УДК 519.246.27

КОРРЕЛОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИИ БИНАРНО-ЗНАКОВОГО АНАЛОГО-СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА

Якимов В.Н., *д.т.н., профессор Самарского государственного технического университета,*
e-mail: yvnr@hotmail.com

CORRELOGRAM ESTIMATION OF POWER SPECTRAL DENSITY BASED ON SIMULATION OF ONE-BIT ANALOG-STOCHASTIC QUANTIZATION IN PROCESSING A UNIFORMLY SAMPLED SIGNAL SEQUENCE

Yakimov V.N.

The article considers the problem of increasing the digital spectral analysis efficiency of a uniformly sampled signal by the correlogram method. The basis for solving this problem was the preprocessing of a uniformly sampled signal, which imitates the procedure of primary one-bit analog-stochastic signal quantization. As a result, a transition was made from processing multi-bit signal samples to processing sequences of samples with values equal to plus one or minus one. This approach made it possible to develop mathematical software for calculating the correlogram estimate of the power spectral density (PSD), the practical implementation of which leads to the execution of recurrent computational procedures. The main operations of these calculations are summation and subtraction. This reduces the multiplicative complexity of calculating the PSD estimation by the correlogram method. The practical result was the development of algorithmic support for calculating the correlogram estimate of the PSD. It is implemented in the form of a metrologically significant software module. Testing of this module confirmed that the proposed approach to calculating the correlogram estimate of the PSD allows for high-resolution spectral analysis against the background of additive noise and without shifting the harmonic components in frequency. The use of this module does not require the direct execution of one-bit analog-stochastic quantization of the analyzed signal. Therefore, it can be used as part of metrologically significant software designed for complex processing of uniformly sampled signals.

Key words: power spectral density, correlogram, one-bit stochastic quantization, fast algorithms.

Ключевые слова спектральная плотность мощности, коррелограмма, бинарное стохастическое квантование, быстрые алгоритмы.

Рассмотрена проблема повышения оперативности цифрового спектрального анализа равномерно дискретизированного сигнала коррелограммным методом. Основу решения данной проблемы составила предварительная обработка равномерной последовательности отсчетов сигнала, имитирующая процедуру первичного бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. В результате осуществлен переход от обработки многоразрядных отсчетов сигнала к обработке последовательностей отсчетов, имеющих значения равные только плюс или минус единица. Такой подход позволил разработать математическое обеспечение вычисления коррелограммной оценки спектральной плотности мощности (СПМ), практическая реализация которого приводит к выполнению рекуррентных вычислительных процедур. При этом основными операциями этих вычислений являются операции суммирования и вычитания. Это снижает мультипликативную сложность вычисления коррелограммных оценок СПМ. На основе математического обеспечения разработано алгоритмическое обеспечение для коррелограммной оценки СПМ. Оно реализовано в виде метрологически значимого программного модуля. Тестовые испытания данного модуля подтвердили, что предложенный подход к вычислению коррелограммной оценки СПМ позволяет проводить спектральный анализ с высоким разрешением на фоне аддитивного шума и без смещения гармонических составляющих по частоте. Использование данного модуля не требует непосредственного выполнения бинарно-знакового аналого-стохастического квантования анализируемого сигнала. Поэтому он может использоваться в составе метрологически значимого программного обеспечения систем, ориентированных на комплексную обработку равномерно дискретизированных сигналов.

Введение

Спектральный анализ сигналов является важной задачей в таких областях научных и прикладных исследованиях, как радиолокация, диагностика механических вибраций, идентификация речевых сигналов и т.п. В реальных условиях многие сигналы не могут быть однозначно определены вне интервала их наблюдения. В этом случае при спектральном анализе сигналов оценивается их спектральная плотность мощности (СПМ).

Одним из классических методов оценивания СПМ является коррелограммный метод. Согласно этому методу СПМ $S_{XX}(f)$ стационарного сигнала $X(t)$ определяется как преобразование Фурье его корреляционной функции (КФ) $R_{XX}(\tau)$. Ввиду того, что КФ является четной функцией, то достаточно вычислить только ее косинус-преобразование Фурье.

В настоящее время преимущественно используется цифровой подход к вычислению коррелограммной оценки СПМ [1-4]. В этом случае на интервале времени анализа $t \in [0;T]$ осуществляется аналого-цифровое преобразо-

вание наблюдаемой реализации сигнала $X(t)$ с частотой дискретизации f_s. Полученная последовательность отсчетов $\{ x(n\Delta t) \}$ подвергается центрированию, и формируется последовательность отсчетов $\{ \overset{o}{x}(n\Delta t) \}$ с нулевым средним значением, которая в дальнейшем подлежит цифровой обработке. Здесь $\Delta t = 1/f_s$ – интервал дискретизации, $n = 0,1,2,3,...,N$ и $N = \text{int}\,[T/\Delta t]$ – целая часть отношения $T/\Delta t$. При этом согласно теореме Котельникова частота дискретизации f_s должна быть не менее чем в два раза больше верхней граничной частоты $F_{\max}$ в спектре анализируемого сигнала [5,6]. В общем виде коррелограммная оценка СПМ в цифровом виде вычисляется с разрешением по частоте $\Delta f = 1/(N\Delta t)$ на частотах $f_k = k\Delta f$:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = 2\Delta t \sum_{v=0}^{V} w(v\Delta t)\hat{R}_{XX}(v\Delta t)\cos 2\pi f_k v\Delta t\,, \qquad (1)$$

где $\hat{R}_{XX}(v\Delta t)$ – оценка КФ сигнала $X(t)$, $w(v\Delta t)$ – отсчеты весовой функции $w(\tau)$, v – индекс времени задержки.

Оценка КФ $\hat{R}_{XX}(v\Delta t)$ вычисляется предварительно для дискретных значений времени задержки $\tau = v\Delta t$ по конечной последовательности отсчетов $\{ \overset{o}{x}(n\Delta t) \}$. Индекс времени задержки v изменяется от нуля до наибольшего возможного значения V. Весовые функции $w(\tau)$ называют корреляционными окнами. Они применяются с целью снижения эффекта «утечки» энергии в боковые лепестки оценки СПМ, что вызвано ограниченностью времени анализа и проявляется в виде наложения и искажения оценок спектральных компонент [7, 8].

Практическая реализация соотношения (1) требует, во-первых, предварительного вычисления оценок $\hat{R}_{XX}(v\Delta t)$, во-вторых, выполнения дискретного cos-преобразования Фурье. Реализация данных вычислений связана с необходимостью выполнения значительного объема операций цифрового умножения. Кроме того, применение корреляционного окна приводит к выполнению дополнительного числа операций умножения. Все это существенно влияет на мультипликативную сложность вычисления оценок СПМ и снижает оперативность проведения цифрового спектрального анализа коррелограммным методом.

Предлагаемый подход к вычислению коррелограммной оценки СПМ на основе имитации бинарно-знакового аналого-стохастического квантования

Одним из перспективных направлений в области повышения оперативности цифрового анализа сигналов является рандомизация процедуры аналого-цифрового преобразования, приводящая к снижению разрядности цифровых отсчетов [9-11]. В частности особый интерес представляет бинарно-знаковое аналого-стохастическое квантование, которое позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое преобразование сигнала в цифровую форму. Данный вид преобразования можно рассматривать как логическую динамическую процедуру, результатом которой в каждый момент времени являются значения минус или плюс единица в зависимости от текущего значения рандомизирующего вспомогательного сигнала, выполняющего функцию стохастического порога квантования. При этом за счет дискретно-событийного представления во времени результата данного вида квантования достаточно знать только отсчеты времени, в которые происходит смена его значений. Такой подход по сравнению с равномерной дискретизацией во времени снижает нагрузку на преобразование сигнала в цифровую форму и упрощает последующую цифровую обработку, что открывает инновационные перспективы для разработки эффективных в вычислительном отношении цифровых алгоритмов обработки сигналов. Исходя из этого, на основе данного вида квантования разработано математическое обеспечение и синтезированы вычислительные алгоритмы, приводящие к повышению оперативности частотного анализа сигналов [12-18]. Однако практическое применение этих алгоритмов требует наличия в системах обработки сигналов специальных аналого-цифровых преобразователей, осуществляющих подготовку исходных данных в необходимом для их выполнения цифровом формате [19,20]. Поэтому они не могут быть реализованы непосредственно в системах, ориентированных на обработку равномерно дискретизированных сигналов. Данное обстоятельство ограничивает применение на практике этих алгоритмов и разработанных на их основе программных компонент.

Принимая во внимание, что применение бинарно-знакового аналого-стохастического квантования позволяет разрабатывать эффективные в вычислительном отношении цифровые алгоритмы, целесообразным является рассмотрение его воспроизведения в процессе обработки отсчетов равномерно дискретизированного сигнала при вычислении коррелограммной оценки СПМ. Это можно сделать путем предварительной подготовки исходной последовательности отсчетов $\{ \overset{o}{x}(n\Delta t) \}$ с помощью процедуры, имитирующей дискретно-событийное выполнение данного вида квантования. При этом учтем, что для вычисления коррелограммной оценки СПМ необходимо иметь результаты выполнения двух независимых процедур бинарно-знакового аналого-стохастического квантования [21-23]. Исходя из этого, сформируем две последовательности отсчетов следующего вида:

$$z_1(n\Delta t) = \begin{cases} +1, & \overset{o}{x}(n\Delta t) \ge \xi_1(n\Delta t); \\ -1, & \overset{o}{x}(n\Delta t) < \xi_1(n\Delta t). \end{cases} \qquad (2)$$

$$z_2(n\Delta t) = \begin{cases} +1, & \overset{o}{x}(n\Delta t) \ge \xi_2(n\Delta t); \\ -1, & \overset{o}{x}(n\Delta t) < \xi_2(n\Delta t). \end{cases} \qquad (3)$$

В (2) $n = 0,1,2,3,...,N/2$, а в (3) $n = 0,1,2,3,...,N$. Здесь N должно быть четным числом. Отметим, что в процессе аналого-цифрового преобразования анализируемого сигнала $X(t)$ всегда можно обеспечить выпол-

нение условия четности числа отсчетов N формируемой последовательности $\{ \overset{o}{x}(n\Delta t) \}$. В (2) и (3) множества отсчетов $\{ \xi_1(n\Delta t)\}$ и $\{ \xi_2(n\Delta t)\}$ представляют собой две последовательности случайных чисел, которые генерируются независимо в статистическом смысле по отношению друг к другу. Каждая из этих последовательность имеет равномерное распределение в пределах от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$. При этом обязательным является выполнение условием $\xi_{\max} \geq |x(t)|_{\max}$, где $|x(t)|_{\max}$ наибольшее абсолютное значение, которое может принять анализируемый сигнал $X(t)$.

При вычислении коррелограммной оценки СПМ (1) будем использовать несмещенную оценку КФ $\hat{R}_{XX}(\nu\Delta t)$ для ν в пределах от нуля до $V = (N/2)-1$:

$$\hat{R}_{XX}(\nu\Delta t) = \frac{\xi_{\max}^2}{(N/2)} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} z_1(n\Delta t) z_2((n+\nu)\Delta t)\,. \quad (4)$$

Последовательности отсчетов $z_1(n\Delta t)$ и $z_2(n\Delta t)$ принимают значения «–1» и «+1». Поэтому достаточно знать их значения только для $n=0$ и значения индексов n, при которых происходит смена знака этих отсчетов. Исходя из этого, будем иметь множество целых чисел $\{ \eta(i):\ i = 1,2,3,...,I-1 \}$, соответствующих индексам смене значений последовательности отсчетов $z_1(n\Delta t)$. При этом $\eta(0)=0$ и $\eta(I) = N/2$.

Для значений индексов n в пределах $\eta(i) \leq n < \eta(i+1)$, где $0 \leq i \leq I-1$, значения $z_1(n\Delta t)$ остаются постоянными. Поэтому в этих пределах будем иметь $z_1(n\Delta t) = z_1(0)(-1)^i$. Принимая это во внимание, (4) можно записать в следующем виде:

$$\hat{R}_{XX}(\nu\Delta t) = z_1(0)\frac{2\xi_{\max}^2}{N} \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \sum_{n=\eta(i)}^{\eta(i+1)-1} z_2((n+\nu)\Delta t), \quad (5)$$

Введем обозначение:

$$A(\nu\Delta t) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \sum_{n=\eta(i)}^{\eta(i+1)-1} z_2((n+\nu)\Delta t). \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = z_1(0) K \sum_{\nu=0}^{(N/2)-1} w(\nu\Delta t) A(\nu\Delta t) \cos 2\pi f_k \nu, \quad (7)$$

где

$$K = \frac{4\Delta t\ \xi_{\max}^2}{N}. \quad (8)$$

Соотношение (7) определяет процедуру вычисления оценки СПМ. Практическая реализация этого соотношения предполагает вычисление значений $A(\nu\Delta t)$ согласно (6), что связано с обработкой отсчетов $z_2((n+\nu)$ с учетом смены значений отсчетов $z_1(n\Delta t)$. Из (6) следует, что при увеличении индекса времени задержки ν на единицу приходится обрабатывать последовательность отсчетов $z_2((n+\nu)\Delta t)$ также с учетом их смещения на один отсчет. Поэтому при вычислении $A(\nu\Delta t)$ достаточно учесть изменения значений $z_2((n+\nu)\Delta t)$ только для отсчетов, соответствующих смене значений последовательности отсчетов $z_1(n\Delta t)$, т.е. когда $n = \eta(i)$, где $i = 1,2,3,...,I-1$. Принимая это во внимание, значения $A(\nu\Delta t)$ могут вычисляться рекуррентно. Первоначально $A(\nu\Delta t)$ вычисляется для $\nu = 0$:

$$A(0) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \sum_{n=\eta(i)}^{\eta(i+1)-1} z_2(n\Delta t). \quad (9)$$

Для $\nu = 1,2,3,...,(N/2)-1$ значения $A(\nu\Delta t)$ вычисляются последовательно:

$$A(\nu\Delta t) = A((\nu-1)\Delta t) + z_1(0) B(\nu\Delta t), \quad (10)$$

где

$$B(\nu\Delta t) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left(z_2(\eta(i+1)+\nu) - z_2(\eta(i)+\nu-1) \right). \quad (11)$$

Соотношение (11) для вычисления $B(\nu\Delta t)$ также можно записать в виде:

$$B(\nu\Delta t) = C(\nu\Delta t) - D(\nu\Delta t), \quad (12)$$

где

$$C(\nu\Delta t) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i z_2(\eta(i+1)+\nu), \quad (13)$$

$$D(\nu\Delta t) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i z_2(\eta(i)+\nu-1). \quad (14)$$

Отметим, что значения $w(\nu\Delta t)$ и $A(\nu\Delta t)$ не зависят от частоты f_k. Поэтому в процессе вычисления $A(\nu\Delta t)$ можно одновременно формировать последовательность отсчетов:

$$H(\nu\Delta t) = w(\nu\Delta t) A(\nu\Delta t). \quad (15)$$

С учетом (15) именно последовательность отсчетов $H(\nu\Delta t)$ будет обрабатываться в ходе проведения спектрального анализа, и отсчеты оценки СПМ будут вычисляться следующим образом:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = z_1(0) K \sum_{\nu=0}^{(N/2)-1} H(\nu\Delta t) \cos 2\pi f_k \nu. \quad (16)$$

Результаты численных экспериментов

На основе соотношений (9) – (16) разработано алгоритмическое обеспечение для коррелограммной оценки СПМ, которое реализовано в виде метрологически значимого программного модуля. При этом были учтены требования, предъявляемые к программному обеспечению средств измерений [24]. В соответствии с этими требованиями предусмотрена функциональная независимость модуля, а также возможность его модификации и комплексирование в составе комплексного программного обеспечения систем, осуществляющих анализ сигналов в цифровом виде. Использование данного модуля в составе комплексного программного обеспечения не требует непосредственной реализации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования анализируемого сигнала. Подготовка исходных данных, необходимых для выполнения модулем своего функционального назначения, осуществляется согласно (2) и (3).

Экспериментальные исследования разработанного модуля проводились с учетом рекомендаций, определяющих порядок проведения тестовых испытаний (функциональных проверок) алгоритмов и программного обеспечения. Были учтены также требования, предъявляемые к применению компьютерных моделей для те-

стирования вычислительных алгоритмов обработки данных результатов измерений [25, 26].

В процессе тестовых испытаний использовалась модель исходных данных $\overset{o}{x}(n\Delta t)$, имитирующая центрированные отсчеты многокомпонентного сигнала:

$$\overset{o}{x}(n\Delta t) = \sum_{m=1}^{M} A_m \cos(2\pi f_m n\Delta t + \phi_m) + e(n\Delta t), \quad (17)$$

$$n = 0,1,2,3,...,N,$$

где A_m, f_m и φ_m соответственно амплитуды, частоты и начальные фазы гармонических составляющих, а $e(n\Delta t)$ отсчеты аддитивного шума.

Значения амплитуд A_m задавались в пределах значения равного единице и интерпретировались как нормированные по отношению к наибольшей амплитуде, которую имеют гармонические составляющие в составе модели сигнала. Исходя из этого одна из гармонических составляющих в (17) имела значение равное единице. Частоты f_m не превышали значения 0,5 и интерпретировались как нормированные по отношению к удвоенной верхней граничной частоте $F_{\max}$ диапазона частот оценивания СПМ. Использование при тестовых испытаниях последовательности отсчетов $\overset{o}{x}(n\Delta t)$ модели многокомпонентного сигнала, когда амплитуды и частоты гармонических составляющих имеют нормированные значения, объясняется тем, что для исследования метрологических характеристик вычисляемой оценки СПМ важны не столько абсолютные значения амплитуд и частот, а их значения по отношению друг к другу. Такой подход позволяет осуществить оценку таких основных функций испытуемого программного модуля, как способность частотного разрешения близких гармоник и возможность обнаруживать слабые гармоники в присутствии сильных гармоник, а также на фоне внешних аддитивных шумов.

Начальные фазы φ_m гармонических составляющих носили случайный характер, и их значения задавались в пределах интервала $-\pi \le \varphi_m \le +\pi$. Для этого использовался генератор равномерно распределенных величин.

Для имитации аддитивного шума использовалась равномерно распределенная последовательность белого шума с нулевым средним значением и дисперсией σ_e^2. В соответствии с равномерным законом распределения отсчеты $e(n\Delta t)$ такой модели шума принимали значения в пределах границ $\pm\sigma_e\sqrt{3}$.

С учетом того, что нормированный диапазон задания частот гармонических составляющих модели (17) не превышает значения 0,5, формирование отсчетов $\overset{o}{x}(n\Delta t)$ осуществлялось с частотой дискретизации $f_s \ge 1$. Последовательности отсчетов $z_1(n\Delta t)$ и $z_2(n\Delta t)$ формировались согласно (2) и (3). При этом для формирования последовательностей отсчетов $\xi_1(n\Delta t)$ и $\xi_2(n\Delta t)$ использовались два независимых генератора равномерно распределенных величин. Наибольшие значения этих последовательностей теоретически должно удовлетворять условию $\xi_{\max} \ge \sum_{m=1}^{M} A_m + \sigma_e\sqrt{3}$. На практике было достаточно, чтобы выполнялось простое условие $\xi_{\max} \ge \overset{o}{x}(n\Delta t)$, где $n = 0,1,2,3,...,N$.

В частности модель (17) содержала семь гармонических составляющих, значения амплитуд A_m и частот f_m которых приведены в таблице 1. Дисперсия последовательности отсчетов аддитивного шума σ_e^2 была равна единице. В таблице 1 для гармонических составляющих также приведены значения отношения сигнал-шум в децибелах (отношение мощности гармонической составляющей $P_m = (A_m/\sqrt{2})^2$ к мощности шума $Pe = \sigma_e^2 = 1$). В этой же таблице приведены в децибелах значения отношения мощности каждой из гармонических составляющих к мощности гармонической составляющей с наибольшей амплитудой $A_m^2 / A_{\max}^2$. Для данного состава модели наибольшую амплитуду $A_{\max} = 1$ имела гармоническая составляющая с индексом $m = 3$.

На рисунках 1 – 3 приведены графические изображения нормированных оценок СПМ в децибелах, полученные с применением естественного окна, косинусного окна и окна Бартлетта (треугольного). Они вычислены с разрешением $\Delta f = 0,001$ единиц нормированной частоты. Гармонические составляющие на всех графиках четко различимы. Смещения спектральных оценок гармонических составляющих нет. Они идентифицированы в соответствии со значениями их частот. Ложных спектральных составляющих нет. Расщепление оценок спектральных составляющих не наблюдается. Уровень спектральной оценки аддитивного шума $e(n\Delta t)$ остается достаточно низким. Практически он находится на уровне

Таблица 1. Параметры гармонических составляющих

m	A_m	f_m	$A_m^2 / A_{\max}^2$, дБ	P_m / Pe, дБ
1	0,15	0,18	-16,48	-19,49
2	0,3	0,2	-10,46	-13,47
3	1,00	0,25	0	-3,01
4	0,25	0,28	-12,04	-15,05
5	0,7	0,3	-3,10	-6,11
6	0,5	0,33	-6,02	-9,03
7	0,2	0,37	-13,98	-16,99

–40 дБ и не превышает значения –30 дБ в пределах всего частотного диапазона оценок СПМ.

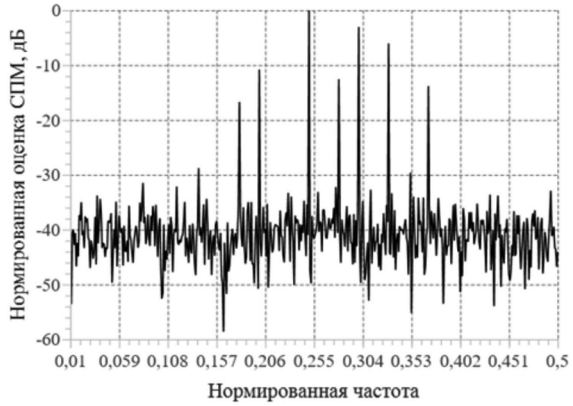


Рисунок 1. Нормированные оценки СПМ: естественное окно

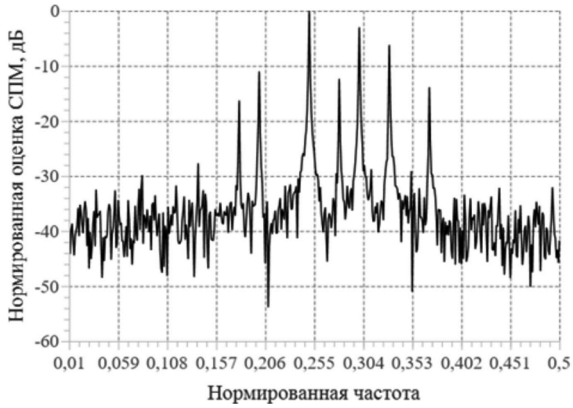


Рисунок 2. Нормированные оценки СПМ: косинусное окно

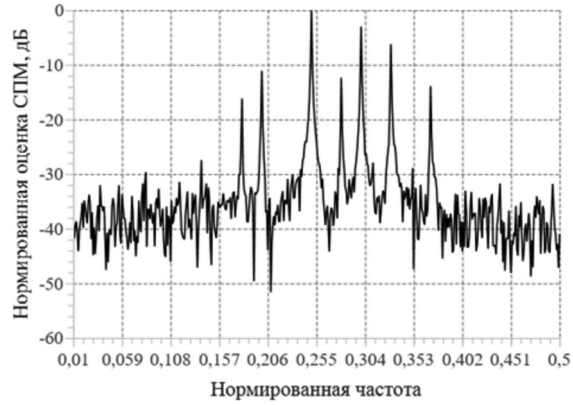


Рисунок 3. Нормированные оценки СПМ: окно Бартлетта (треугольное)

Результаты тестовых испытаний подтвердили, что разработанное математическое и алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом на основе имитации бинарно-знакового аналого-стохастического квантования при обработке последовательности отсчетов равномерно дискретизированного сигнала позволяют вычислять спектральные оценки с высоким разрешением и без смещения по частоте.

Заключение

Рассмотрена проблема повышения оперативности цифрового спектрального анализа равномерно дискретизированного сигнала коррелограммным методом. Решение этой проблемы основано на предварительной обработке равномерной последовательности отсчетов сигнала, имитирующей процедуру первичного бинарно-знакового аналого-стохастического квантования сигнала. Такой подход позволил перейти к обработке последовательностей отсчетов $z_1(n\Delta t)$ и $z_2(n\Delta t)$, имеющих значения равные только ± 1. В результате получены вычислительные процедуры, снижающие мультипликативную сложность вычисления коррелограммных оценок СПМ. Основу практической реализации этих процедур составляет вычисление значений $A(\nu\Delta t)$ согласно (6). Важно отметить, что в соответствии с (10) – (14) вычисление $A(\nu\Delta t)$ осуществляется рекуррентно и связано только с обработкой отсчетов $z_2(n\Delta t)$ с учетом их задержки на ν отсчетов. При этом основными операциями этих вычислений являются операции суммирования и вычитания. Выполнение операций умножения необходимо только при вычислении отсчетов $H(\nu, f_k)$. Однако в случае прямоугольного (естественного) корреляционного окна, применение которого фактически является формальным и определяется только конечностью обрабатываемой последовательности отсчетов сигнала, будем иметь $H(\nu\Delta t) = w(\nu\Delta t)$, и, следовательно, выполнение операций умножения не требуется. Все это обеспечивает упрощение и повышение оперативности вычисления коррелограммных оценок СПМ при осуществлении равномерной дискретизации сигналов. Тестовые испытания разработанного программного модуля подтвердили, что предложенный подход к вычислению коррелограммной оценки СПМ позволяет проводить спектральный анализ с высоким разрешением на фоне аддитивного шума и без смещения гармонических составляющих по частоте. При этом его функционирование не требует специальных преобразователей, осуществляющих бинарно-знако-вое аналого-стохастичес-кое квантования анализируемого аналогового сигнала. Он может непосредственно использоваться в составе метрологически значимого программного обеспечения систем, ориентированных на комплексную обработку равномерно дискретизированных сигналов.

Литература

1. Marple Jr.S.L. Digital Spectral Analysis with Applications: Second edition. Dover Publications Inc., 2019. 432 p.

2. Oppenheim A.V., Schafer R.W. Discrete-Time Signal Processing: Third edition. Pearson Higher Education, 2010. 1108 p.

3. Stoica P., Moses R. Spectral Analysis of Signals. Pearson Prentice Hall, 2005. 452 p.

4. Allen R.L., Mills D. Signal Analysis: Time, Frequency, Scale, and Structure. Wiley-IEEE Press, 2004. 960 p.

5. Pelgrom M. Analog-to-Digital Conversion: Third Edition. Springer, 2017. 548 p.

6. Kester W. (Editor). Analog-Digital Conversion. Analog Devices, 2004. 1138 p.

7. Prabhu K.M.M. Window Functions and Their Applications in Signal Processing. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2014. XXII, 382 p.

8. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. Изд. 2-е. М.: Техносфера, 2016. 208 с.

9. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. Радиолокация: стохастический подход. Под ред. Ю.Н. Горбунова. М.: Горячая линия-Телеком, 2016. 520 с.

10. Max J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1: Principes generaux et methodes classiques. Paris: Masson, 1996. XXVII-355 p.

11. Bilinskis I. Digital Alias-Free Signal Processing. Wiley, 2007. 454 p.

12. Якимов В.Н. Цифровое оценивание спектральной плотности мощности на основе знакового стохастического квантования непрерывных процессов. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2001. № 12. С. 60-64.

13. Якимов В.Н. Цифровой спектральный анализ на основе знакового двухуровневого преобразования непрерывных случайных процессов и асимптотически несмещенной оценки корреляционной функции. Измерительная техника. 2005. № 12. С. 18-23.

14. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой спектральный анализ на основе знакового оценивания корреляционной функции и косинус-преобразования корреляционного окна. Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 8. С. 606-614.

15. Якимов В.Н. Цифровой комплексный статистичес-кий анализ на основе знакового представления случайных процессов. Известия самарского научного центра РАН. 2016. Т. 18. № 4-7. С. 1346-1353.

16. Якимов В.Н., Машков А.В. Алгоритм вычисления оценки спектральной плотности мощности на основе обработки знаковых сигналов с использованием врем-ных весовых функций. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 4. С. 3-8.

17. Якимов В.Н. Цифровой спектральный анализ на основе равномерной дискретизации во времени корреляграммной спектральной оценки и бинарного стохастического квантования сигнала. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2020. № 2. С. 29-35.

18. Якимов В.Н., Машков А.В. Оценивание спектральной плотности мощности на основе коррелограммного метода с использованием бинарного знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2017. № 10. С. 60-66.

19. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Специализированное программное обеспечение измерительной системы для оперативного оценивания спектрального состава многокомпонентных процессов. Программные продукты и системы. 2019. № 1. С. 159-166.

20. Yakimov V.N., Zaberzhinskij B.E., Mashkov A.V. Bukanova Yu.V. Multi-threaded approach to software high-speed algorithms for spectral analysis of multi-component signals. Proceedings of IEEE XXI International Conference on Complex Systems: Control and Modeling Problems (CSCMP). Samara, 2019. pp. 698-701.

21. Якимов В.Н. Цифровой корреляционный анализ на основе интервального представления результата знакового преобразования случайных процессов. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2001. №11, 61-66 с.

22. Якимов В.Н. Структурное проектирование цифровых коррелометров для оперативного корреляционного анализа на основе знакового аналого-стохастического квантования. Измерительная техника. 2007. № 4, 6-11 с.

23. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровое оценивание моментов корреляционной функции на основе знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса. Измерительная техника. 2016. № 1. С. 11-13.

24. ГОСТ Р 8.654-2015 Государственная система обеспечения единства измерений. Требования к программному обеспечению средств измерений. Основные положения. Введ. 2016-03-01. М.: Стандартинформ, 2015. 12 с.

25. ГОСТ Р 8.883-2015 Государственная система обеспечения единства измерений. Программное обеспечение средств измерений. Алгоритмы обработки, хранения, защиты и передачи измерительной информации. Методы испытаний. Введ. 2016-03-01. М.: Стандартинформ, 2019. 23 с.

26. ГОСТР 57700.22-2020 Компьютерные модели и моделирование. Классификация. Введ. 2021-06-01. М.: Стандартинформ, 2020. 7 с.

НОВЫЕ КНИГИ



Шарамет А.В.

Информационное обеспечение систем защиты летательных аппаратов от управляющих средств поражения: Научное издание, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 178 с.: ил.

Рассмотрены вопросы повышения информативности бортового комплекса обороны летательного аппарата для увеличения эффективности его защиты от управляемого ракетного оружия за счет согласованного помехового, маневренного и огневого противодействия. Изложены и систематизированы основные проблемы по защите летательного аппарата от управляемых средств поражения, а также рассмотрены основные пути повышения эффективности его защиты от них. Даны оценочные расчеты отражательных свойств головок самонаведения управляемых ракет класса «воздух-воздух» и «земля-воздух», как объектов радиолокационного наблюдения. Представлено описание и проведен анализ результатов полунатурного экспериментального исследования. На основе векторно-алгебраического подхода к формализации задач определения координат объектов в многопозиционной измерительной системе проведен синтез алгоритма оценки декартовых координат атакующей ракеты по суммарно-дальномерной информации.