

Применение алгоритмов локальной аппроксимации и нелинейной фазовой фильтрации в компьютерном фазометре

В. Г. ГЕТМАНОВ*, О. Б. СКВОРЦОВ**

* Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ», Москва, Россия,
e-mail: vgetm@starnet.ru

** ООО «Диамех-2000», Москва, Россия

Рассмотрена задача построения компьютерного фазометра с использованием алгоритмов локальной аппроксимации и нелинейной фазовой фильтрации. Приведены результаты математического моделирования, иллюстрирующие работу алгоритмов компьютерного фазометра.

Ключевые слова: компьютерный фазометр, локальная аппроксимация, нелинейная фазовая фильтрация, математическое моделирование.

The design problem of the computer phasemeter is considered. The algorithms of local approximation and nonlinear phase filtration are used. The mathematic modelling results for illustrating algorithms of the computer phasemeter are carried out.

Key words: computer phasemeter, local approximation, nonlinear phase filtration, mathematic modeling.

Разности фаз для систем сигналов можно измерить разными методами: перехода через нуль, компенсации фазы, преобразования интервалов времени в напряжения, подсчета количества импульсов, измерения фазы с преобразованием частоты [1—4], квадратурного измерения фазового сдвига [5, 6], синхронного детектирования [1], преобразований Фурье [7, 8] и Гильберта [7], корреляционных функций [9], дискретно-ортогональной обработки [10]. Перечисленные методы отличаются аппаратным исполнением, видами исследуемых сигналов и точностными характеристиками.

Если исследуемые сигналы, для которых измеряются разности фаз, наблюдаются на фоне аддитивных шумов, то оценки разностей фаз оказываются флуктуирующими в той или иной степени. Нелинейное преобразование этих оценок к диапазону $[0, 2\pi]$, которое в явном или неявном виде всегда реализуется при фазовых измерениях, часто приводит к тому, что флуктуации в измерениях приобретают скачкообразный характер. Дополнительные проблемы оценивания возникают, когда исследуемые узкополосные сигналы содержат частотные модуляции или их разности фаз представляют собой функции, изменяющиеся во времени.

Необходимость измерения разностей фаз для подобных сигналов может возникать во многих задачах, в частности, при прецизионной балансировке роторных систем, в том числе и на переходных режимах, или цифровой обработке доплеровских сигналов при измерениях переменных во времени доплеровских скоростей и т. д.

Традиционные фазометрические приборы, осуществляющие оценивание разностей фаз для указанных сигналов, как правило, эффективны не в полной мере. Получение оценок разностей фаз рассматриваемых сигналов требует создания специальных цифровых фазоизмерительных систем и разработки соответствующих алгоритмов [11—13].

Предлагаемый компьютерный фазометр (КФ) ориентирован на работу с узкополосными сигналами, содержащи-

ми частотные модуляции. Функционирование КФ основано на применении алгоритмов первичной и вторичной цифровой обработки. Первый алгоритм осуществляет локальную аппроксимацию результатов наблюдений входных сигналов кусочно-синусоидальными моделями и обеспечивает формирование последовательности первичных оценок разностей фаз; второй осуществляет нелинейную фазовую фильтрацию первичных оценок разностей фаз и реализует формирование последовательности сглаженных фазовых оценок. Такой фазометр работает дискретно, и разности фаз вычисляются на интервалах времени, которые соответствуют нескольким периодам колебаний исследуемых сигналов, и результат каждого измерения приводится к диапазону $[0, 2\pi]$.

В статье рассмотрены основные соотношения, на которых строятся алгоритмы первичной и вторичной цифровой обработки КФ; математическое моделирование работы этих алгоритмов; элементы конструкции предлагаемого фазометра.

Пусть дискретизованные наблюдения входных узкополосных зашумленных сигналов, которые обозначим $y_n(Ti)$, $i = 0, 1, 2, \dots, n = 1, 2$ — номера входных каналов, T — интервал дискретизации, поступают через интерфейсную плату в оперативную память КФ. Положим, что средние частоты $\omega_{n,0}(Ti)$ входных сигналов удовлетворяют неравенству $\omega_{\min} \leq \omega_{n,0}(Ti) \leq \omega_{\max}$ с заданными граничными частотами $\omega_{\min}, \omega_{\max}$. В общем случае разность фаз $\Delta\varphi_{12}(Ti)$ для рассматриваемых двух сигналов можно представить функцией, изменяющейся во времени.

Алгоритм первичной цифровой обработки [14—16] формируется в предположении, что для сигналов $y_n(Ti)$ вводятся локальные интервалы наблюдений, состоящие из N точек; j — номер локального интервала, к которому принадлежат дискретные точки, удовлетворяющие неравенствам $N(j-1) + 1 \leq i \leq Nj - 1$, $j = 1, 2, \dots$. Наблюдения сигналов на локальных интервалах обозначим $y_n(Ti)$ или в виде векторов размерности N :

$$y_{n,j}^T = [y_n((N(j-1)+1)T), y_n((N(j-1)+2)T), \dots, y_n((Nj-1)T)].$$

На локальных интервалах наблюдениям узкополосных сигналов ставятся в соответствие кусочно-синусоидальные модели

$$y_{nj}(c_{n,j}, Ti) = a_{n,j} \cos \omega_{n,j} Ti + b_{n,j} \sin \omega_{n,j} Ti, \quad (1)$$

где $c_{n,j}^T = (a_{n,j}, b_{n,j}, \omega_{n,j})$ — векторы локальных параметров моделей, $n = 1, 2$.

На последовательности локальных интервалов формируются функционалы остаточных сумм вида

$$S(y_{n,j}, c_{n,j}) = \sum_{i=N(j-1)+1}^{Nj-1} [y_{n,j}(Ti) - a_{n,j} \cos \omega_{n,j} Ti - b_{n,j} \sin \omega_{n,j} Ti]^2. \quad (2)$$

Задача локальной аппроксимации наблюдений $y_{n,j}(Ti)$ модельными кусочно-синусоидальными функциями (1) на локальных интервалах заключается в минимизации остаточных сумм (2) по векторам локальных параметров $c_{n,j}$:

$$c_{n,j}^\circ = \arg \left\{ \min_{c_{n,j}} S(y_{n,j}, c_{n,j}) \right\}.$$

Параметры моделей $c_{n,j}^\circ = (a_{n,j}^\circ, b_{n,j}^\circ, \omega_{n,j}^\circ)$, обеспечивающие минимум остаточным суммам $S(y_{n,j}, c_{n,j})$, служат решениями сформулированной задачи локальной аппроксимации. В силу нелинейности локальных моделей по частоте минимизация $S(y_{n,j}, c_{n,j})$ проводится прямым поисковым методом. Для этого в окрестности средней частоты для поиска фиксируется набор дискретных частот

$$\omega_k = \omega_{\min} + \Delta\omega k, \quad \Delta\omega = (\omega_{\max} - \omega_{\min}) / (k_f - 1),$$

где $k = 1, 2, \dots, k_f$; k_f — число дискретных частот; $\Delta\omega$ — шаг поиска по частоте.

Решению задач локальной аппроксимации для частот ω_k предшествует вычисление векторов базисных функций $\varphi_{1k}, \varphi_{2k}$ по выражениям

$$\begin{aligned} \varphi_{1k}^T &= [\cos \omega_k T \cdot 0; \cos \omega_k T \cdot 1; \dots; \cos \omega_k T(N-1)]; \\ \varphi_{2k}^T &= [\sin \omega_k T \cdot 0; \sin \omega_k T \cdot 1; \dots; \sin \omega_k T(N-1)] \end{aligned} \quad (3)$$

и весовых коэффициентов $\alpha_{11,k}, \alpha_{12,k}, \alpha_{22,k}$ из соотношений

$$\begin{aligned} a_{11,k} &= \sum_{i=0}^{N-1} \varphi_{1k}^2(\omega_k Ti); \quad a_{22,k} = N - a_{11,k}; \\ a_{12,k} &= \sum_{i=0}^{N-1} \varphi_{1k}(\omega_k Ti) \varphi_{2k}(\omega_k Ti), \end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned} \alpha_{11,k} &= a_{22,k} / \Delta_k; \quad \alpha_{12,k} = -a_{12,k} / \Delta_k; \\ \alpha_{22,k} &= a_{11,k} / \Delta_k; \quad \Delta_k = a_{11,k} a_{22,k} - a_{12,k}^2. \end{aligned} \quad (4)$$

Вычисления по (3), (4) не зависят от номеров локальных интервалов и реализуются один раз до начала цифровой обработки результатов наблюдений.

На основе векторов наблюдений $y_{n,j}$ и векторов базисных функций $\varphi_{1,k}, \varphi_{2,k}$ с использованием операций скалярного произведения вычисляются векторы коэффициентов

$$\begin{aligned} \text{Фурье } b_{k,nj}^T &= (b_{1k,nj}, b_{2k,nj}); \\ b_{1k,nj} &= y_{n,j}^T \varphi_{1k}, \quad b_{2k,nj} = y_{n,j}^T \varphi_{2k}. \end{aligned} \quad (5)$$

С помощью весовых коэффициентов $\alpha_{11,k}, \alpha_{12,k}, \alpha_{22,k}$ из (4) и векторов коэффициентов Фурье $b_{k,nj}$ из (5) рассчитываются векторы частично оптимальных амплитуд

$$\begin{aligned} a_{nj}^\circ(k) &= \alpha_{11,k} b_{1k,nj} + \alpha_{12,k} b_{2k,nj}; \\ b_{nj}^\circ(k) &= \alpha_{21,k} b_{1k,nj} + \alpha_{22,k} b_{2k,nj}. \end{aligned} \quad (6)$$

Оценки амплитуд $a_{nj}^\circ(k), b_{nj}^\circ(k)$ при фиксированных частотах ω_k находятся на основе (6), являющихся фактически записью решений линейных уравнений второго порядка, которые образуются из решения задачи минимизации (2). С помощью векторов коэффициентов Фурье $b_{k,j}$ (5) и векторов частично оптимальных амплитуд $c_{k,nj}^\circ$ вычисляются частично оптимальные остаточные суммы

$$\bar{S}(y_{nj}, k) = c_{k,nj}^{\circ T} b_{k,nj} = a_{nj}^\circ(k) b_{1k,nj} + b_{nj}^\circ(k) b_{2k,nj}. \quad (7)$$

Максимизация (7) по k позволяет найти оптимальные индексы $k_{1,j}^\circ, k_{2,j}^\circ$ простым перебором:

$$\begin{aligned} k_{1,j}^\circ &= \arg \left\{ \max_{1 \leq k_{1,j} \leq k_f} \bar{S}_0(y_{1,j}, k_{1,j}) \right\}; \\ k_{2,j}^\circ &= \arg \left\{ \max_{1 \leq k_{2,j} \leq k_f} \bar{S}_0(y_{2,j}, k_{2,j}) \right\}. \end{aligned}$$

На основе вычисления индексов $k_{1,j}^\circ, k_{2,j}^\circ$ определяются оценки локальных частот $\omega_{1,j}^\circ = \omega_{1,j}^\circ(k_{1,j}^\circ), \omega_{2,j}^\circ = \omega_{2,j}^\circ(k_{2,j}^\circ)$; следует иметь в виду, что в общем случае для оценок локальных частот должно выполняться неравенство $\omega_{1,j}^\circ(k_{1,j}^\circ) \neq$

$\neq \omega_{2,j}^{\circ}(k_{2,j}^{\circ})$. На основе оптимальных индексов также находятся локальные амплитуды $a_{1,j}^{\circ}(k_{1,j}^{\circ})$, $b_{1,j}^{\circ}(k_{1,j}^{\circ})$, $a_{2,j}^{\circ}(k_{2,j}^{\circ})$, $b_{2,j}^{\circ}(k_{2,j}^{\circ})$, с помощью которых вычисляются оценки начальных фаз локальных кусочно-синусоидальных моделей

$$\varphi_{1,j}^{\circ} = \arctg \left[-b_{1,j}^{\circ}(k_{1,j}^{\circ}) / a_{1,j}^{\circ}(k_{1,j}^{\circ}) \right];$$

$$\varphi_{2,j}^{\circ} = \arctg \left[-b_{2,j}^{\circ}(k_{2,j}^{\circ}) / a_{2,j}^{\circ}(k_{2,j}^{\circ}) \right].$$

Для формирования оценок разностей фаз вводится нелинейная периодическая с периодом 2π функция $z = h(\varphi)$ приведения фазовой переменной φ к диапазону $[0, 2\pi]$:

$$h(\varphi) = \begin{cases} \varphi - 2\pi \text{int}(\varphi/2\pi), & \varphi \geq 0; \\ \varphi + 2\pi[1 + \text{int}(-\varphi/2\pi)], & \varphi < 0, \end{cases}$$

где функция $\text{int}(\varphi)$ («целая часть») дает максимально возможное целое, меньшее φ для $\varphi \geq 0$, и минимально возможное целое, большее φ для $\varphi < 0$; очевидно, $\text{int}(\varphi) = -\text{int}(-\varphi)$.

Оценку разности фаз $\Delta\varphi_{12,j}$ на j -м локальном интервале с учетом различных оценок частот можно представить как

$$\Delta\varphi_{12,j}^{\circ} = \varphi_{1,j}^{\circ} - \varphi_{2,j}^{\circ} + (\omega_{1,j}^{\circ} - \omega_{2,j}^{\circ})NT/2.$$

Приведенная к диапазону $[0, 2\pi]$ оценка разности фаз имеет вид

$$z(j) = h \left[\varphi_{1,j}^{\circ} - \varphi_{2,j}^{\circ} + (\omega_{1,j}^{\circ} - \omega_{2,j}^{\circ})NT/2 \right], \quad j = 0, 1, 2, \dots$$

Последовательность первичных оценок разностей фаз $z(j)$ формируется с интервалом дискретности $T_0 = TN$. Вводятся импульсные функции $z_j(Ti) = z(j)$ для $N(j-1) \leq i \leq Nj-1$, $z_j(Ti) = 0$ для $i < N(j-1)$, $i > Nj-1$. Кусочно-постоянная функция первичных оценок разностей фаз $z(Ti)$ вычисляется на основе суммирования импульсных функций по j :

$$z(Ti) = \sum_j z_j(Ti).$$

Алгоритм вторичной цифровой обработки [17] реализует нелинейную фазовую фильтрацию последовательности первичных оценок разности фаз. Пусть на некотором конечном временном интервале задается дискретная фазовая модель $\varphi_m(\beta, T_0j)$ где β — вектор параметров фазовой модели, причем $\beta^T = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n)$; $j = 0, 1, \dots, m-1$; m — число точек (фазовых измерений). Фазовая модель — это произвольная функция, для которой необязательны требования приведения к диапазону $[0, 2\pi]$. В тех же дискретных точках определен вектор фазовых оценок $z(j)$, $z^T = [z(0), z(1), \dots, z(m-1)]$. Будем полагать, что последовательность первичных фазовых оценок и фазовая модель связаны соотношением

$$z(j) = h[\varphi_m(\beta, T_0j) - w_j], \quad (8)$$

где w_j — модельные фазовые погрешности, являющиеся случайными числами с заданным законом распределения. Приведенные к диапазону $[0, 2\pi]$ значения модели $\varphi_m(\beta, T_0j)$ должны аппроксимировать фазовые оценки $z(j)$ с помощью выбора вектора β .

Определим функцию $Q_0[z(j), \beta] = Q_0[z(j) - \beta]$, которая является мерой углового расстояния для двух точек с координатами $z(j)$, β на окружности, $-\infty \leq \beta \leq \infty$, $-\infty \leq z(j) \leq \infty$, зависящую от разности координат и являющуюся периодической: $Q_0[\Delta z(j) - \beta] = Q_0[\Delta z(j) - \beta + 2\pi k]$, $-\infty \leq k \leq \infty$. Из физических соображений очевидно, что функция $Q_0[\Delta z(j) - \beta] \geq 0$, в точке $\Delta z(j) - \beta = \pi$ она максимальна и симметрична относительно этой точки на интервале $[0, 2\pi]$. На основе функции углового расстояния $Q_0[z(j), a]$ и модели наблюдений (8) вводится функционал суммарного углового расстояния

$$Q(z, \beta) = \sum_{j=0}^{m-1} Q_0[z(j) - \varphi_m(\beta, T_0j)]. \quad (9)$$

Задача нелинейной фазовой фильтрации состоит в нахождении оптимального вектора модели β° и решается на основе минимизации функционала суммарного углового расстояния:

$$\beta^{\circ} = \arg \{ \min_{\beta} Q(z, \beta) \}. \quad (10)$$

Введение специального функционала суммарного углового расстояния $Q(z, a)$ создает существенное отличие задачи (10) от задач обработки, основанных на традиционных квадратичных функционалах и линейных моделях, порождающих линейные алгоритмы обработки.

Один из возможных вариантов функции углового расстояния, обладающей необходимыми свойствами, имеет вид

$$Q_0[z(j), \beta] = \sin^2 \{ [z(j) - \beta] / 2 \}. \quad (11)$$

Разберем случай фильтрации, когда фазовая модель может приниматься в виде константы для рассматриваемых дискретных точек $\varphi_m(a, T_0j) = a$, $j = 0, 1, \dots, m-1$. Функционал суммарного углового расстояния после подстановки (11) в (9) преобразуется к виду

$$Q(z, \beta) = \sum_{j=0}^{m-1} \sin^2 \frac{z(j) - \beta}{2} = \frac{m}{2} - \frac{\cos \beta}{2} \sum_{j=0}^{m-1} \cos z(j) - \frac{\sin \beta}{2} \sum_{j=0}^{m-1} \sin z(j).$$

Чтобы найти минимум функции $Q(z, a)$, продифференцируем функционал суммарного углового расстояния по a и приравняем производную нулю:

$$\frac{dQ(z, \beta)}{da} = \sin \beta \sum_{j=0}^{m-1} \cos z(j) - \cos \beta \sum_{j=0}^{m-1} \sin z(j) = 0.$$

Оптимальное значение параметра β° для рассматриваемой фазовой модели определяется нелинейным преобразованием

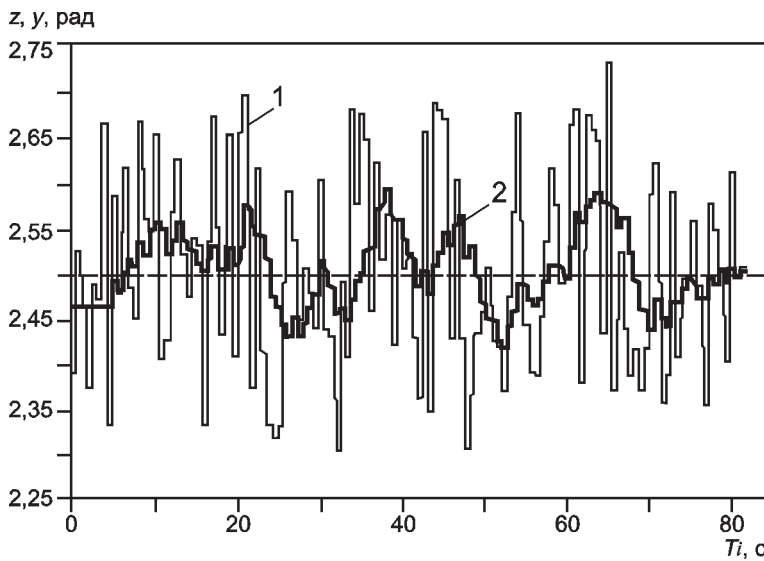


Рис. 1. Работа алгоритмов локальной аппроксимации (линия 1) и нелинейной фазовой фильтрации (линия 2), $\Delta\varphi_{12} = 2,5$ рад

$$\beta^\circ = \arctg \left[\frac{\sum_{j=0}^{m-1} \sin z(j)}{\sum_{j=0}^{m-1} \cos z(j)} \right]. \quad (12)$$

Работу дискретного нелинейного фазового фильтра порядка m для фазовой последовательности $z(0), z(1), z(2), \dots$ рассмотрим для точек $j = m-1, m, m+1, \dots$:

$$x(j - m_0) = \psi [z(j), z(j-1), \dots, z(j-m+1)], \quad (13)$$

где m_0 — параметр.

Соотношение (13) представляет собой, по существу, фазовый фильтр, реализующий скользящее нелинейное усреднение, в котором $x(j)$ — отфильтрованная фазовая оценка.

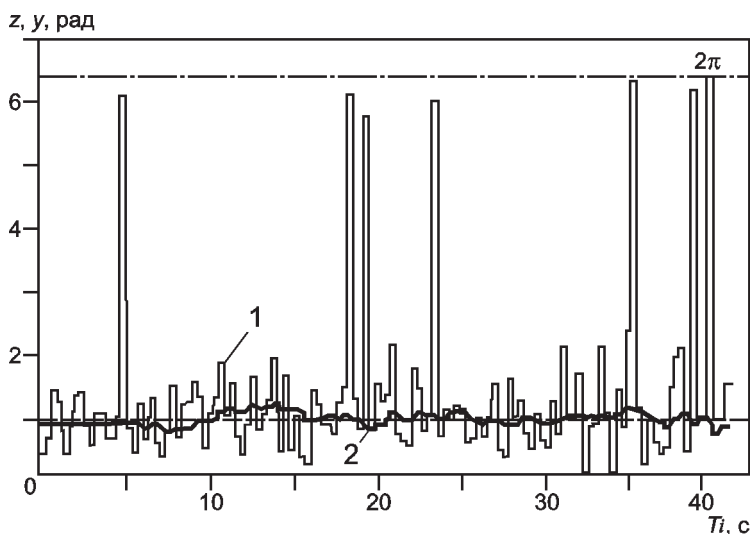


Рис. 2. Работа алгоритмов локальной аппроксимации и нелинейной фазовой фильтрации, $\Delta\varphi_{12} = 0,9$ рад, 1, 2 — те же, что и на рис. 1

Параметр m_0 позволяет регулировать точность фазовой фильтрации. Функция $\psi [\dots]$ из (13) тождественна преобразованию (12). Значения выходной последовательности фильтра для начальных точек $j = 0, 1, \dots, m-2-m_0$ приравняются значению для $j = m-1$, т. е.

$$x(0) = x(1) = \dots = x(m-2-m_0) = x(m-1-m_0).$$

Вычисление отфильтрованных оценок разности фаз осуществляется с интервалом $T_0 = TN$ и представляет собой кусочно-постоянную функцию

$$x(Ti) = \sum_j x_j(Ti), \quad j=0, 1, 2, \dots,$$

образованную суммированием по j импульсных функций $x_j(Ti) = x(j)$ для $N(j-1) \leq i \leq Nj-1$, $x_j(Ti) = 0$ для $i < N(j-1)$, $i > Nj-1$.

Работа алгоритмов цифровой обработки предлагаемого КФ была проанализирована с помощью математического моделирования. Модельные входные сигналы принимались в виде соотношений

$$y_1(Ti) = A_1 \cos [2\pi f_0 Ti + \vartheta(Ti)^2/2 + \varphi_1] + w_1(Ti);$$

$$y_2(Ti) = A_2 \cos (2\pi f_0 Ti + \varphi_2) + w_2(Ti). \quad (14)$$

В сигнал $y_1(Ti)$ вводилась линейная частотная модуляция, разность фаз для сигналов из (14) в этом случае изменялась во времени по параболическому закону: $\Delta\varphi_{12}(Ti) = \vartheta(Ti)^2/2 + \varphi_1 - \varphi_2$. Погрешности $w_1(Ti)$, $w_2(Ti)$ в наблюдениях сигналов моделировались в виде случайных нормальных чисел с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$. Число точек на локальном интервале принималось равным N , число локальных интервалов — m_f .

На рис. 1 показана работа алгоритмов локальной аппроксимации и нелинейной фазовой фильтрации. Параметры в (14) принимали значения $A_1 = 1$, $A_2 = 1$, $f_0 = 5,87$ Гц, $T = 0,01$ с, $\varphi_1 = 2,75$ рад, $\varphi_2 = 0,25$ рад, $\sigma = 0,2$, $N = 64$, $m_f = 128$ и $\vartheta = 0$, первый сигнал не содержал частотной модуляции. Локальный интервал составлял $NT = 64 \cdot 0,01 = 0,64$ с; длительность сигналов $NTm_f = 0,64 \cdot 128 = 81,92$ с. На локальном интервале помещалось примерно $NTf_0 = 0,64 \cdot 5,87 = 3,75$ периодов колебаний исходных сигналов.

Последовательность первичных оценок разностей фаз $z(Ti)$ представляется кусочно-постоянной функцией (линия 1). Вследствие действия шумов в наблюдениях последовательность первичных оценок разностей фаз, вычисленных на локальных интервалах, оказывается флуктуирующей. Кусочно-постоянная функция (линия 2) является результатом нелинейной фазовой фильтрации последовательности флуктуирующих первичных оценок, порядок фазового фильтра $m = 8$, параметр $m_0 = 0$. Пунктирная линия соответствует исходной разности фаз $\Delta\varphi_{12}(Ti) = \varphi_1 - \varphi_2$. Вторичная цифровая обработка снижает уровень флуктуаций в фазовых оценках. Разумеется, флуктуации в оценках разностей фаз можно уменьшить при увеличении порядка фазового фильтра m .

На рис. 2 показана работа предлагаемых алгоритмов, параметры модельных сигналов оставались такими же, как и для случая на рис. 1, кроме $\varphi_1 = 1,0$ рад, $\varphi_2 = 0,1$ рад,

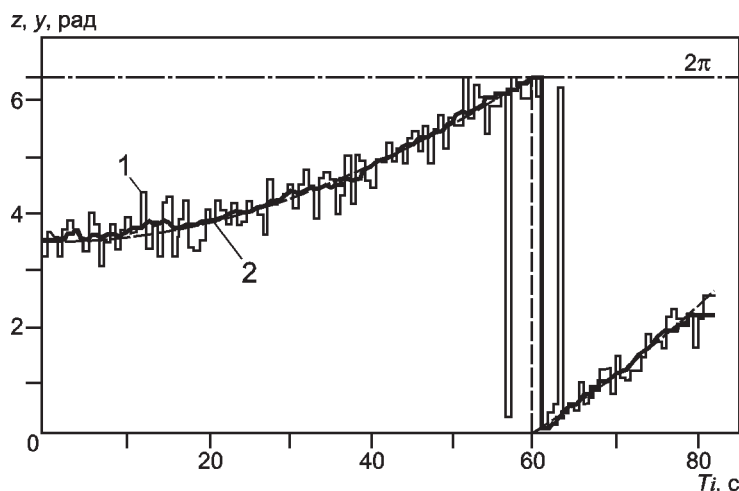


Рис. 3. Работа алгоритмов локальной аппроксимации и нелинейной фазовой фильтрации, разность фаз изменяется во времени, $\Delta\varphi_{12} = (3,5 + 0,00025 (T_i)^2)$ рад, 1, 2 — те же, что и на рис. 1, 2

$\sigma = 0,8$ и $N = 32$. Локальный интервал принимал значение $NT = 32 \cdot 0,01 = 0,32$ с, и на нем умещались $NTf_0 = 0,32 \cdot 5,87 = 1,88$ периода колебаний исходных сигналов, длительность сигналов составляла $NTm_f = 40,96$ с.

Последовательность первичных оценок разностей фаз $z(T_i)$ представляется линией 1. Уменьшение длительности локальных интервалов и действие значительных шумов в наблюдениях приводит к тому, что последовательность первичных оценок разностей фаз, вычисленных на локальных интервалах, оказывается флуктуирующей в большей степени, чем в предыдущем случае (см. рис. 1). Из-за нелинейного преобразования приведенные к диапазону $[0, 2\pi]$ оценки разностей фаз оказываются скачкообразными. Кусочно-постоянная функция $y(T_i)$ (линия 2 на рис. 2) представляет собой результат нелинейной фазовой фильтрации последовательности флуктуирующих и скачкообразных первичных оценок, порядок фазового фильтра $m = 16$, $m_0 = 0$. Пунктирная линия определяет функцию исходной разности фаз. Предлагаемый алгоритм нелинейной фазовой фильтрации оказывается нечувствительным к скачкам в фазовых оценках.

Работу алгоритмов, когда исходная разность фаз изменялась во времени, иллюстрирует рис. 3. Принимались следующие значения параметров: $\varphi_1 = 3,75$ рад, $\varphi_2 = 0,25$ рад, $\sigma = 0,5$, $N = 64$, $\vartheta = 0,00025$, остальные значения параметров такие же, как и для случая на рис. 1.

Линия 1 характеризует последовательность первичных оценок, а линия 2 — результат работы алгоритма нелинейной фазовой фильтрации, $m = 15$, $m_0 = 7$. Пунктирная линия изображает функцию разности фаз, изменяющуюся во времени. Фазовые оценки отслеживают изменения во времени исходной разности фаз. Моделирование подтвердило способность алгоритма фазовой фильтрации устранить скачки в фазовых оценках и обеспечить необходимое сглаживание.

Компьютерный фазометр реализован практически на основе аппаратно-программных решений Matlab и Labview. Ввод сигналов по нескольким каналам осуществлялся через подключаемое к компьютеру устройство сбора данных типа NI USB-4432. Предложенный фазометр, в котором ис-

пользованы алгоритмы локальной аппроксимации и нелинейной фазовой фильтрации, оказался работоспособным.

Литература

1. Клаассен К. Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике. М.: Постмаркет, 2000.
2. Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Основы фазометрии. Л.: Энергия, 1976.
3. Гаврилов Ю. С. и др. Справочник по радиоизмерительным приборам. М.: Энергия, 1976.
4. Терешин Г. М. Радиоизмерения. М.: Энергия, 1968.
5. Применение интегральных микросхем: Практическое руководство. В 2-х кн. Кн.1 / Пер. с англ., под ред. А. Уильямса. М.: Мир, 1987.
6. Грабовски Б. Краткий справочник по электронике / Пер. с франц. М.: ДМК Пресс, 2001.
7. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Дрофа, 2006.
8. Поздняков А. Д., Поздняков В. А. Вычислительный метод определения разности фаз сигналов на основе дискретного преобразования Фурье // Проектирование и технология электронных средств. 2006. № 1. С. 44—48.
9. Скворцов О. Б. Измерение сдвигов фаз для узкополосных случайных процессов корреляционными методами // Тез. докл. 36-й Всесоюз. науч. сессии, посвященной дню Радио. М.: НТОРЭС, 1981. С. 55—56.
10. Панько С. П., Ткач В. И., Чмых М. К. Микропроцессорный фазометр сигналов искаженной формы // Измерительная техника. 1984. № 5. С. 48—49; Pan'ko S. P., Tkach V. I., Chmykh M. K. Microprocessor phase meter for distorted signals // Measurement Techniques. 1984. V. 27. N 5. P. 449—551.
11. Чмых М. К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993.
12. Глинченко А. С., Кузнецкий С. С., Фиштейн А. М. Цифровые методы измерения сдвига фаз / Отв. ред. С. Ф. Корндорф. Новосибирск: Наука, 1979.
13. Арутюнов П. А. Теория и применение алгоритмических измерений. М.: Энергоатомиздат, 1990.
14. Генкин М. Д., Гетманов В. Г. Использование алгоритма аппроксимации в цифровом фазометре // Измерительная техника. 1987. № 9. С. 41—43; Genkin M. D., Getmanov V. G. Utilization of an approximation algorithm in a digital phasemeter // Measurement Techniques. 1987. V. 30. N 9. P. 900—902.
15. Генкин М. Д., Гетманов В. Г. Цифровой фазометр для сигналов сложной формы // Вибрационная техника: Труды науч.-техн. семинара. М.: МДНТП. 1986. С. 37—40.
16. Гетманов В. Г., Скворцов О. Б. Измерение нестационарных амплитуд и частот узкополосных сигналов // Метрология. 1997. № 11. С. 30—39.
17. Гетманов В. Г., Скворцов О. Б. Нелинейная фильтрация фазовых измерений // Измерительная техника. 1991. № 1. С. 33—35; Getmanov V. G., Skvortsov O. B. Nonlinear filtering in phase measurements // Measurement Techniques. 1991. V. 34. N 1. P. 59—63.

Дата принятия 24.05.2010 г.