

ностирования объектов // Современные информационные и электронные технологии. – 2013. – Т. 1, № 14. – С. 115–118.

29. Пономарева О. В., Пономарев А. В., Пономарева Н. В. Иерархическое морфологическо-информационное описание систем функционального диагностирования объектов // Современные информационные и электронные технологии. – 2013. – Т. 1, № 14. – С. 121–124.

30. Пономарева О. В., Пономарева Н. В. Модификация фильтра на основе частотной выборки путем обобщения разностного уравнения неперекрестивного гребчатого фильтра // Современные информационные и электронные технологии. – 2013. – Т. 1, № 14. – С. 244–247.

31. Пономарева О. В., Пономарев А. В., Пономарева Н. В. Формализованное описание погрешностей измерения вероятностных характеристик случайных процессов процессорными измерительными средствами // Современные информационные и электронные технологии. – 2013. – Т. 1, № 14. – С. 90–93.

32. Пономарева О. В., Алексеев В. А., Пономарев А. В. Цифровой периодограммный анализ и проблемы его практического применения // Вестник Ижевского государственного технического университета. – 2013. – № 2 (58). – С. 130–133.

33. Пономарева О. В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базе параметрических экспоненциальных функций // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 2. – С. 7–11.

34. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Теория и применение параметрического дискретного преобразования Фурье // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 1. – С. 2–6.

35. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Инвариантность текущего энергетического фурье-спектра действительных дискретных сигналов на конечных интервалах // Технологии и конструирование в электронной аппаратуре. – 2014. – № 1. – С. 15–21.

36. Пономарева О. В. Неинвариантность скользящего энергетического параметрического фурье-спектра действительных тональных сигналов // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 2. – С. 7–14.

37. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Инвариантность текущего энергетического спектра Фурье комплексных дискретных сигналов на конечных интервалах // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 2. – С. 8–16.

38. Пономарева О. В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базе параметрических экспоненциальных функций // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 2. – С. 7–11.

39. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Теория и применение параметрического дискретного преобразования Фурье // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 1. – С. 2–6.

O. V. Ponomareva, PhD in Engineering, Associate Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

A. V. Ponomarev, PhD in Economics, Chief of staff of Central Election Commission of Udmurt Republic

V. A. Ponomarev, DSc in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

Measurement of sliding weighted energy discrete-time spectrum of tonal components

Methods and algorithms of measurement of sliding weighted energy discrete-time spectrum of harmonic components on finite intervals have been investigated. The results of theoretical and experimental research of indirect spectral measurements of tonal component characteristics are presented.

Keywords: discrete signal, finite interval, sliding spectral measurements, parametric discrete exponential functions, invariance.

Получено: 22.10.14

УДК 621.391

О. В. Пономарева, кандидат технических наук, доцент
Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ СПЕКТРОВ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ МОДИФИЦИРОВАННОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Предложено модифицированное параметрическое дискретное преобразование Фурье для восстановления значений непрерывных дискретных сигналов. Разработан метод восстановления значений временных спектров дискретных сигналов на базе предложенного преобразования и показано, что предложенный метод обладает рядом преимуществ перед существующими методами.

Ключевые слова: дискретный сигнал, конечный интервал, параметрические дискретные экспоненциальные функции, параметрическое дискретное преобразование Фурье, модифицированное параметрическое дискретное преобразование Фурье.

Введение

Дискретный базис Фурье (базис дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ)), благодаря ряду преимуществ перед другими базисами, занимает важное место в косвенных измерениях на конечных интервалах корреляционных функций и спектров дискретных сигналов. Разложение сигнала по систе-

ме ДЭФ носит название *дискретного преобразования Фурье (ДПФ)*, которое при дискретных косвенных измерениях является *измерительным преобразованием*, т. к. позволяет *однозначно представить* дискретный временной сигнал $x(n)$; $n = 0, (N - 1)$, заданный на интервале в N отсчетов (N -интервале) в частотной области. Правда, с одним существенным

условием [1–3]. Предполагается, что сигнал $x(n)$; $n = 0, (N-1)$ является периодом некоторого гипотетического сигнала $x_p(n \pm p \cdot N)$. В этом случае ДПФ сигнала $x(n)$ (периода сигнала $x_p(n)$!) определяет значения периодического непрерывного спектра $S_N(k)$ на дискретном множестве частот $k = 0, (N-1)$ согласно соотношению:

$$S_N(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, \quad W_N = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N}\right]. \quad (1)$$

Во многих предметных областях (например, при виброакустическом функциональном диагностировании, в медицинской диагностике, активной и пассивной гидролокации, распознавании речи и изображений, сейсмологии, геофизике) исследователям приходится сталкиваться с проблемой анализа «тонкой» структуры временных сигналов. Для такого анализа необходимо иметь значения временного сигнала с меньшим шагом, чем этого требует теорема Котельникова. В дальнейшем будет показана ошибочность применения для этого операции линейной интерполяции исходного дискретного сигнала $x(n)$.

В работе [4] на основании разложения непрерывного сигнала $x(t)$ в ряд Котельникова при шаге дискретизации $\Delta t = 1$: $x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot \frac{\sin[\pi(t-n)]}{\pi(t-n)}$ предложен метод восстановления непрерывного сигнала с помощью ДПФ в соответствии со следующим соотношением:

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S_N(k) \cdot \exp\left[j \frac{2\pi}{N} k \cdot t\right]. \quad (2)$$

Отметим следующие недостатки предложенного подхода. Во-первых, очевидно, что данный метод невозможно выполнить непосредственно. Очевидно, что для его практической реализации необходимо предварительно решить задачу дискретизации экспоненциальных $z_k(t) = \exp\left[j \frac{2\pi}{N} k \cdot t\right]$; $k = 0, (N-1)$

по времени, естественно, с шагом меньшим, чем задается дискретный базис ДПФ. Во-вторых, даже при условии успешного решения этой задачи восстановление непрерывного сигнала $x(t)$ с выбранным шагом потребует, как нетрудно видеть, выполнения для каждого восстанавливаемого временного отсчета исходного сигнала N операций (операции умножения N коэффициентов ДПФ $S_N(k)$, $k = 0, (N-1)$ на соответствующие значения N дискретных функций), а для N восстанавливаемых отсчетов одного временного спектра – N^2 операций. Метод позволяет применять алгоритмы быстрого вычисления ДПФ.

В работе [5] предложен оригинальный метод одновременного восстановления дискретных временных спектров сигнала с заданным шагом по време-

ни с помощью операции дополнения нулями в частотной области и последующим выполнением обратного ДПФ (ОДПФ). Метод позволяет применять алгоритмы БПФ как при вычислении ДПФ, так и (при соответствующем выборе числа нулевых отсчетов) при вычислении ОДПФ. Реализация данного метода требует больших непроизводительных затрат на хранение и обработку введенных нулевых отсчетов.

В работах автора [6–32] введено обобщение ДПФ в виде параметрического ДПФ (ДПФ-П), исследованы его свойства, рассмотрены некоторые его приложения.

Целью данной работы является исследование вопросов измерения непрерывных временных спектров дискретных сигналов с помощью метода ДПФ-П и разработка эффективного метода восстановления дискретных значений ряда Котельникова.

Методы восстановления значений непрерывных временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах

Введем понятие *дискретного временного спектра* сигнала. Пусть задан непрерывный сигнал $x(t)$ на интервале $[t_1, t_2]$. В силу *фильтрующего свойства* дельта импульса $\delta(t)$ (т. е. возможности с его помощью выделять значение сигнала $x(t)$ в конкретный момент времени):

$$x(\tau) = \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot \delta(t - \tau) dt; \quad (3)$$

выбрав *интервал дискретизации* $\Delta t = \frac{(t_2 - t_1)}{N}$, процесс дискретизации сигнала $x(t)$ можно выразить следующим соотношением:

$$x(n) = \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot \delta(t - n \cdot \Delta t) dt; \quad n = 0, (N-1). \quad (4)$$

Согласно соотношению (1), ДПФ ставит в соответствие дискретному сигналу $x(n)$; $n = 0, (N-1)$ частотный спектр $S_N(k)$; $k = 0, (N-1)$. Отметим, что сигнал $x(n)$; $n = 0, (N-1)$ и спектр $S_N(k)$; $k = 0, (N-1)$ связаны между собой взаимнооднозначно, т. к. существует и обратное ДПФ (ОДПФ). Если считать сигнал $x(t)$ на интервале $[t_1, t_2]$ периодом некоторого периодического сигнала $x_p(t)$, то выражение (4) определяет один из множества возможных дискретных временных спектров сигнала $x(t)$. Действительно, при том же интервале дискретизации $\Delta t = \frac{(t_2 - t_1)}{N}$, сдвинув начало дискретизации во временной области на величину q , выбранную из интервала $\mathfrak{R} = [0, 1]$, мы получим *другой дискретный временной спектр сигнала* $x(t)$:

$$x(n+q) = \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot \delta(t - (n+q) \cdot \Delta t) dt; \quad n = \overline{0, (N-1)}. \quad (5)$$

Разбив интервал \mathfrak{R} на r отрезков, получим шаг сдвига дискретизации $\Delta q = \frac{1}{r}$. Очевидно, что множество временных спектров:

$$\mathfrak{S} = \left\{ x(n + m \cdot \Delta q) \right\}, m \cdot \Delta q \in [0, 1], m = \overline{0, (r-1)}. \quad (6)$$

Нетрудно видеть, что при $r \rightarrow \infty$ множество \mathfrak{S} определяет непрерывный сигнал $x(t)$ на интервале $[t_1, t_2]$.

Рассмотрим вопрос дискретизации базисных функций:

$$z_k(t) = \exp\left[j \frac{2\pi}{N} k \cdot t \right]; \quad k = \overline{0, (N-1)} \quad (7)$$

при восстановлении значений непрерывного сигнала с помощью ДПФ (2). Отметим, что, во-первых, преобразование (2) не является ортогональным преобразованием, во-вторых, ряд Котельникова не является одной из форм ряда Фурье.

Представляется очевидным, что разложение дискретного сигнала можно осуществить только по дискретному базису, у которого отсчеты базисных функций совпадают с отсчетами входного сигнала по времени. Поскольку размерность множества дискретных сигналов не зависит от базисной системы, а определяется минимальным числом отсчетов, которое позволяет выбрать любой сигнал из этого множества, то базисная система для разложения $x(n); n = \overline{0, (N-1)}$ должна состоять из N функций [33]. Следуя примеру Трахтмана [34], дискретный экспоненциальный базис можно получить, проведя дискретизацию непрерывного экспоненциального базиса (7) путем взятия дискретных отсчетов базисных функций, соответствующих нулям экспоненциальной функции первого отброшенного порядка, т. е. функции:

$$z_{\frac{N}{2}}(t) = \exp\left[j \frac{2\pi}{N} \frac{N}{2} \cdot t \right] = \exp[j\pi \cdot t]. \quad (8)$$

При этом мы приходим к дискретному экспоненциальному базису ДПФ (1). Для реализации алгоритма, предложенного в [35], необходимо при выбранном шаге сдвига дискретизации $\Delta q = \frac{1}{r}$ для каждого m провести дискретизацию непрерывного экспоненциального базиса (7) путем взятия дискретных отсчетов базисных функций, соответствующих отсчетам экспоненциальной функции первого отброшенного порядка, т. е. функции:

$$z_{\frac{N}{2}}(n + m \cdot \Delta q) = \int_0^{2\pi} \exp[j\pi \cdot t] \cdot \delta(t - (n + m \cdot \Delta q) \cdot \Delta t) dt. \quad (9)$$

В работе [36] предложен оригинальный метод восстановления значений непрерывных временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах. Последовательность операций, выполняемых для реализации метода, следующая:

- с помощью выбранного алгоритма БПФ согласно соотношению (1) находят коэффициенты $S_N(k); k = \overline{0, (N-1)}$;
- в середину последовательности $S_N(k)$ вставляют $(r-1) \cdot N$ нулевых отсчетов (r – число вычисляемых временных спектров);
- выполняют обратное БПФ полученной последовательности.

Метод также обладает недостатками, которые указаны выше.

Рассмотрим изменение базиса ОДПФ в результате применения операции дополнения нулями в частотной области.

Измерение временных спектров дискретных сигналов методом модифицированного параметрического дискретного преобразования Фурье

Обратное ДПФ в матричной форме определяется следующим соотношением:

$$X_N = F_N^* S_N, \quad (10)$$

где F_N^* – знак комплексного сопряжения; $X_N = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ – представление дискретного сигнала $x(n), n = \overline{0, N-1}$, в виде вектора N -мерного линейного пространства; T – знак транспонирования; $S_N = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]^T$ – вектор коэффициентов разложения X_N по системе ДЭФ, задаваемой матрицей F_N :

$$F_N = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) & n \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ (N-1) \\ k \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^1 & \dots & W_N^{(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W_N^{(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (11)$$

Пусть спектр действительного измерительного сигнала $x(n), n = \overline{0, N-1}$, $S_{N,r}$ содержит $N(r-1)$ нулей:

$$S_{N,r} = [s(0), \dots, s(N/2-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{N(r-1)}, s(N/2), \dots, s(N-1)]^T. \quad (12)$$

Выполнение согласно (10) измерительного преобразования ОДПФ-спектра $S_{N,r}$ приводит к усечению средних столбцов матрицы $F_{N,r}^*$ и превращению ее из квадратной матрицы в прямоугольную:

$$H_{Nr \times N}^* = \begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & N/2-1 & & N/2 & \dots & N-1 & k \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ Nr-1 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & & & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^{-1/r} & \dots & W_N^{-(N/2-1)/r} & & & W_N^{-(N/2+N(r-1))/r} & \dots & W_N^{-(N-1+N(r-1))/r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W_N^{-(Nr-1)/r} & \dots & W_N^{-(Nr-1)(N/2-1)/r} & & & W_N^{-(Nr-1)(N/2+N(r-1))/r} & \dots & W_N^{-(Nr-1)(N-1+N(r-1))/r} \end{bmatrix} & \dots \end{matrix} \quad (13)$$

Обозначим множество номеров строк матрицы $H_{Nr \times N}^*$ через $B = \{0, 1, 2, \dots, (Nr-1)\}$. Применим к множеству B отношение сравнимости по модулю r . В силу того что это отношение является отношением эквивалентности, т. е. обладает свойствами рефлексивности, симметричности и транзитивности, оно разбивает множество A на r классов вычетов по модулю r :

$$\begin{aligned} B_0 &= \{0, r, \dots, r(N-1)\}, \\ &\dots\dots\dots \\ B_{r-1} &= \{r-1, r+(r-1), \dots, rN-1\}; \\ B_i &\neq \emptyset; \quad B_i \cap B_j = \emptyset; \quad \bigcup_{i=0}^{r-1} B_i = B. \end{aligned} \quad (14)$$

Используя полученное разбиение, представим матрицу $H_{Nr \times N}^*$ в виде r квадратных матриц, размерность каждой из которых N , номера строк явля-

ются классами вычетов по модулю r , а элементы соответствующих строк равны элементам матрицы $H_{Nr \times N}^*$:

$$D_{N, \xi}^* = \begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & N/2-1 & & N/2 & \dots & N-1 & k \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ N-1 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^{-\xi} & \dots & W_N^{-\xi(N/2-1)} & & & W_N^{-\xi(N/2)} \cdot c_0 & \dots & W_N^{-\xi(N-1)} \cdot c_0 \\ 1 & W_N^{-(1+\xi)} & \dots & W_N^{-(1+\xi)(N/2-1)} & & & W_N^{-(1+\xi)(N/2)} \cdot c_1 & \dots & W_N^{-(1+\xi)(N-1)} \cdot c_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W_N^{-(N-1+\xi)} & \dots & W_N^{-(N-1+\xi)(N/2-1)} & & & W_N^{-(N-1+\xi)(N/2)} \cdot c_{(N-1)} & \dots & W_N^{-(N-1+\xi)(N-1)} \cdot c_{(N-1)} \end{bmatrix} & \dots \end{matrix}, \quad (15)$$

где $\xi = 0, 1/r, \dots, (r-1)/r$; $c_i = W_N^{-(i+\xi)N(r-1)}$; $k, n, i = 0, \overline{(N-1)}$.

Учитывая свойство N -периодичности ДЭФ, несложно установить, что:

$$c_i = C = W_N^{-N(r-1)\xi} \quad \text{для } \forall i \in \overline{0, N-1}. \quad (16)$$

Следовательно, умножая предварительно вторую половину отсчетов спектра S_N действительного измерительного сигнала $x(n)$, $n = 0, \overline{N-1}$, где $S_N = [s(0), \dots, s(N/2-1), s(N/2), \dots, s(N-1)]^T$ на поворачивающий множитель C , матрицу $D_{N, \xi}^*$ можно представить в общем виде:

$$F_{N, \xi} = \begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & N/2-1 & \dots & N-1 & k \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ N-1 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^{-\xi} & \dots & W_N^{-\xi(N/2-1)} & \dots & & W_N^{-\xi(N-1)} \\ 1 & W_N^{-(1+\xi)} & \dots & W_N^{-(1+\xi)(N/2-1)} & \dots & & W_N^{-(1+\xi)(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W_N^{-(N-1+\xi)} & \dots & W_N^{-(N-1+\xi)(N/2-1)} & \dots & & W_N^{-(N-1+\xi)(N-1)} \end{bmatrix} & \dots \end{matrix}, \quad (17)$$

где $\xi = 0, 1/r, \dots, (r-1)/r$; $k, n = 0, \overline{(N-1)}$.

Дискретные функции (строки матрицы $F_{N, \xi}$) вида:

$$\begin{aligned} \text{def}_{pM}(k, n, \xi) &= W_N^{-k(n+\xi)} = \exp\left[+j \frac{2\pi}{N} k(n+\xi)\right], \\ k, n &= \overline{0, (N-1)}, \quad 0 \leq \xi < 0, \end{aligned} \quad (18)$$

назовем модифицированными параметрическими дискретными экспоненциальными функциями (МДЭФ-П), разложение по которым определим как модифицированное параметрическое дискретное преобразование Фурье (МДФ-П).

МДФ-П определяется следующим соотношением: в матричной форме:

$$X_{N, \xi} = \frac{1}{N} F_{N, \xi} S_N, \quad 0 \leq \xi < 1, \quad (19)$$

где S_N определяется как $S_N = \frac{1}{N} F_N X_N$;

или в обычной форме:

$$x(n, \xi) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_N(k) W_N^{-k(n+\xi)} \quad k = \overline{0, N-1}, \quad (20)$$

где $S_N(k)$ определяется согласно формуле (1).

Алгоритм измерения дискретных временных спектров сигналов методом модифицированного параметрического дискретного преобразования Фурье

можно представить в виде выполнения следующих операций.

- Выбираем смещение ξ временного спектра относительно дискретного сигнала $x(n)$; $n = \overline{0, (N-1)}$ (временного спектра со смещением $\xi = 0$).

- Находим ДПФ $S_N(k)$; $k = \overline{0, (N-1)}$ дискретного сигнала $x(n)$; $n = \overline{0, (N-1)}$

- Умножаем вторую половину спектра $S_N(k)$; $k = \overline{0, (N-1)}$, (т. е. отсчеты $S_N(k)$; $k = \overline{N/2, N-1}$) на поворачивающий множитель согласно выражению (16).

- Находим с помощью быстрого алгоритма МДПФ-П временной спектр со смещением ξ , последовательности $S_N(k)$; $k = \overline{0, (N-1)}$.

По сравнению с алгоритмом, рассмотренным в [37], предлагаемый алгоритм измерения дискретных временных спектров сигналов при вычислении одного временного спектра дает экономию в числе вычислений, определяемую соотношением: $\left[\frac{(\log_2 N + N)}{2 \log_2 N} \right]$.

В заключение рассмотрим вопрос правомерности применения операции линейной интерполяции к исходному дискретному сигналу $x(n)$ для анализа «тонкой» структуры временных сигналов. Оценим относительную погрешность в процентах такого вида интерполяции по сравнению с восстановленными значениями непрерывного сигнала методом МДПФ-П:

$$\gamma(n + \zeta_i) = \frac{x_{\text{МДПФ-П}}(n + \zeta_i) - x_{\text{Лин.инт.}}(n + \zeta_i)}{x_{\text{МДПФ-П}}(n + \zeta_i)} \cdot 100;$$

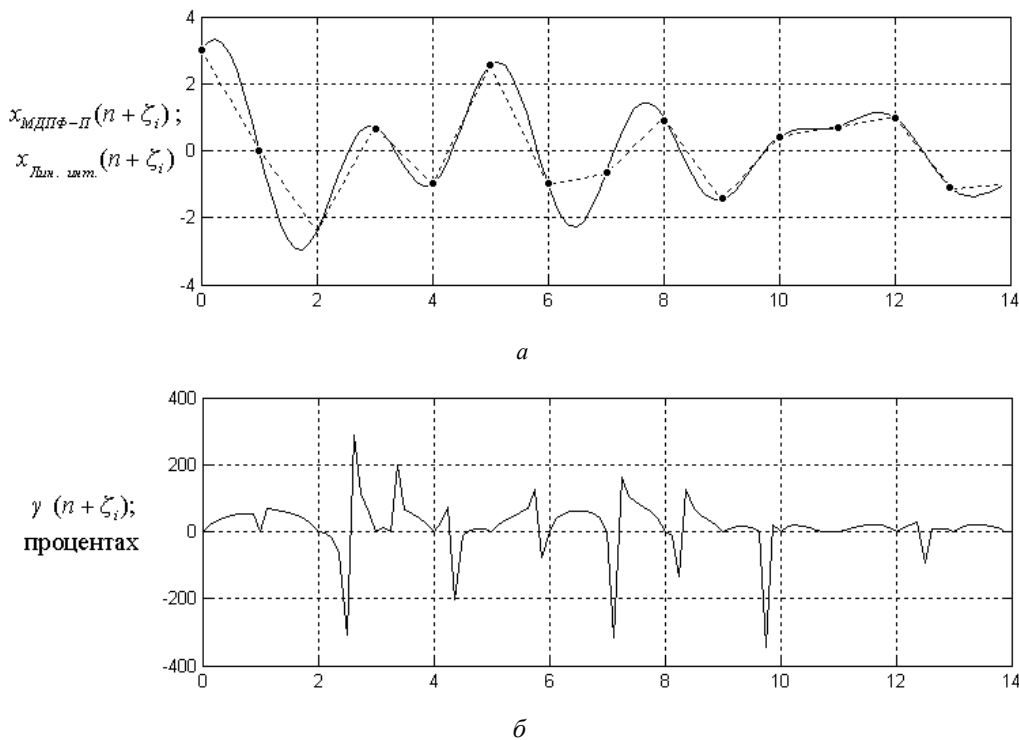
$$i = \overline{1, 8}; \zeta_i \in \left\{ 0, \frac{1}{8}, \frac{1}{4}, \frac{3}{8}, \frac{1}{2}, \frac{5}{8}, \frac{3}{4}, \frac{7}{8} \right\}, \quad (21)$$

на модельном сигнале вида:

$$x(n) = \sum_{i=1}^3 \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_i \cdot n\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{N} 7 \cdot n\right);$$

$$k_1 = 3; k_2 = 4; k_3 = 6. \quad (22)$$

Результаты моделирования представлены на рисунке.



Относительная погрешность восстановления значений непрерывного сигнала методом линейной интерполяции: а – временные спектры $x_{\text{МДПФ-П}}(n + \zeta_i)$ (сплошная линия) и $x_{\text{Лин.инт.}}(n + \zeta_i)$ – (пунктирная линия); б – значения относительной погрешности в процентах

Из полученных результатов непосредственно следует вывод о нецелесообразности применения операции линейной интерполяции к исходному дискретному сигналу $x(n)$ для анализа «тонкой» структуры временных сигналов из-за большой относительной погрешности.

Библиографические ссылки

1. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов : учебник для вузов. – 2-е изд. – М. : Питер, 2007. – 749 с.
2. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. – М. : Сов. радио, 1973. – 367 с.
3. Трахтман А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. – М. : Сов. радио, 1972. – 351 с.

4. Сергиенко А. Б. Указ. соч.
5. Голд Б., Рэйдер Ч. Указ. соч.
6. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Виброакустическое диагностирование коробок передач станков цифровыми методами // Станки и инструмент. – 1983. – № 9. – С. 18–21.
7. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Обобщение дискретного преобразования Фурье для интерполяции во временной области // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. XXVI, № 9. – С. 67–68.
8. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Временные окна при оценке энергетических спектров методом параметрического дискретного преобразования Фурье // Автометрия. – 1983. – № 4. – С. 39–45.
9. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Модификация дискретного преобразования Фурье для решения задач интерполяции и свертки функций // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т. 29. – № 8. – С. 1561–1570.
10. Пономарева О. В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базисе параметрических экспоненциальных функций // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 2. – С. 7–11.
11. Пономарева О. В. Вероятностные свойства спектральных оценок, полученных методом параметрического дискретного преобразования Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2010. – № 2 (16). – С. 36–41.
12. Алексеев В. А., Пономарев В. А., Пономарева О. В. Методология определения погрешностей измерения вероятностных характеристик случайных процессов, реализуемых процессорными измерительными средствами // Интеллектуальные системы в производстве. – 2010. – № 2 (16). – С. 91–99.
13. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Теория и применение параметрического дискретного преобразования Фурье // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 1. – С. 2–6.
14. Пономарева О. В., Пономарев А. В., Пономарева Н. В. Скользящее параметрическое ДПФ в задачах обнаружения тональных компонент // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 4. – С. 2–7.
15. Пономарева О. В., Пономарева Н. В. Модификация фильтра на основе частотной выборки для решения задач цифровой обработки случайных процессов со скрытыми периодичностями // Интеллектуальные системы в производстве. 2012. – № 2 (20). – С. 122–129.
16. Пономарева О. В. Быстрое параметрическое дискретное преобразование Фурье действительных последовательностей // Цифровая обработка сигналов. 2012. – № 2. – С. 2–5.
17. Пономарева О. В., Пономарев А. В., Пономарева Н. В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье действительных последовательностей // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – № 2. – С. 10–15.
18. Пономарева О. В., Пономарев А. В., Пономарев В. А. Обобщение алгоритма Герцеля для решения задач выявления скрытых периодичностей // Интеллектуальные системы в производстве. – 2013. – № 1 (21). – С. 41–46.
19. Пономарева О. В., Алексеев В. А., Пономарев А. В. Цифровой периодограммный анализ и проблемы его практического применения // Вестник Ижевского государственного технического университета. – 2013. – № 2 (58). – С. 130–133.
20. Пономарева О. В., Пономарева Н. В. Повышение точности и расширение функциональных возможностей цифровых фильтров на основе частотной выборки // Приборы и методы измерений. – 2013. – № 2 (7). – С. 114–119.
21. Пономарева О. В., Пономарев В. А. Измерение текущего энергетического фурье-спектра комплексных и действительных сигналов на конечных интервалах // Интеллектуальные системы в производстве. – 2013. – № 2 (22). – С. 149–157.
22. Пономарева О. В., Пономарев В. А., Пономарев А. В. Иерархическая морфологическо-информационная модель системы функционального диагностирования объектов на основе цифровой обработки сигналов // Датчики и системы. – 2014. – № 1 (176). – С. 2–8.
23. Пономарев В. А., Пономарева О. В., Пономарев А. В., Пономарева Н. В. Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 1. – С. 3–11.
24. Пономарев В. А., Пономарева О. В., Пономарев А. В. Метод эффективного измерения скользящего параметрического спектра Фурье // Автометрия. – 2014. – Т. 50. – № 2. – С. 31–38.
25. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Инвариантность текущего энергетического фурье-спектра действительных дискретных сигналов на конечных интервалах // Технологии и конструирование в электронной аппаратуре. – 2014. – № 1. – С. 15–21.
26. Пономарева О. В. Измерение спектров комплексных сигналов на конечных интервалах методом аperiodического дискретного преобразования Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2014. – № 1 (23). – С. 100–107.
27. Пономарева О. В. Инвариантность скользящего энергетического спектра Фурье дискретных сигналов в базисной системе параметрических экспоненциальных функций // Вестник Ижевского государственного технического университета имени М. Т. Калашникова. – 2014. – № 2 (62). – С. 102–106.
28. Пономарева О. В., Алексеев В. А., Пономарев А. В. Быстрый алгоритм измерения спектра действительных сигналов методом аperiodического дискретного преобразования Фурье // Вестник Ижевского государственного технического университета имени М. Т. Калашникова. – 2014. – № 2 (62). – С. 106–109.
29. Пономарев В. А., Пономарева О. В. Инвариантность текущего энергетического спектра Фурье комплексных дискретных сигналов на конечных интервалах // Известия Высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 2. – С. 8–16.
30. Пономарева О. В. Неинвариантность скользящего энергетического параметрического фурье-спектра действительных тональных сигналов // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 2. – С. 7–14.
31. Пономарева О. В., Тюрикова Е. Ф. Методы и алгоритмы спектрально-корреляционной компьютерной обработки электроэнцефалограмм // Современные информационные и электронные технологии. – 2014. – Т. 1. – № 15. – С. 70–71.
32. Пономарев В. А., Пономарева О. В., Пономарева Н. В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Гильберта в частотной области // Современные информационные и электронные технологии. – 2014. – Т. 1. – № 15. – С. 183–184.
33. Голд Б., Рэйдер Ч. Указ. соч.
34. Трахтман А. М. Указ. соч.
35. Сергиенко А. Б. Указ. соч.
36. Голд Б., Рэйдер Ч. Указ. соч.
37. Сергиенко А. Б. Указ. соч.

* * *

O. V. Ponomareva, PhD in Engineering, Associate Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

Measurement of the time spectrum of discrete signals by modified parametric discrete Fourier transform

We propose a modified parametric discrete Fourier transform to restore the values of continuous discrete signals. We developed a method for restoring values of time spectrum of discrete signals, based on the proposed transformation, and we showed that the proposed method has several advantages over the existing methods.

Keywords: discrete signal, finite interval, parametric discrete exponential functions, parametric discrete Fourier transform, modified parametric discrete Fourier transform.

Получено: 22.10.14

УДК 622.1:528.022.61

Т. А. Редькина, старший преподаватель
Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова
Д. Г. Миловзоров, кандидат технических наук, доцент
Уфимский государственный авиационный технический университет
Р. Р. Садрутдинов, генеральный директор
ОАО «НПФ «Геофизика» (г. Уфа)
Е. С. Морозова, старший преподаватель
Уфимский государственный авиационный технический университет

МЕТОД ИТЕРАЦИОННОГО ВАРИРОВАНИЯ КОНСТАНТ В ТРЕХКОМПОНЕНТНЫХ ВЕКТОРНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Рассмотрены трехкомпонентные векторно-измерительные преобразователи и методика алгоритмической коррекции их инструментальных погрешностей, определяемых константами, характеризующими конкретное пространственное позиционирование измерительных преобразователей в корпусе прибора. Предложена методика уточнения численных значений констант, определяемых на этапах калибровки путем их итерационного варьирования в соответствии с научно обоснованными критериями.

Ключевые слова: векторно-измерительные преобразователи, итерационный метод.

Трехкомпонентные векторно-измерительные преобразователи (ТВИП) находят широкое применение в различных областях – магнитометрии, градиентометрии, наклонметрии, сейсмометрии и др. Основу ТВИП составляют датчики, обладающие диаграммой направленности, непосредственной задачей которых является измерение ортогональных проекций полного вектора соответствующей физической величины в трехмерном пространстве на оси их чувствительности с определением знака.

Метрологические характеристики векторно-измерительных преобразователей с трехкомпонентными датчиками во многом определяются точностью контроля измеряемых проекций, которая, в свою очередь, непосредственно зависит от точности априорной ориентации осей чувствительности отдельных датчиков по отношению к осям ортонормированных систем координат (базисов), жестко связанных с корпусом прибора. Прямым решением задачи обеспечения повышенных точностных характеристик таких приборов является приведение в соответствие измеряемых компонент с их действительными (ортогональными) значениями в конкретных точках путем уменьшения инструментальных погрешностей, присутствие ненулевых значений которых в результатах измерений обуславливается наличием малых угловых параметров отклонения осей чувствительности датчиков от осей базисов корпуса прибора. Практи-

ческая реализация данного соответствия возможна следующими методами:

- прецизионная ориентация осей чувствительности датчиков на этапах конструкторской компоновки и изготовления установочных элементов корпуса прибора;
- принудительная ориентация каждого из датчиков в корпусе путем выполнения регулировочных операций в двух взаимно перпендикулярных плоскостях;
- алгоритмическая коррекция инструментальных погрешностей в соответствии с обобщенными статистическими математическими моделями векторно-измерительных преобразователей, содержащих аналитические выражения малых угловых параметров.

Первый метод требует использования высоких технологий изготовления как самих первичных преобразователей, так и конструктивных элементов прибора. Второй метод требует исключительно высокой профессиональной квалификации исполнителей при выполнении сборочных и настроечных технологических операций, а также является весьма кропотливым и трудоемким.

Наиболее целесообразным является метод алгоритмической коррекции погрешностей определения искомого угла пространственной ориентации, осуществляемый на этапах обработки измеренных данных. Однако данный метод требует однозначных