Оценивание временного положения когерентно-импульсных сигналов

Evaluation of coherent and pulse-type signals temporary position

Попов / Popov D.
Дмитрий Иванович
(adop@mail.ru)
доктор технических наук, профессор.
ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет»,
профессор кафедры радиотехнических систем.
г. Рязань

Ключевые слова: алгоритм оценивания – evaluation algorithm; временное положение – temporary position; когерентно-импульсные сигналы – coherent and pulse-type signals; пассивная помеха – passive interference; синтез – synthesis; цифровые эквиваленты – digital equivalents; функция правдоподобия – plausibility function.

Методом максимального правдоподобия синтезирован оптимальный алгоритм оценивания временного положения последовательности когерентных импульсов на фоне гауссовской коррелированной (пассивной) помехи. В соответствии с алгоритмом оценивания осуществляется межпериодная обработка поступающих данных с последующим весовым интегрированием и фиксацией максимума получаемых величин. Рассмотрены цифровые эквиваленты синтезированного алгоритма, на основе которых построена структурная схема цифрового измерителя.

Fully satisfactory algorithm for evaluation of coherent pulses sequence in presence of Gaussian correlated (passive) interference has been synthesized based on the method of maximum plausibility. Processing of incoming data between cycles with subsequent weight integration and latching of maximum obtained values are carried out in accordance with evaluation algorithm. Digital equivalents of the synthesized algorithm used as the basis for generation of digital meter block schematic diagram have been considered.

Введение

Современные многофункциональные радиолокационные системы (РЛС) позволяют обнаруживать и определять координаты разнообразных объектов [1, 2]. В импульсной радиолокации одной из основных операций является измерение дальности цели [3], которое с позиций статистической теории формулируется как оценивание временного положения (времени запаздывания) последовательности сигнальных импульсов [4].

Временное положение (время задержки – delay time) и его измерение имеют разнообразные применения в различных отраслях науки и техники. В радиолокации первоначально измерение дальности осуществлялось аналоговыми методами. С этой целью в прошлом использовались визуальные индикаторы на электронно-лучевых трубках, по которым с помощью электронных меток вручную раздельно для каждой цели грубо отсчитывалась дальность, что, в конечном счете, и привело к построению автоматизированных (цифровых) систем обработки радиолокационных сигналов.

В работах [3, 4] рассмотрен метод измерения времени запаздывания последовательности импульсов при отсутствии межпериодной корреляции помех. Измерение временного положения последовательности двоично-квантованных некогерентных сигнальных импульсов на фоне собственных (некоррелированных) шумов приемника РЛС цифровыми методами рассмотрено в работе [5]. Работа [6] посвящена синтезу различных вариантов следящих измерителей дальности для РЛС сопровождения воздушных целей в условиях отсутствия внешних помех.

Существенное влияние на точность оценивания оказывают помехи РЛС. Ввиду этого актуален поиск оптимальных алгоритмов оценивания и устройств измерения, обладающих в условиях воздействия известного класса помех наилучшей точностью. Проведение статистического синтеза оптимального измерителя позволяет проектировщикам определить пути усовершенствования реальных измерителей с целью повышения их точности.

Представляют интерес неследящие одноканальные измерители времени запаздывания (дальности) последовательности когерентных импульсов для РЛС обзора в условиях воздействия коррелированных (узкополосных) помех. Целью настоящей статьи является

4 2018.indd 6 12.12.2018 17:10:01

статистический синтез алгоритмов неследящего измерения времени запаздывания последовательности когерентных импульсов на фоне гауссовских коррелированных помех.

Функция правдоподобия

Рассмотрим комплексную огибающую аддитивной смеси сигнала и коррелированной помехи (пассивной помехи плюс собственный шум), образующую на интервале $[0, T]$ в N периодах повторения многомерный случайный процесс $\{U_j(t)\}$, $j=\overline{1,N}$. Полагаем, что сигнал представлен последовательностью когерентных импульсов $S_j(t-\tau)=s(t-\tau)S_j=s(t-\tau)S_{0j}e^{i\varphi}$ с известной формой $s(t)$ и неизвестными временем запаздывания τ и начальной фазой φ. При гауссовском распределении помехи функция правдоподобия (ФП) оцениваемого параметра τ представляет собой условный функционал плотности вероятности многомерного процесса [7], который в данном случае имеет вид

$$P[\{U_j(t)\}/\tau,\varphi]=C\exp\left\{-\frac{1}{2}\sum_{j,k=1}^{N}\int_0^T\int_0^T[U_j^*(t_1)-S_j^*(t_1-\tau)]\times\right.$$
$$\left.\times W_{jk}(t_1,t_2)[U_k(t_2)-S_k(t_2-\tau)]\mathrm{d}t_1\mathrm{d}t_2\right\}, \qquad (1)$$

где C – не зависящая от U и τ константа, $W_{jk}(t_1,t_2)$ – функция, обратная корреляционной функции помехи и определяемая из системы интегральных уравнений

$$\sum_{l=1}^{N}\int_0^T R_{jl}(t_1,t)W_{lk}(t,t_2)\mathrm{d}t=\delta_{jk}\delta(t_1-t_2), \qquad (2)$$

$R_{jk}(t_1,t_2)=\overline{[U_j(t_1)-\overline{U_j}(t_1)][U_k^*(t_2)-\overline{U_k^*(t_2)}]}\Big/2\sigma_{\text{п}}^2$ – корреляционная функция помехи, учитывающая внутрипериодные и межпериодные корреляционные связи, $\sigma_{\text{п}}^2$ – дисперсия помехи, δ_{jk} – дельта-символ Кронекера, $\delta(t_1-t_2)$ – дельта-функция Дирака.

Полагая, что неизвестная начальная фаза φ, являющаяся мешающим параметром, равномерно распределена в интервале $[-\pi,\pi]$, усредним ФП:

$$P[\{U_j(t)\}/\tau]=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}P[\{U_j(t)\}/\tau,\varphi]\mathrm{d}\varphi. \qquad (3)$$

Вычисляя интеграл (3) с учетом выражения (1) и относя не зависящие от значения оцениваемого параметры члены в постоянный множитель C, получим

$$P[\{U_k(t)\}/\tau]=CI_0\left\{\left|\sum_{j,k=1}^{N}\int_0^T\int_0^T s(t_1-\right.\right.$$
$$\left.\left.-\tau)S_{0j}^*W_{jk}(t_1,t_2)U_k(t_2)\mathrm{d}t_1\mathrm{d}t_2\right|\right\}, \qquad (4)$$

где $I_0\{\cdot\}$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Синтез алгоритмов оценивания

В качестве оценки по максимуму правдоподобия (ОМП) измеряемого параметра τ берется его значение, максимизирующее ФП (4) для наблюдаемых реализаций $\{U_k(t)\}$, $k=\overline{1,N}$. Правило определения ОМП временного положения τ записывается в виде

$$P[\{U_k(t)\}/\hat{\tau}]=\max_{\tau}P[\{U_k(t)\}/\tau].$$

При этом может быть использована любая монотонная функция выражения (4). Учитывая свойство функции Бесселя $I_0(z)\approx e^z$ при $z>>1$, что обычно выполняется в рассматриваемом случае, представим правило определения ОМП в виде

$$\ln P[\{U_k(t)\}/\hat{\tau}]=\max_{\tau}\ln P[\{U_k(t)\}/\tau],$$

которое приводит к структуре оптимального измерителя, определяемой алгоритмом вычисления его выходной величины

$$\xi[\{U_k(t)\}/\tau]=\left|\sum_{j,k=1}^{N}\int_0^T\int_0^T s(t_1-\tau)S_{0j}^*W_{jk}(t_1,t_2)U_k(t_2)\mathrm{d}t_1\mathrm{d}t_2\right|=$$
$$=\left|\sum_{k=1}^{N}\int_0^T V_k(t-\tau)U_k(t)\mathrm{d}t\right|, \qquad (5)$$

где

$$V_k(t-\tau)=\sum_{j=1}^{N}\int_0^T s(t_1-\tau)S_{0j}^*W_{jk}(t_1,t)\mathrm{d}t_1,\quad k=\overline{1,N}.$$

Согласно алгоритму (5) оптимальный измеритель осуществляет интегрирование исходной смеси сигнала и помехи с «весом» $V_k(t-\tau)$ и последующее накопление результатов интегрирования.

Функции $V_k(t-\tau)$ можно связать непосредственно с функциями $R_{jk}(t_1,t_2)$. Умножая обе половины уравнений системы (2) на величины $s(t_1-\tau)S_{0j}^*$ и интегрируя по переменной t_1, получим

$$\sum_{l=1}^{N}\int_0^T R_{lk}(t,t_2)V_l(t-\tau)\mathrm{d}t=s(t_2-\tau)S_{0j}^*.$$

Таким образом, функции $V_k(t-\tau)$ определяются из системы интегральных уравнений Фредгольма, ядром которых является функция корреляции помехи. При периодическом зондирующем сигнале

$$R_{jk}(t_1,t_2)=R_{jk}r(t_1,t_2),$$

где R_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции, $r(t_1,t_2)$ – функция внутрипериодной корреляции.

4 2018.indd 7 12.12.2018 17:10:03

Функция $r(t_1, t_2)$ является периодической функцией разности $t_1 - t_2$ с периодом повторения зондирующих сигналов $T_п$, т. е. $r(t_1, t_2) = r(t_1 - t_2 \pm kT_п), k = 1, 2, ...$ Тогда

$$W_{jk}(t_1, t_2) = W_{jk} z(t_1, t_2),$$

где величины W_{jk} и $z(t_1, t_2)$ удовлетворяют соответственно уравнениям

$$\sum_{l=1}^{N} R_{jl} W_{lk} = \delta_{jk}, \quad \int_0^T z(t_1, t) r(t, t_2) \mathrm{d}t = \delta(t_1 - t_2).$$

Функции $V_k(t - \tau)$ теперь принимают вид

$$V_k(t - \tau) = \sum_{j=1}^{N} S_{0j}^* W_{jk} v(t - \tau) =$$
$$= \sum_{j=1}^{N} S_{0j}^* W_{jk} \int_0^T s(t_1 - \tau) z(t_1, t) \mathrm{d}t_1, \quad k = \overline{1, N},$$

где функция $v(t - \tau)$ связана с функцией $r(t_1, t_2)$ интегральным уравнением

$$\int_0^T r(t, t_2) v(t - \tau) \mathrm{d}t = s(t_2 - \tau).$$

Выходная величина оптимального измерителя при этом определяется выражением

$$\xi[\{U_k(t)\}/\tau] = \left| \int_0^T v(t - \tau) \sum_{j,k=1}^{N} S_{0j}^* W_{jk} U_k(t) \mathrm{d}t \right| =$$
$$= \left| \int_0^T v(t - \tau) X(t) \mathrm{d}t \right|, \qquad (6)$$

где

$$X(t) = \sum_{j,k=1}^{N} S_{0j}^* W_{jk} U_k(t).$$

В соответствии с алгоритмом (6) в оптимальном измерителе осуществляется межпериодная обработка поступающих данных, приводящая к вычислению величин $X(t)$ и последующему интегрированию этих величин с «весом» $v(t - \tau)$. Правило определения ОМП временного положения τ теперь принимает вид

$$\xi[\{U_k(t)\}/\hat{\tau}] = \max_{\tau} \xi[\{U_k(t)\}/\tau],$$

и реализуется корреляционным методом по многоканальной схеме для фиксированных значений τ и последующим выбором канала с максимальным выходным откликом или фильтровым методом в одном канале с решающим устройством, фиксирующим максимум величины $\xi[\cdot]$.

Синтезированные алгоритмы представляют интерес в качестве аналоговых прототипов цифровых эквивалентов алгоритмов оценивания.

Цифровые эквиваленты алгоритмов оценивания

При аналого-цифровом преобразовании комплексных огибающих $U_j(t)$ исходных данных в результате временной дискретизации и последующего амплитудного многоуровневого квантования образуется последовательность цифровых отсчетов $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$, где j – номер текущего периода повторения, l – номер текущего интервала временной дискретизации. Переход к цифровому эквиваленту осуществляется путем замены непрерывных функций их дискретными отсчетами. Межпериодная обработка в каждом интервале временной дискретизации описывается алгоритмом

$$X_l = \sum_{j=1}^{N} S_{0j}^* Y_{jl} = \sum_{j=1}^{N} S_{0j}^* \sum_{k=1}^{N} W_{jk} U_{kl},$$

где

$$Y_{jl} = \sum_{k=1}^{N} W_{jk} U_{kl}.$$

При априорной неопределенности корреляционных характеристик помехи элементы обратной корреляционной матрицы W_{jk} в соответствии с адаптивным байесовским подходом заменяются их оценочными значениями $\hat{W}_{jk}$ [8], а величины Y_{jl} вычисляются в адаптивном матричном фильтре. На практике используются векторные адаптивные режекторные фильтры [9, 10].

Построение цифровых алгоритмов и устройств измерения зависит от выбора интервала временной дискретизации. Широкое распространение из-за ограниченного быстродействия цифровых устройств получил выбор интервала дискретизации $\tau_д$ из условия сохранения разрешающей способности по дальности – примерно равным длительности простого (сжатого) сигнального импульса $\tau_и$. При этом временное положение τ оценивается по номеру интервала дискретизации, в котором произошло обнаружение цели. Так как истинное значение τ в пределах интервала $\tau_д \cong \tau_и$ является равновероятным, то независимо от величины сигнальных импульсов дисперсия оценки $\sigma_{\hat{\tau}}^2 = \tau_и^2/12$, а среднеквадратичная ошибка оценивания временного положения

$$\sigma_{\hat{\tau}} = \tau_и / 2\sqrt{3}. \qquad (7)$$

Рассмотренной межпериодной обработке предшествует внутрипериодная обработка в виде цифровой согласованной фильтрации сложных (широкополосных) сигналов, для эффективного сжатия которых требуется более высокий (в 2...3 раза) темп временной дискретизации [5], что позволяет достигнуть быстродействия современных цифровых устройств, открывающих возможности для высокоточного измерения, не лимитированного условиями выбора интервала

4 2018.indd 8 12.12.2018 17:10:07

временной дискретизации. Выбор интервала дискретизации $\tau_д < \tau_и$ приводит к эффекту «дробления» отраженных сигнальных импульсов по смежным интервалам дискретизации, что предполагает использование предлагаемых алгоритмов оценивания.

Весовая функция $v(t-\tau)$ теперь также представляется последовательностью цифровых отсчетов v_{l-p}. При переходе от интегрирования к весовому скользящему суммированию выходных отсчетов системы межпериодной обработки X_l цифровой эквивалент алгоритма (6) с учетом $T = \tau_и$ и $\tau_и / \tau_д = m$ принимает вид

$$\xi_l = \left|\sum_{p=1}^{m} v_p X_{l-p}\right| = \sqrt{\left(\sum_{p=1}^{m} v_p \operatorname{Re} X_{l-p}\right)^2 + \left(\sum_{p=1}^{m} v_p \operatorname{Im} X_{l-p}\right)^2}. \quad (8)$$

Измерение временного положения сводится к отсчету номера интервала дискретизации l, при котором величина ξ_l максимальна. При этом сохраняется проблема ошибочных отсчетов по остаткам помехи, для решения которой необходимо использовать алгоритмы совместного обнаружения-измерения. Обнаружение сигнала в данном случае осуществляется по результатам сравнения величин $|X_l|$ с пороговыми уровнями обнаружения [10].

Структурная схема цифрового измерителя

Структурная схема цифрового измерителя временного положения приведена на рисунке, где СМО – система межпериодной обработки, вычисляющая отсчеты X_l, поступающие для дальнейшей обработки при условии обнаружения сигнала; ВБ – весовые блоки, осуществляющие весовое скользящее суммирование выходных отсчетов СМО; ВМ – вычислитель модуля весовой суммы, реализующий алгоритм (8); РБ – решающий блок, фиксирующий интервал дискретизации, в котором величина ξ_l максимальна; СС – схема совпадений; ГИД – генератор импульсов дискретизации, следующих с интервалом $\tau_д$; Сч – счетчик; ИС – импульс синхронизации.

Автосъем искомого временного положения осуществляется следующим образом. Очередной импульс синхронизации (ИС) радиолокатора, поступающий одновременно с излучением зондирующего сигнала, производит сброс показаний счетчика Сч (вход 1) и синхронизирует генератор импульсов дискретизации ГИД, импульсы которого поступают на счетный вход 2 счетчика Сч. Считанные импульсом решающего блока РБ с помощью схемы совпадений СС показания счетчика Сч n_τ соответствуют интервалу дискретизации, в котором величина ξ_l максимальна. По двоичному коду n_τ определяются оценки временного положения $\hat{\tau} = n_\tau \tau_д$ и дальности цели

$$\hat{R}_ц = c\hat{\tau}/2 = c n_\tau \tau_д / 2,$$

где c – скорость распространения радиоволн.

Так измеряется дальность любого числа разрешаемых по дальности целей. При этом среднеквадратичная ошибка оценивания временного положения при выборе $m = \tau_и / \tau_д > 1$ в результате весового суммирования отсчетов по алгоритму (8) уменьшается по сравнению с величиной, определяемой формулой (7), что предполагает проведение последующих исследований.

Заключение

Таким образом, синтезированный алгоритм оценивания и соответствующий ему цифровой измеритель временного положения последовательности когерентных импульсов осуществляют весовое интегрирование или суммирование результатов межпериодной обработки поступающих данных, что позволяет реализовать потенциальную точность оценивания временного положения этой последовательности. Цифровые эквиваленты синтезированных алгоритмов приводят к структуре цифрового измерителя, позволяющего при соответствующем выборе интервала дискретизации повысить точность оценивания временного положения по сравнению с традиционными алгоритмами.

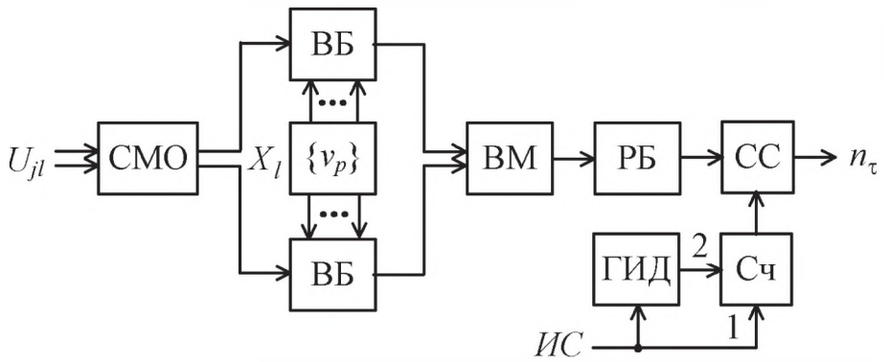

Рис. Структурная схема цифрового измерителя

4 2018.indd 9 12.12.2018 17:10:08

Литература

1. Melvin, W. L. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques / W.L. Melvin, J.A. Scheer (Eds.). – New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.

2. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.

3. Richards, M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition / M.A. Richards. – New York : McGraw–Hill Education, 2014. – 618 p.

4. Попов, Д. И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие / Д.И. Попов. – Рязань: РГРТУ, 2011. – 80 с.

5. Кузьмин, С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. – Киев: КВіЦ, 2000. – 428 с.

6. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч. 2 / В.И. Меркулов [и др.]. – М.: Радиотехника, 2007. – 304 с.

7. Кендалл, М. Многомерный статистический анализ и временные ряды / М. Кендалл, А. Стьюарт. – М.: Наука, 1976. – 736 с.

8. Репин, В. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. – М.: Сов. радио. 1977. – 432 с.

9. Попов, Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех / Д.И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32–37.

10. Попов, Д. И. Адаптивная обработка когерентных сигналов на фоне помех / Д.И. Попов // Информация и Космос. – 2016. – № 3. – С. 25–30.

4 2018.indd 10 12.12.2018 17:10:08