешность оценки которого в этом случае обратно пропорциональна корню квадратному из числа выборок;

- зависимость верхней границы диапазона рабочих частот измерителя от дискрета формирования временного интервала, задающего точность слежения за фазой сигнала, что позволяет, при соблюдении методических требований, предъявляемых к быстродействию АЦП, увеличивать верхнюю границу диапазона рабочих частот путем повышения быстродействия первого каскада счетчиков, используемых для отсчета и формирования временных интервалов.

Литература

1. **Захаров И. П., Павленко Ю. Ф.** Эталоны в области электрорадиоизмерений. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008.
2. **Мирский Г. Я.** Электронные измерения. – М.: Радио и связь, 1986.
3. **Pat. US 6064193.** Method and apparatus for measuring the mean square value of an electrical signal / Victor L. Hansen, Charles L. Saxe; Tektronix, Inc. – May 16, 2000.
4. **Пат. RU 2229138.** Измеритель параметров гармонических процессов / Г. Р. Аванесян, А. А. Беспалов. – Опубл. 20. 05. 2004, Бюл. № 14.