

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

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, мВ					
	f_T	f_c	$f_T - f_c$	$2f_c - f_T$	$2f_T - f_c$	$2f_T - 2f_c$
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:

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

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

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

$x = \pi/N$, 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:

$$U_1 = a \cdot \sin^2 dx \cdot \exp(j\omega \Delta t d + \psi) + \dot{n}_1;$$

$$U_2 = a \cdot \sin^2(z + d)x \cdot \exp(j\omega \Delta t(d + z) + \psi) + \dot{n}_2, \quad (2)$$

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):

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

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:

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

Используя подстановку:

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

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

В завершение получим

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

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 доплеровских БПФ-системах.

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

$$U_1 = \dot{a} \cdot \sin^2 dx \cdot \exp(j\omega \Delta t d + \psi) + \dot{n}_1;$$

$$U_2 = \dot{a} \cdot \sin^2(d + z_1)x \cdot \exp(j\omega \Delta t(d + z_1) + \psi) + \dot{n}_2;$$

$$U_3 = \dot{a} \cdot \sin^2(d + z_2)x \cdot \exp(j\omega \Delta t(d + z_2) + \psi) + \dot{n}_3;$$

$$U_4 = \dot{a} \cdot \sin^2(d + z_3)x \cdot \exp(j\omega \Delta t(d + z_3) + \psi) + \dot{n}_4.$$

Переходя к модулям, после несложных преобразований сформируем отношение разностей:

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

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:

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

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 одностипных 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

$$\operatorname{tg} 2 d x = \frac{P_M \cdot \sin (z_1 + z_3) x - q_M \cdot \sin z_2 x}{q_M \cdot \cos z_2 x - P_M \cdot \cos (z_1 + z_3) x}, \quad (7)$$

где $P_M = |U_1| - |U_3|$, $q_M = |U_2| - |U_4|$.

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 и U_s^s всех задействованных комплексных отсчетов напряжений, кроме первого, следует предварительно обработать по правилу:

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

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

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

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):

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

где

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

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

Дифференцируя (9) по переменной $\operatorname{tg} 2 d x$, получаем

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

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

$$p_s^{c(s)} = U_{1s}^{c(s)} - U_{3s}^{c(s)}, \quad q_s^{c(s)} = U_{2s}^{c(s)} - U_{4s}^{c(s)},$$

$$\alpha_s = z_{2s} + 2 k_s, \quad \beta_s = z_{1s} + z_{3s} + 2 k_s,$$

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:

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

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 шу-

мов 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, сводя-
щемуся 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 квадра-

турных составляющих комплексных напряжений сигнала (8). Что каса-
ется накопления сумм скалярных произведений P_{12s} , то для
некоррелированных напряжений в такой «чистке» нет необходимости.

Полученные соотношения для оценок временного положения ра-
диоимпульсов применимы также в случае узкополосных видеосигна-
лов. При этом вместо модулей отсчетов АЦП предпочтительнее
использовать напряжения вещественного временного ряда, а в интере-
сах стохастических процедур (10), (11) — формировать комплексный
видеосигнал в аналоговом виде с последующей оцифровкой напряже-
ний в двух квадратурных каналах [3]. При необходимости эффектив-
ность накопления в (10), (11) можно повысить, если вовлечь в
обработку пачку импульсов или в антенной решетке — отклики не-
скольких приемных каналов. В обоих случаях важно исходить из допу-
щения, что смещение сигналов за время накопления пренебрежимо
мало. При этом в оценках (10), (11) накопление напряжений по индек-
су S следует дополнить суммированием по количеству импульсов пач-
ки 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 отсче-
тами АЦП.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. — М.: Сов. радио, 1959. — 111 с.
2. Горковесов Ю. Ф. Предельные точности измерения временных параметров импуль-
сных сигналов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая, 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 позволя-
ет получить уникальные технические параметры акселерометра.

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

Принципиальная возможность высокоточных измерений посред-
ством описываемого акселерометра основывается на возможности вы-
сокоточного измерения временных интервалов, а также на возможности
создания высокочастотной кварцевой колебательной системы. Еще
одним фактором, способствующим достижению высокой точности из-
мерений, является независимость метрологических параметров акселе-
рометра 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 слу-
чае 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 — во-
локонно-оптический разветвитель-сумматор; а) — ориентация осей чув-
ствительности 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 неза-
тухающим благодаря согласованному поочередному силовому воздей-