$$F[U(t)] = A\,U(t) + I[U(t)] - J[V_S(t)] = 0, \qquad (13)$$

то, используя разложение

$$F[U_{j+1}(t)] = F[U_j(t)] + \frac{\partial F[U_j(t)]}{\partial U_j(t)}[U_{j+1}(t) - U_j(t)],$$

получаем метод Ньютона для решения (7): $U_{j+1}(t) = U_j(t) + \Delta U(t)$, где $\Delta U(t) = -\varphi^{-1} F[U_j(t)]$ — приращение решения на $(j+1)$-й итерации, $\varphi = \frac{\partial F[U_j(t)]}{\partial U_j(t)} = A + \frac{\partial I[U_j(t)]}{\partial U_j(t)}$ — якобиан. Метод Ньютона отличается более быстрой сходимостью, чем (8), но сложен при определении начального приближения и вычисления якобиана.

Таблица 1

Номер итерации, m	Амплитуда составляющих спектра, mВ					
	$f_г$	$f_с$	$f_г - f_с$	$2f_с - f_г$	$2f_г - f_с$	$2f_г - 2f_с$
1	0,08	0,11	310,0	4,5	0,06	18,6
2	0,28	0,36	563,8	11,8	0,10	46,2
8	0,32	0,49	596,0	12,1	0,11	49,6
Точное решение	0,48	0,62	608,0	12,6	0,18	51,0

Применение алгоритмов оптимизации для минимизации $F[U(t)]$ в (13) дает еще один способ вычисления $U(t)$, часто используемый наряду с методом Ньютона для решения уравнений гармонического баланса вида (7) с аппроксимацией вектора неизвестных гармоническими рядами в экспоненциальной или тригонометрической форме.

Преимущество итерационного метода (12), решения (7) для задач функционально-схемотехнического моделирования обусловлено использованием единой методологической основы для всех этапов анализа гибридной схемы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Алексеев О. В., Асович П. Л., Соловьев А. А.* Спектральные методы анализа нелинейных радиоустройств с помощью ЭВМ.— М. : Радио и связь, 1985.— 152 с.
2. *Данилов Л. В.* Ряды Вольтерра—Пикара в теории нелинейных электрических цепей.— М. : Радио и связь, 1987.— 224 с.
3. *Жигалов И. Е., Ильин В. Н., Ланцов В. Н.* Расширение возможностей применения алгоритма рядов Вольтерра АСхП // Радиоэлектроника.— 1985.— № 9.— С. 49—54. (Изв. высш. учеб. заведений).
4. Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи / Под ред. Б. М. Богдановича.— М. : Радио и связь, 1990.— 280 с.

Владимирский госуниверситет. Поступила в редакцию 28.08.95.

УДК 621.396.967.

СЛЮСАР В. И.

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ КОЛОКОЛООБРАЗНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Рассмотрены детерминистские и стохастические дальномерные процедуры для узкополосных приемных трактов, основанные на представлении огибающей радиоимпульсов в виде $\sin^2$-функции. Показано, что более универсальной с вычислительной точки зрения является обработка четверок отсчетов аналого-цифрового преобразователя.

В узкополосных приемных трактах импульсных РЛС выходной сигнал с известной долей условности принято считать колокольным импульсом, огибающая которого характеризуется гауссовской экспонентой $\exp(-\beta t^2)$ [1].

Такая модель сигнала, согласно [1, 2], в ее активной части, превышающей уровень 0,5, почти совпадает с формой колоколообразного импульса, определяемого $\sin^2$-функцией. В отличие от гауссовского представления $\sin^2$-аппроксимация огибающей является финитной функцией времени, что более физично, характеризуется меньшей дисперсией ошибки оценивания временного положения сигнала [2] и позволяет, как будет показано ниже, унифицировать процедуры измерения дальности с методами спектрального оценивания, основанными на операции быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Такой перечень достоинств $\sin^2$-трактовки узкополосного радиоимпульса можно считать достаточным основанием для ее использования в задачах цифровой дальнометрии. Поэтому целью статьи является синтез одноцелевых дальномерных процедур для узкополосных приемных трактов на основе представления их выходных сигналов $\sin^2$-импульсами.

Как известно, напряжение радиочастотной сигнальной смеси по выходу аналого-цифрового преобразователя (АЦП) представляет вещественный временной ряд. Для упрощения измерительных процедур целесообразно перейти от вещественного ряда дискретных отсчетов к комплексному, например, посредством скользящей гильбертовской фильтрации. При этом комплексное напряжение оцифрованной сигнальной смеси может быть записано в виде:

$$\dot{U}_s = \begin{cases} a \cdot K(s - s_1) \cdot \exp[j\omega \Delta t(s - s_1) + \psi] + \dot{n}_s, & \text{при } s_1 \le s < s_1 + N \\ \dot{n}_s, & \text{при } s < s_1 \text{ и } s \ge s_1 + N, \end{cases} \qquad (1)$$

где s — порядковый номер комплексного отсчета; a — амплитуда сигнала; s_1 — порядковый номер первого из отсчетов АЦП в пределах существования радиоимпульса;

$$K(s-s_1)=\begin{cases}\sin^2(s-s_1)\,x & \text{при } s_1\le s<s_1+N\\ 0 & \text{при } s<s_1 \text{ и } s\ge s_1+N,\end{cases}$$

$x=\pi/N$, N — длительность сигнала в отсчетах АЦП; ω — частота заполнения радиоимпульса; Δt — период дискретизации сигнала; ψ — начальная фаза радиоимпульса; $\dot n_s$ — комплексное значение шума.

В данном случае сделано допущение, что огибающая радиоимпульсов в обеих гильбертовских составляющих одинакова. Оно правомерно для всех отсчетов, находящихся за пределами переходного процесса гильбертовской фильтрации на фронте и срезе огибающей.

Особенность модели (1) заключается в том, что задача измерения временного положения радиоимпульсов может быть сведена к решению тригонометрических уравнений. В рамках детерминистского подхода для этого достаточно использовать пару комплексных отсчетов АЦП в пределах длительности радиоимпульса:

$$U_1=a\cdot\sin^2 d\,x\cdot\exp(j\omega\,\Delta t\,d+\psi)+\dot n_1;$$

$$U_2=a\cdot\sin^2(z+d)\,x\cdot\exp(j\omega\,\Delta t\,(d+z)+\psi)+\dot n_2, \qquad (2)$$

где d — временной сдвиг первого из задействованных отсчетов относительно начала импульса в периодах дискретизации Δt; z — временной интервал между используемыми отсчетами в периодах Δt.

Пренебрегая наличием шумов, перейдем к частному модулей отсчетов (2):

$$\frac{|U_2|}{|U_1|}=\frac{\sin^2(z+d)\,x}{\sin^2 d\,x}=\frac{1-\cos 2\,(z+d)\,x}{1-\cos 2\,d\,x}.$$

При этом использовано то обстоятельство, что модуль экспоненты для любого комплексного аргумента всегда равен 1.

Таким образом, относительный временной сдвиг d первого из отсчетов U_1 может быть определен из уравнения:

$$|U_2|\cos 2\,d\,x-|U_1|\cos 2\,(z+d)\,x=|U_2|-|U_1|. \qquad (3)$$

Используя подстановку:

$$t=\frac{|U_2|-|U_1|\cos 2\,z\,x}{|U_2|-|U_1|};\quad w=\frac{|U_1|\sin 2\,z\,x}{|U_2|-|U_1|},$$

можно привести (3) к каноническому виду $t\cdot\cos 2\,d\,x+w\cdot\sin 2\,d\,x=1$.

В завершение получим

$$d=\frac{1}{2\,x}\left\{\arcsin\frac{1}{\sqrt{t^2+w^2}}-\arcsin\frac{t}{\sqrt{t^2+w^2}}\right\}. \qquad (4)$$

Более универсальный с вычислительной точки зрения подход сводится к использованию пары разностей двух комплексных отсчетов АЦП. Его универсальность заключается в том, что измерение времени задержки по форме оказывается аналогичным известным пеленгационным процедурам, применяемым в угломерных или допплеровских БПФ-системах.

В подтверждение этому рассмотрим две пары комплексных напряжений сигнала, записав их аналогично (2) в виде:

$$U_1=\dot a\cdot\sin^2 d\,x\cdot\exp(j\omega\,\Delta t\,d+\psi)+\dot n_1;$$

$$U_2=\dot a\cdot\sin^2(d+z_1)\,x\cdot\exp(j\omega\,\Delta t\,(d+z_1)+\psi)+\dot n_2;$$

$$U_3=\dot a\cdot\sin^2(d+z_2)\,x\cdot\exp(j\omega\,\Delta t\,(d+z_2)+\psi)+\dot n_3;$$

$$U_4=\dot a\cdot\sin^2(d+z_3)\,x\cdot\exp(j\omega\,\Delta t\,(d+z_3)+\psi)+\dot n_4.$$

Переходя к модулям, после несложных преобразований сформируем отношение разностей:

$$\frac{|U_1|-|U_2|}{|U_3|-|U_4|}=\frac{\sin(2\,d+z_1)\,x\cdot\sin z_1\,x}{\sin(2\,d+z_3+z_2)\,x\cdot\sin(z_3-z_2)\,x}. \qquad (5)$$

Очевидно, что для определения d удобно брать отсчеты напряжений сигнала через равные интервалы времени. Тогда $\sin z_1\,x=\sin(z_3-z_2)\,x$, что позволяет сократить (5) на величину $\sin z_1\,x$. Дальнейшие тригонометрические выкладки приводят к искомому результату:

$$\operatorname{tg} 2\,d\,x=\frac{p\cdot\sin(z_3+z_2)\,x-q\cdot\sin z_1\,x}{q\cdot\cos z_1\,x-p\cdot\cos(z_3+z_2)\,x}, \qquad (6)$$

где $p=|U_1|-|U_2|$, $q=|U_3|-|U_4|$.

Последующий переход к неизвестной d в пояснении не нуждается.

Справедливости ради следует отметить, что соотношение (6) проигрывает в точности измерения процедуре (4). Однако возможность использования для дальномерных задач однотипных с пространственно-частотной селекцией способов измерения во многом склоняет чашу весов в пользу рассмотренного подхода. Проигрыш в точности, как оказалось, может быть снижен, если вместо разностей соседних по времени отсчетов использовать величины $|U_1|-|U_3|$,

$| U_2 | - | U_4 |$. При регулярном шаге выборки их отношение аналогично (6) преобразуется к виду

$$\operatorname{tg} 2\, d\, x = \frac{P_{\text{м}} \cdot \sin (z_1 + z_3)\, x - q_{\text{м}} \cdot \sin z_2\, x}{q_{\text{м}} \cdot \cos z_2\, x - P_{\text{м}} \cdot \cos (z_1 + z_3)\, x}, \tag{7}$$

где $P_{\text{м}} = | U_1 | - | U_3 |$, $q_{\text{м}} = | U_2 | - | U_4 |$.

Альтернативой рассмотренным детерминистским процедурам могут служить стохастические методы оценивания, синтезированные, например, с помощью метода наименьших квадратов. Особенностью их является минимизация среднеквадратической ошибки измерения в условиях шумовой помехи. При этом квадратурные составляющие U_s^c иU_s^s всех задействованных комплексных отсчетов напряжений, кроме первого, следует предварительно обработать по правилу:

$$\widetilde{U}_s^c = U_s^c \cos p_s + U_s^s \sin p_s; \quad \widetilde{U}_s^s = U_s^s \cos p_s - U_s^c \sin p_s\,, \tag{8}$$

где $p_s = \omega\, \Delta\, t \cdot z_s$, z_s — временной интервал между первым и s-м по счету из задействованных комплексных отсчетов сигнала.

Пренебрегая допплеровским сдвигом несущей частоты, такой прием позволяет рассматривать для всего пакета используемых в измерении отсчетов в качестве неизвестной комплексной амплитуды сигнала величину

$$\widetilde{a} = a \cdot \exp\, [j\, (\omega\, \Delta\, t\, d + \psi)\ ].$$

В результате оценка временного положения радиоимпульсов может быть получена на основе информации, содержащейся в их огибающих.

В частности, рассматривая в (6) вместо модулей напряжений квадратурные составляющие, несложно перейти к минимизации функционала, сформированного для общности подхода по нескольким четверкам напряжений (8):

$$F = \sum_{s=1}^{S} \left[\left\{ \operatorname{tg} 2\, d\, x\, (q_s^c \cos \alpha_s\, x - p_s^c \cos \beta_s\, x) - p_s^c \sin \beta_s\, x + q_s^c \sin \alpha_s\, x \right\}^2 + \right.$$
$$\left. + \left\{ \operatorname{tg} 2\, d\, x\, (q_s^s \cos \alpha_s\, x - p_s^s \cos \beta_s\, x) - p_s^s \sin \beta_s\, x + q_s^s \sin \alpha_s\, x \right\}^2 \right] = \min, \tag{9}$$

где

$$p_s^{c(s)} = U_{1s}^{c(s)} - U_{2s}^{c(s)},\ q_s^{c(s)} = U_{3s}^{c(s)} - U_{4s}^{c(s)};$$
$$\alpha_s = z_{1s} + 2\, k_s, \beta_s = z_{2s} + z_{3s} + 2\, k_s;$$

k_s — смещение s-й четверки напряжений относительно первой в отсчетах АЦП, причем $k_1 = 0$.

Дифференцируя (9) по переменной tg$2dx$, получаем

$$\operatorname{tg} 2\, d\, x = \frac{\sum\limits_{s=1}^{S} \left\{ P_{12s} \sin (\alpha_s + \beta_s)\, x - 0{,}5\, p_s^2 \sin 2\, \beta_s\, x - 0{,}5\, q_s^2 \sin 2\, d_s\, x \right\}}{\sum\limits_{s=1}^{S} \left\{ p_s^2 \cos^2 \beta_s\, x + q_s^2 \cos^2 \alpha_s\, x - 2\, P_{12s} \cos \alpha_s\, x \cdot \cos \beta_s\, x \right\}}, \tag{10}$$

где $P_{12s} = p_s^c \cdot q_s^c + p_s^s \cdot q_s^s$.

Соотношение (10) по форме совпадает с известной процедурой измерения угловых координат по откликам вторичных каналов линейной цифровой антенной решетки. Заметим, что при условии

$$p_s^{c(s)} = U_{1s}^{c(s)} - U_{3s}^{c(s)},\ q_s^{c(s)} = U_{2s}^{c(s)} - U_{4s}^{c(s)},$$
$$\alpha_s = z_{2s} + 2\, k_s, \beta_s = z_{1s} + z_{3s} + 2\, k_s,$$

его следует рассматривать как альтернативу оценке (7).

Если ограничиться обработкой лишь двух четверок отсчетов, задав интервалы k_s, z_{1s}, z_{2s} и z_{3s} для них одинаковыми, то объем вычислений в (10) может быть существенно снижен за счет исключения излишних операций умножения:

$$\operatorname{tg} 2\, dx = \frac{\sin (\alpha + \beta)\, x \sum\limits_{s=1}^{2} P_{12s} - 0{,}5 \sin 2\, \beta\, x \sum\limits_{s=1}^{2} P_s^2 - 0{,}5 \sin 2\, \alpha\, x \sum\limits_{s=1}^{2} q_s^2}{\cos^2 \beta\, x \sum\limits_{s=1}^{2} P_s^2 + \cos^2 \alpha\, x \sum\limits_{s=1}^{2} q_s^2 - 2 \cos \alpha\, x \cos \beta\, x \sum\limits_{s=1}^{2} P_{12s}}. \tag{11}$$

В этом случае предполагается, что длительность сигнала позволяет выбрать смещение первой четверки относительно начала импульса, равным $d + k_1$, где k_1 — заданное число. При слабой корреляции напряжений по шумам, суммирование в (10), (11) можно выполнять с различным взаимным перекрытием четверок отсчетов во времени в зависимости от конкретной протяженности сигнала. Следует также отметить, что подобно всем процедурам алгоритмического накопления, оценки (10), (11) могут давать смещенные результаты из-за суммирования квадратов шумов в коэффициентах типа $\sum_{s=1}^{S} p_s^2$ и $\sum_{s=1}^{S} q_s^2$. Во избежание этого имеет смысл прибегнуть к рекомендованному для БПФ-систем приему, сводящемуся к замене указанных коэффициентов разностями $\sum_{s=1}^{S} p_s^2 - 2S \cdot \sigma_ш^2$ и $\sum_{s=1}^{S} q_s^2 - 2S \cdot \sigma_ш^2$, где $\sigma_ш^2$ — дисперсия шумов в квадратурных составляющих комплексных напряжений сигнала (8). Что касается накопления сумм скалярных произведений P_{12s}, то для некоррелированных напряжений в такой «чистке» нет необходимости.

Полученные соотношения для оценок временного положения радиоимпульсов применимы также в случае узкополосных видеосигналов. При этом вместо модулей отсчетов АЦП предпочтительнее использовать напряжения вещественного временного ряда, а в интересах стохастических процедур (10), (11) — формировать комплексный видеосигнал в аналоговом виде с последующей оцифровкой напряжений в двух квадратурных каналах [3]. При необходимости эффективность накопления в (10), (11) можно повысить, если вовлечь в обработку пачку импульсов или в антенной решетке — отклики нескольких приемных каналов. В обоих случаях важно исходить из допущения, что смещение сигналов за время накопления пренебрежимо мало. При этом в оценках (10), (11) накопление напряжений по индексу S следует дополнить суммированием по количеству импульсов пачки или каналов антенной решетки. В качестве последних могут использоваться не только первичные, но и вторичные каналы, если время выполнения операции диаграммообразования (например, БПФ) не превышает интервал между задействованными в измерении отсчетами АЦП.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ицхоки Я. С.* Импульсные устройства.— М. : Сов. радио, 1959.— 111 с.
2. *Горновесов Ю. Ф.* Предельные точности измерения временных параметров импульсных сигналов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая, 1971.— Вып. 16.— С. 58—66.
3. Цифровые радиоприемные системы : Справочник / М. И. Жодзишский, Р. Б. Мазепа, Е. П. Овсянников и др. / Под ред. М. И. Жодзишского.— М. : Радио и связь, 1990.— 208 с.

г. Киев.

Поступила в редакцию после переработки 04.12.95.

УДК 681.586.5; 531.768.

ДЕМЬЯНЕНКО П. А., ЗИНЬКОВСКИЙ Ю. Ф., ПРОКОФЬЕВ М. И.

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЦИФРОВОЙ АКСЕЛЕРОМЕТР С ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИМ ДАТЧИКОМ

Рассмотрена разработка трехкоординатного прецизионного акселерометра для измерения сверхмалых линейных ускорений. Используемый в акселерометре импульсный волоконно-оптический датчик ускорения с время-импульсной модуляцией выходного сигнала позволяет получить уникальные технические параметры акселерометра.

Настоящая статья продолжает работы [1, 2] по исследованию проблемы точности измерений посредством волоконно-оптических датчиков (ВОД), в частности, рассматривается возможность построения на основе импульсного ВОД ускорений прецизионного цифрового акселерометра для измерения сверхмалых линейных ускорений.

Принципиальная возможность высокоточных измерений посредством описываемого акселерометра основывается на возможности высокоточного измерения временных интервалов, а также на возможности создания высокодобротной кварцевой колебательной системы. Еще одним фактором, способствующим достижению высокой точности измерений, является независимость метрологических параметров акселерометра от любых нестабильностей (временных, температурных и пр.) характеристик оптических и электрических элементов, образующих измерительный тракт ВОД. Объясняется это тем, что измеряемыми (информационными) величинами в выходном сигнале импульсных ВОД являются не энергетические параметры оптического потока (как в случае аналоговых ВОД), а задаваемые оптическими импульсами величины временных интервалов.

Схема устройства импульсного ВОД ускорения с чувствительным элементом-модулятором маятникового типа приведена на рис. 1 (схема устройства ВОД. *1* – волоконный световод; *2* – инерционная масса; *3* – цилиндрические зеркальные поверхности; *4* – электромагниты; *5* – волоконно-оптический разветвитель-сумматор; а) – ориентация осей чувствительности ВОД). Упругий подвес маятника выполнен из кварцевой нити, роль которой играет консольно закрепленный в корпусе ВОД конец волоконного световода (ВС). На свободном конце консоли ВС закреплена инерционная масса (ИМ) из магнитомягкого материала.

В рабочем режиме ВОД конец маятника осуществляет круговое (вращательное) движение, которое возбуждается и поддерживается незатухающим благодаря согласованному поочередному силовому воздей-