

P11-2007-11

В. А. Калинин

НОВЫЕ АЛГОРИТМЫ
ДИСКРЕТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ
ДЛЯ ЦИФРОВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ИЗМЕРЕНИЯ
НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ
В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Направлено в журнал «Приборы и техника эксперимента»

Калинников В. А.

P11-2007-11

Новые алгоритмы дискретных преобразований
для цифрового спектрального измерения
нестационарных сигналов в реальном времени

Рассматриваются новые алгоритмы дискретных преобразований для реализации достоверного спектрального измерения нестационарных сигналов в реальном времени. Особенности математического аппарата в предложенных методах позволяют реализовать в реальном времени ряд эффективных алгоритмов цифровой обработки сигналов, таких как вычисление спектральной плотности мощности, корреляционных параметров, цифровой свертки и т. д., которые из-за временных ограничений невозможно выполнить классическими методами преобразований. Методы статистической обработки динамических разверток модулей коэффициентов Фурье позволяют получить в реальном времени достоверную спектральную оценку нестационарных сигналов.

Работа выполнена в Лаборатории ядерных проблем им. В. П. Дзелепова ОИЯИ.

Препринт Объединенного института ядерных исследований. Дубна, 2007

Kalinnikov V. A.

P11-2007-11

New Algorithms of Discrete Transformations
for Digital Spectral Measurement of Non-Stationary
Signals in Real Time

New methods of the discrete transformations for realization of reliable spectral measurement of non-stationary signals in real time are considered. Features of the offered mathematical methods allow one to realize in real time effective algorithms of digital processing of signals, such as calculation of spectral density of capacity, correlation parameters, digital convolution, etc. which cannot be executed by classical methods of transformations because of time restrictions. Methods of statistical processing of dynamic modules of Fourier factors allow obtaining an authentic spectral rating of non-stationary signals in real time.

The investigation has been performed at the Dzhelepov Laboratory of Nuclear Problems, JINR.

Preprint of the Joint Institute for Nuclear Research. Dubna, 2007

ВВЕДЕНИЕ

Сложность и насыщенность задач современных физических исследований требует разработки и совершенствования методов цифровой обработки и анализа сигналов с детекторных систем ядерно-физических установок. Главной целью такой обработки является эффективное и достоверное выделение полезных составляющих из общей суммы зарегистрированных сигналов и преобразование их в форму, удобную для дальнейшего использования. Например, в системах диагностики ускорительных комплексов ряд задач связан с анализом амплитуды и фазы колебаний пучка, содержащихся в дискретных выборках регистрируемых аналоговых сигналов, которые имеют значительную шумовую составляющую. На практике эти задачи решаются в основном с использованием алгоритмов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [1, 2]. Однако частотное разрешение, получаемое на небольшой длине выборки дискретных сигналов, недостаточно, а присутствие сильных шумов приводит к неправильным спектральным оценкам [3–5]. Поэтому разработка новых эффективных методов дискретных преобразований для обработки сигналов с детекторных систем ядерно-физических установок с учетом особенности среды их реализации является одной из перспективных и актуальных научно-технических задач в современной экспериментальной физике.

НОВЫЙ РЕКУРРЕНТНЫЙ АЛГОРИТМ ЦИФРОВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ИЗМЕРЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

При обработке сигналов в спектральном измерении решаются в основном задачи двух типов: задача обнаружения и задача оценивания [5, 6]. При выполнении задачи обнаружения дается ответ на вопрос — присутствует ли в данное время на входе некоторый сигнал с априорно известными частотными параметрами. Оценивание — это задача измерения частотных параметров, описывающих анализируемый сигнал. Кроме того, при анализе нестационарных сигналов необходимо определить, как точно спектральная оценка, получаемая на данном интервале выборки, характеризует поведение сигнала во времени. Эта задача требует выполнения статистических критериев (*смещение и дисперсия*) качества оценки непрерывных текущих спектральных измерений. Поэтому для эффективного спектрального измерения нестационарных сигналов

нужны в реальном времени определенные процедуры в алгоритмах преобразований, которые оказывают влияние на конечные результаты измерений [3–7]: высокое быстродействие (необходимое для получения заданного частотного разрешения), перекрытие интервалов выборки анализируемого сигнала (для уменьшения частотных искажений), учет вклада предшествующих отсчетов в вычисляемый текущий спектр.

На практике измерение спектра нестационарных сигналов в основном реализуется на базе гребенки цифровых фильтров или с использованием алгоритмов ДПФ на коротком интервале выборки [1, 2]. Эффективность спектрального измерения нестационарных сигналов на гребенке цифровых фильтров будет *некачественной*, так как частотная характеристика такой системы имеет большие уровни боковых лепестков, сквозь которые «просачивается» энергия гармоник, с частотами, существенно отличающимися от центральной частоты полосы пропускания фильтра [5, 6].

Спектральный анализ нестационарных сигналов на основе ДПФ на коротком интервале выборки требует применения алгоритмов «взвешивания» входной последовательности и учета вклада предшествующих отсчетов в вычисляемый текущий спектр [4–6]:

$$X(\omega_k, nT) = e^{-j(2\pi/N)kn} \underbrace{\sum_{l=0}^{N-1} g(l, n) e^{j(2\pi/N)lk}}_{\text{ДПФ}}, \quad (1)$$

где $g(l, n) = \sum_{m=0}^{[M/N]+1} x(n, T - lT - mNT)h(lT + mNT)$ — взвешенная анализируемая последовательность. В реальном времени точность такого измерения на небольшой длине выборки массива данных также невысока, а отсутствие перекрытия интервалов выборок дискретного сигнала приводит к значительным частотным искажениям.

Для эффективного решения данной задачи был предложен новый метод, в котором текущая спектральная оценка вычисляется на основе уже вычисленного значения на предыдущей выборке дискретного сигнала, т. е. рекуррентно [6–8]. Выражение для текущей спектральной оценки на частоте k при выборке сигнала в интервале от $x(n)$ до $x(N - 1)$ для данного метода определено следующим образом [6–8]:

$$\begin{aligned} S_{n+1}(k) &= S_n(k) + x(n+1) \cdot W^{-k(N-1)} - x(n-N+1) \cdot W^{-k(N-1)} = \\ &= S_n(k) + [x(n+1) - x(n-N+1)] \cdot W^{-k(N-1)}, \quad (2) \end{aligned}$$

где $S_{n+1}(k)$ — текущее спектральное измерение на $n + 1$ дискретном значении сигнала $x(i)$; $x(n+1)$ и $x(n-N+1)$ — дискретные значения входящего и выходящего сигналов из выборки длительностью N соответственно;

$W = e^{-j(2\pi/N)}$; k — текущее значение частоты, на которой производится измерение спектра. Аналогично определены рекуррентные выражения для всего диапазона анализируемых частот $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

Для вычисления спектральной оценки на базе выражения (2) требуется одно комплексное умножение независимо от длины выборки N . Поэтому в данном методе достигается высокое быстродействие при минимальных аппаратных затратах на его реализацию. Вычисление алгоритма РПФ на $k = N/2$ частотах требует только $N/2$ комплексных умножений, что в $\log_2 N$ раз меньше по сравнению с алгоритмом быстрого преобразования Фурье [7, 9]. Это позволяет в реальном времени проводить спектральное измерение на любой длине выборки данных с высоким частотным разрешением.

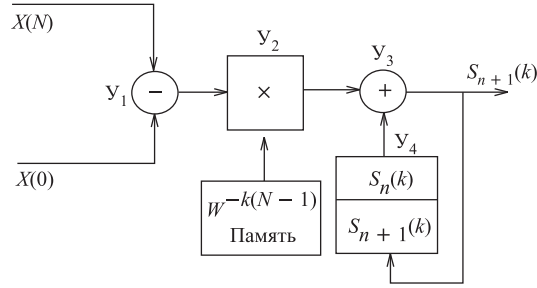


Рис. 1. Блок-схема алгоритма вычисления скользящего спектрального измерения на базе рекуррентного алгоритма преобразования Фурье

Блок-схема спектрального измерения на базе предложенного рекуррентного алгоритма показана на рис. 1. На устройстве Y_1 вычисляется разность сигналов $\Delta f = [X(N) - X(0)]$, где $X(N)$ — значение сигнала $x(n + 1)$, входящего в выборку при смещении временного окна на один отсчет, а $X(0)$ — значение сигнала $x(n - N + 1)$, выходящего из выборки. В арифметическом блоке Y_2 разность Δf умножается на тригонометрический коэффициент $W^{-k(N-1)}$ для получения произведения $\Delta f \cdot W^{-k(N-1)}$. В блоке Y_3 с использованием полученного значения $S_n(k)$ на предыдущей выборке вычисляется новая спектральная оценка $S_{n+1}(k) = S_n(k) + \Delta f \cdot W^{-k(N-1)}$, которая записывается в регистр Y_4 и будет использоваться при вычислении спектра на следующем временном интервале в точке $x(n + 2)$. Аналогично вычисляются текущие оценки спектра во всем диапазоне частот $0 \leq k \leq N - 1$.

Графическое отображение спектра анализируемого сигнала выполняется в виде амплитудного и фазового спектра [7, 9]:

$$A_{n+1}(k) = \sqrt{\text{Re}^2[S_{n+1}(k)] + \text{Im}^2[S_{n+1}(k)]},$$

$$\varphi_{n+1}(k) = \arctg \left[-\frac{\text{Im}[S_{n+1}(k)]}{\text{Re}[S_{n+1}(k)]} \right],$$
(3)

где $\operatorname{Re}[S_{n+1}(k)] = \operatorname{Re}[S_n(k)] + B_{k,n+1}$; $\operatorname{Im}[S_{n+1}(k)] = \operatorname{Im}[S_n(k)] - C_{k,n+1}$ — действительная и мнимая части алгоритма РПФ, а $B_{k,n+1} = \Delta f \cos(2\pi kn/N)$ и $C_{k,n+1} = \Delta f \sin(2\pi kn/N)$ — тригонометрические коэффициенты для всех $k, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

На базе рекуррентного метода разработаны цифровые анализаторы спектра, в которых ошибка спектрального измерения оценивается как [7, 9]

$$\varepsilon_{\text{РПФ}} = \sum_{n_i} [\varepsilon_{\text{АЦП}_{\text{ош}}} \pm \varepsilon_{\text{АЦП}_{\text{шум}}} + \varepsilon_{\text{округ}}], \quad (4)$$

где $\varepsilon_{\text{АЦП}_{\text{шум}}}$ — ошибка квантования; $\varepsilon_{\text{АЦП}_{\text{ош}}}$ — ошибка аналого-цифрового преобразования; $\varepsilon_{\text{округ}}$ — ошибка округления (усечения) двоичного числа. Как видно из выражения (4), основной вклад в ошибку вычисления вносят точность преобразования АЦП и точность двоичного представления чисел. Ошибка округления (усечения) двоичного числа влияет на точность спектральных измерений и искажает спектральные оценки в области высоких частот [3, 6].

Новый метод рекуррентного преобразования (РПФ) объединяет в себе следующее:

- алгоритмы дискретного преобразования Фурье и весовой обработки анализируемых данных, что позволяет учитывать «прошлое» процесса (характер поведения сигнала на предыдущих выборках) при вычислении текущей оценки спектра;
- реализует режим спектрального измерения с максимальным перекрытием интервалов выборок дискретного сигнала, что гарантирует минимальные частотные искажения;
- является полноразмерным преобразованием Фурье (т.е. реализует непрерывное преобразование временного описания сигнала в частотное), что позволяет на практике выполнить алгоритмы статистической обработки получаемых текущих спектральных оценок.

НОВЫЙ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВОЙ АЛГОРИТМ СПЕКТРАЛЬНОГО ИЗМЕРЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Для анализа сигналов на базе алгоритмов ДПФ характерны следующие недостатки [4, 10, 11]: ошибки преобразования, которые связаны с эффектами неточности представления тригонометрических констант в цифровой аппаратуре (операции округления и усечения с комплексными числами); реализация операций умножения требует больших аппаратурных и временных

затрат; недостаточно быстрое вычисление алгоритмов преобразования. Например, из-за эффекта шума округления на базе классических алгоритмов практически невозможна реализация цифровых рекурсивных фильтров высокого порядка (КИХ-фильтров) [3, 4].

Для устранения этих недостатков в работах [10–12] был предложен новый метод спектрального измерения на основе рекуррентного теоретико-числового преобразования (РТЧП). Текущая спектральная оценка в данном методе вычисляется в соответствии с d -точечным выражением РТЧП [10–12]:

$$S_{n+1}(k) = S_n(k) + [a(n+1) - a(n-d+2)] \cdot r^{-k(d-1)}, \quad (5)$$

где $S_n(k)$ — предыдущая спектральная оценка на выборке сигнала от $a(n)$ до $a(n-d+1)$ на частоте k ; $N = d-1$ — длина выборки сигнала; $a(n+1)$ — новое дискретное значение сигнала $a(n_j)$, входящего в выборку; $a(n-d+2)$ — дискретное значение сигнала, выходящего из выборки. Элемент $r = (a + \bar{i}b)$ является примитивным элементом, порождающим все ненулевые элементы поля $GF(q^2)$. Конечное поле $GF(q^2)$ представляет собой множество элементов $\{\alpha + \bar{i} \cdot b\} \in GF(q^2)$, где $\alpha, b \in GF(q)$, а \bar{i} является корнем уравнения $p(x) = x^2 + 1 = 0$, удовлетворяющего равенству $\bar{i}^2 = (-1)$, т.е. играет ту же самую роль в конечном поле, что и $j = \sqrt{-1}$ в поле комплексных чисел [10, 11]. Аналогичным образом определяются рекуррентные выражения для всего диапазона частот $k, n = 0, 1, \dots, d-1$.

На рис. 2 показана блок-схема спектрального измерения на базе РТЧП в поле $GF(g^2)$. Данный метод на основе РТЧП позволяет реализовать динамический спектральный анализ нестационарных сигналов в системах реаль-

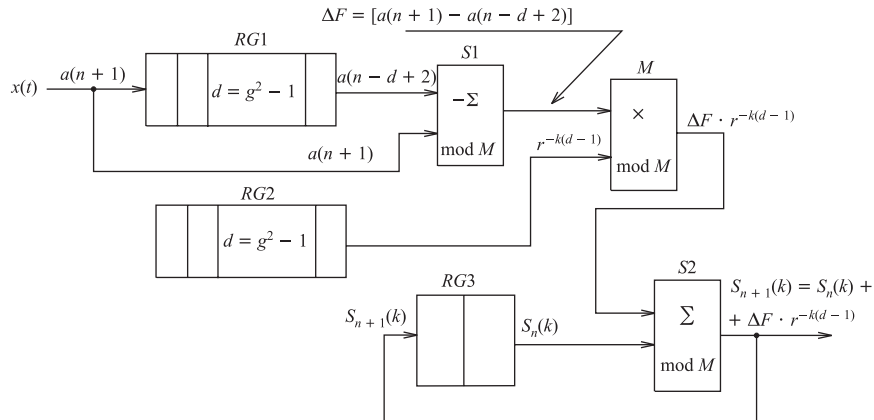


Рис. 2. Функциональная схема динамического спектрального измерения на базе РТЧП в поле $GF(g^2)$

ного времени. В отличие от аналогичного рекуррентного преобразования в поле комплексных чисел, данный алгоритм является точным, т. е. не вносит ошибки в алгоритм преобразования. Если в качестве модуля поля $GF(q^2)$ выбрать число Ферма $F_t = 2^t + 1$ (где $t = 2^b$, b — целое число), то выражение (5) будет иметь следующий вид [10–12]:

$$S_{n+1}(k) = S_n(k) + [a(n+1) - a(n-d+2)] \cdot 2^{-k(d-1)}, \quad (6)$$

что требует только сдвига кодовых слов и не требует выполнения операции двоичного умножения, в связи с чем аппаратная реализация алгоритма РТЧП значительно превосходит по быстродействию аналогичные алгоритмы ДПФ.

Недостатком в РТЧП является ограниченная длина выборки дискретного сигнала, которая может быть увеличена за счет преобразования одномерной последовательности в многомерную свертку и вычисления многомерного РТЧП по более коротким выборкам. Для L -мерной цифровой последовательности $\{a(n_1, n_2, \dots, n_l)\}$ выражение для многомерного рекуррентного теоретико-числового спектрального измерения имеет следующий вид [10, 11]:

$$S_{n+1,k}[a(n_1, n_2, \dots, n_l)] = S_{n,k}[a(n_1, n_2, \dots, n_l)] + \prod_{m=1}^l \left\{ r^{(k_m n_m / d_m)} [a_m(d_m) - a_m(0)] \right\}, \quad (7)$$

где $S_{n,k}[a(n_1, n_2, \dots, n_l)]$ — спектральная оценка, вычисленная на предыдущей выборке сигналов. В практических применениях целесообразно использовать алгоритмы многомерного разложения анализируемой последовательности по модулю чисел Ферма или Мерсенна, так как в РТЧП по модулю чисел Ферма возможно применение быстрых алгоритмов (аналогичных быстрому преобразованию Фурье), а в преобразованиях по модулю чисел Мерсенна арифметические операции выполняются проще.

Аппаратурная реализация алгоритмов РТЧП выполняется существенно быстрее по сравнению с алгоритмами ДПФ. Это достигается за счет того, что в РТЧП отсутствуют операции умножения, вычисления выполняются только с действительными числами, вычисляются точные значения результатов, поэтому не применяются дополнительные алгоритмы по проверке переполнения конечного результата. По этой причине данный метод целесообразно использовать в быстрых и точных алгоритмах дискретных преобразований для цифровой фильтрации сигналов и в эффективных системах анализа для различных систем диагностики. Например, в системах оперативной диагностики для прецизионного измерения положения пучка в условиях значительной шумовой составляющей в аналоговом сигнале.

НОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СПЕКТРАЛЬНЫХ ОЦЕНОК В СКОЛЬЗЯЩЕМ РЕЖИМЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Спектральная оценка, получаемая на короткой длине выборки данных, характеризует лишь некоторое предположение относительно истинной спектральной функции, поэтому характеристики спектральных оценок должны описываться с помощью статистических критериев качества. Статистический анализ спектральных оценок для нестационарных сигналов в реальном времени представляет трудную проблему. Для решения этой задачи в реальном времени в работах [13–15] были предложены новые методы цифровой обработки: метод определения локальных стационарных участков модулей коэффициентов Фурье и метод усреднения текущих спектральных оценок. В этих методах из длинной последовательности измеренных спектральных параметров выделяются короткие участки данных, которые можно считать локально-стационарными. Анализируя изменения спектральных оценок от одного такого сегмента к другому, можно получить статистически устойчивую оценку спектра нестационарного сигнала.

Алгоритм определения участков локальной стационарности. В настоящее время измерение стационарности ведется как правило с использованием многопроцессорных систем общего назначения на основе программной структуры организации вычислений [13, 16]. Однако с ростом требований по обеспечению *реального времени* в системах цифрового динамического спектрального анализа универсальные средства не в состоянии обеспечить необходимую вычислительную мощность. Увеличение же мощности путем распараллеливания процессоров общего назначения приводит к существенному росту экономических затрат, не удовлетворяет требованиям по параметрам веса, габаритов и объема оборудования. Кроме того, значительно снижается надежность всего вычислительного комплекса [16].

Для решения данной задачи в работах [13, 14] был предложен метод определения стационарных участков модулей комплексных коэффициентов Фурье в режиме скользящего спектрального измерения. Схема алгоритма выделения участков локальной стационарности представлена на рис. 3. До начала работы в устройство заносятся значения параметров стационарности F , R , K , L , где $F = \{f_1, f_2, f_3\}$ определяет три значения зон стационарности по амплитуде. Параметры K и L определяют уровни значений коэффициентов преобразования, в которых действуют соответствующие оценки f_i . Параметр R (рис. 4) определяет ширину зоны стационарности, где значения коэффициентов преобразования по амплитуде не выходят за пределы этого значения. Модули спектральных коэффициентов подаются на вход устройства определения стационарности, где текущее значение $A_{p+1}(m)$ сравнивается со значением $A_p(m)$ на предыдущей выборке. В зависимости

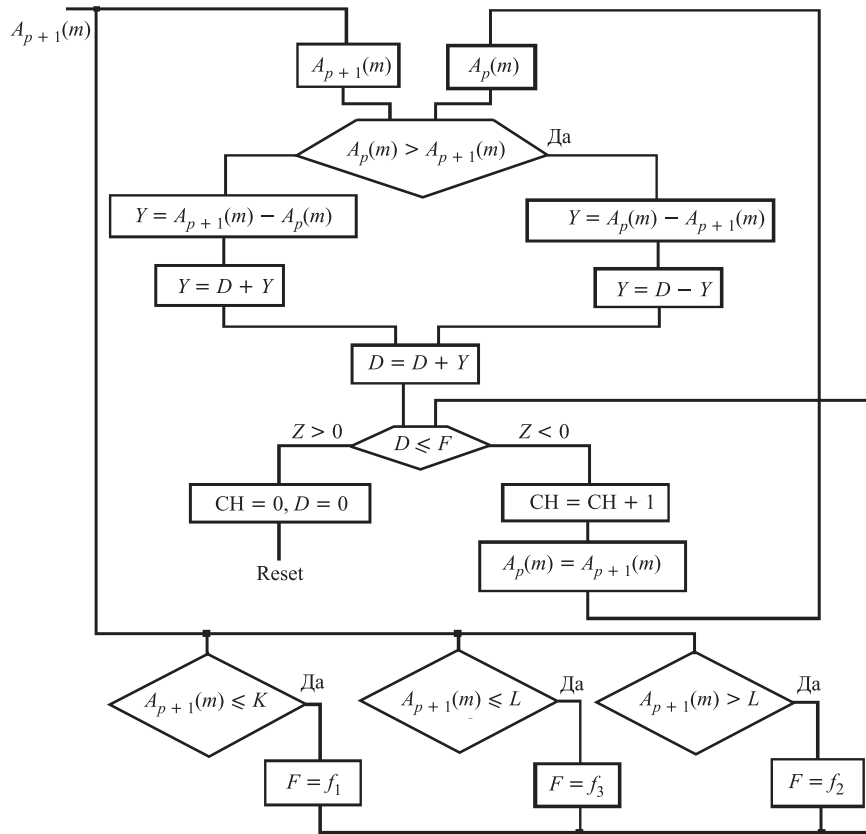


Рис. 3. Схема алгоритма вычисления участков локальной стационарности комплексных коэффициентов Фурье

от результата сравнения $A_p(m) < A_{p+1}(m) \geq A_p(m)$ вычисляется значение $y = \text{mod} [A_{p+1}(m) - A_p(m)]$, которое добавляется либо вычитается из D , т. е.

$$Y = \begin{cases} D + y, & \text{если } A_{p+1}(m) > A_p(m), \\ D - y, & \text{если } A_{p+1}(m) < A_p(m), \end{cases}$$

где D — накапливаемое приращение. На последней ступени обработки выработываются признаки участков локальной стационарности R . Анализируя состояние этих признаков, процессор определяет — является ли данный участок анализируемого сигнала локально-стационарным. В случае положительного решения на следующем этапе обработки выполняется сглаживание зна-

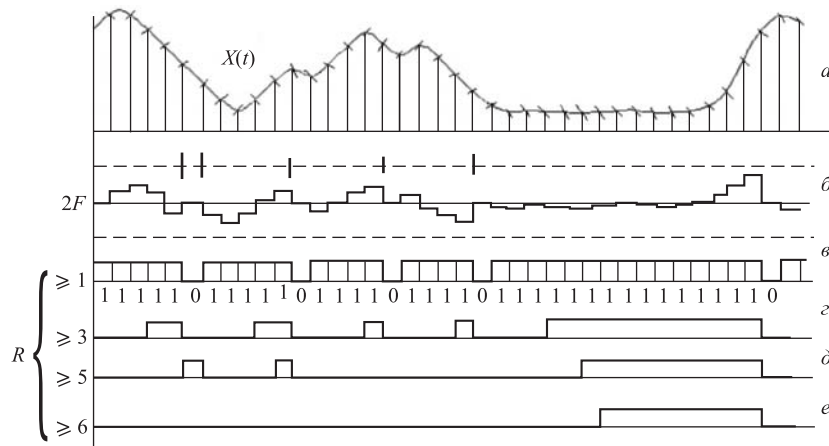


Рис. 4. Временная диаграмма работы алгоритма определения участков локальной стационарности комплексных коэффициентов Фурье

чений $A_{p+1}(m)$ с целью получения статистически устойчивых спектральных оценок.

Алгоритм усреднения текущих спектральных оценок в реальном времени измерения. Для того чтобы по конечному количеству отсчетов данных получать статистически устойчивые спектральные оценки с максимально возможным разрешением, необходимо применять различные методы сглаживания. Эти методы, основанные на усреднении текущих спектральных оценок по соседним с каждой стороны частотам, снижают уровень влияния боковых лепестков в частотной области, поэтому улучшается спектральное разрешение. В связи с этим для динамического спектрального измерения в системах реального времени был предложен [13, 15] новый метод вычисления скользящего среднего арифметического для сглаживания текущих значений анализируемых цифровых последовательностей. В основу метода положен алгоритм трехточечного усреднения с возможностью получения сглаженных цифровых последовательностей относительно четных и нечетных выборок по номерам дискретных значений анализируемого сигнала.

Временная диаграмма работы алгоритма сглаживания показана на рис. 5. Обрабатываемая цифровая последовательность $X_i(t)$ (см. рис. 5, а, где i — номер дискретного значения анализируемого параметра) разбивается на две последовательности: по четным (рис. 5, в) и нечетным значениям аргумента (рис. 5, е). Затем в каждой из них по значениям амплитуд с обеих сторон от анализируемых выборок усредняются их текущие значения (рис. 5, г, ж), т. е.

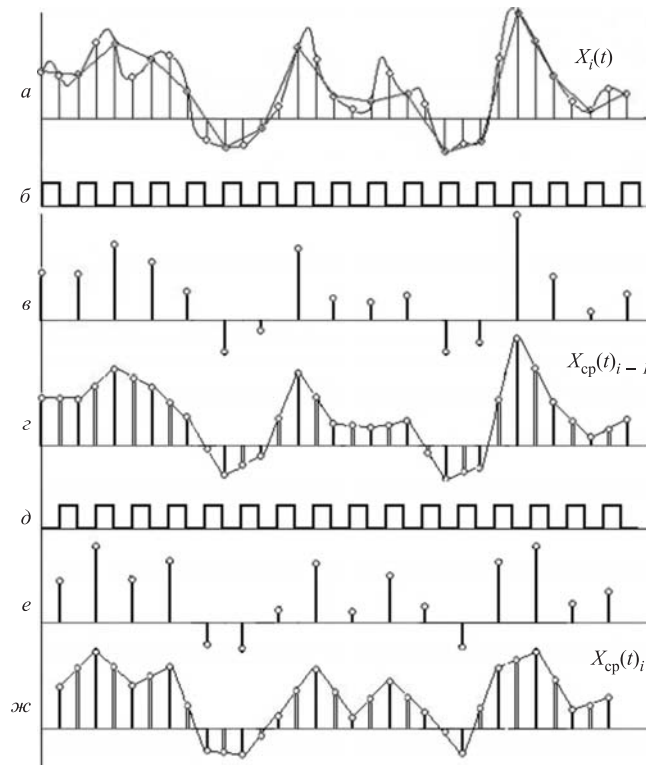


Рис. 5. Временная диаграмма работы трехточечного алгоритма усреднения вычисления участков локальной стационарности

вычисляются модифицированные спектральные оценки [13]

$$\begin{aligned}
 X_{\text{cp}}(f_n)_i &= \frac{1}{2+1} \sum_{n=i-1}^{i+1} \widehat{A}_{xx}[f_n], \\
 X_{\text{cp}}(f_n)_{i-1} &= \frac{1}{2+1} \sum_{n=i-2}^i \widehat{A}_{xx}[f_n].
 \end{aligned} \tag{8}$$

Математическое ожидание и дисперсия сглаженных оценок вычисляются как

$$E\{A_D(f)\} = \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{2-1} E\{A(f)\}; \quad D\{A_D(f)\} = O(A^2(f)/2). \tag{9}$$

Для улучшения статистической устойчивости спектральной оценки количество усреднений может выполняться в L точках ($L > 3$) с каждой стороны от модифицируемой оценки.

Предложенный метод в реальном времени позволяет вычислять модифицированную спектральную оценку посредством усреднения текущих спектральных коэффициентов по соседним с каждой стороны частотам. Это снижает влияние уровня боковых лепестков в частотной области, что дает возможность получить достоверное спектральное измерение при анализе нестационарных сигналов. Кроме того, за счет сглаживания цифровых последовательностей с помощью этого метода можно влиять на частотные характеристики обрабатываемых сигналов, устранять нежелательные пики в анализируемой последовательности или сглаживать «дребезг» огибающей цифрового сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выявление скрытых периодичностей, т.е. распознавание спектральной структуры реальных процессов по результатам их измерений, является важной проблемой в теории цифровой обработки нестационарных сигналов. Особенности математического аппарата новых методов на базе рекуррентных вычислений позволяют реализовать в реальном времени ряд эффективных методов анализа сигналов и различных алгоритмов вычисления быстрой свертки цифровых последовательностей. Новые методы статистической обработки спектральных измерений разрешают получить в реальном времени достоверную спектральную оценку анализируемых нестационарных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Myers S.* Stabilization of fast head-tail instability by feedback // Proc. IEEE Particle Accelerators, 1987. P. 153; AIP, New York. 1987. P. 150.
2. *Bartolini R. et al.* Algorithms for a Precise Determination of the Betatron Tune // Proc. V European Particle Accelerator Conf. Barcelona, 1996. P. 147; *Asseo E.* CERN PS/85-3 (LEA), 1985.
3. *Марпл С.* Цифровой спектральный анализ и его приложение. М.: Мир, 1990.
4. *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
5. *Серебрянников М., Первозванский А.* Выявление скрытых периодичностей. М.: Наука, 1965.

6. *Калинников В.* Цифровой динамический амплитудно-частотный анализатор спектра. Препринт ОИЯИ Р10-88-275. Дубна, 1988.
7. *Kalinnikov V.* A Digital Dynamic Amplitude-Frequency Spectrum Analyzer // *Instr. and Experimental Techniques.* 2006. V. 49, No. 4. P. 506–510.
8. *Калинников В., Белинский А., Гусев В.* Анализатор спектра. А.с. 1699291 (СССР) // БИ. 2006. № 26.
9. *Калинников В., Белинский А., Гусев В.* Анализатор спектра для технических систем // *Организация производства и прогрессивная технология.* 1990. № 6. С. 28–34.
10. *Kalinnikov V.* Application of Multiple-Valued Logic in Digital Technology // *Instr. and Experimental Techniques.* 2006. V. 49, No. 6. P. 743–751.
11. *Калинников В.* Динамический спектральный анализ в алгебре конечных полей. Препринт ОИЯИ Р11-88-320. Дубна, 1988.
12. *Калинников В., Белинский А.* Устройство вычисления тригонометрических функций для быстрого преобразования Фурье. А.с. 1706312 (СССР) // БИ. 2006. № 26.
13. *Калинников В.* Алгоритмы цифровой обработки сигналов в динамическом спектральном анализе. Препринт ОИЯИ Р10-89-67. Дубна, 1989.
14. *Калинников В., Белинский А.* Устройство для определения скользящего среднего арифметического. А.с. 1675903 (СССР) // БИ. 1992. № 2.
15. *Калинников В., Белинский А.* Устройство для вычисления стационарных участков динамических разверток модулей коэффициентов Фурье. А.с. 1695322 (СССР) // БИ. 1991. № 44.
16. *Витязев В.* Цифровая обработка сигналов; ретроспектива и современное состояние. М.: Электросвязь, 1997.

Получено 30 января 2007 г.

Редактор *Е. В. Сабеева*

Подписано в печать 21.03.2007.

Формат 60 × 90/16. Бумага офсетная. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 0,94. Уч.-изд. л. 1,08. Тираж 310 экз. Заказ № 55690.

Издательский отдел Объединенного института ядерных исследований
141980, г. Дубна, Московская обл., ул. Жолио-Кюри, 6.

E-mail: publish@jinr.ru

www.jinr.ru/publish/