

УДК. 621.396.1

Ф.М. Андреев¹, А.В. Статкус²

¹ Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина, Харьков

² Национальный технический университет «ХПИ», Харьков

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ВТОРОЙ И ТРЕТЬЕЙ ПРОИЗВОДНОЙ ДАЛЬНОСТИ

Разработана методика оценки состоятельности аналитических приближений высших производных дальности. Применительно к аналого-цифровой системе когерентной обработки пачечного сигнала, реализованной в РЛС НГО типа 5Н86-М, установлено, что аналитические приближения являются состоятельной оценкой для второй производной дальности и несостоятельной – для третьей производной дальности.

Ключевые слова: радиолокационная станция надгоризонтного обнаружения, аналого-цифровая система когерентной обработки, радиальное ускорение, третья производная дальности.

Введение

Начало XXI века характеризуется значительным ростом номенклатуры РЛС надгоризонтного обнаружения (НГО) баллистических и космических объектов (БКО): «Волга» (РФ, 2002г.), GRAVES (Франция, 2005г.), «Воронеж-М» (РФ, 2006), AN/TPY-2 (США, 2006г.), «Воронеж-ДМ» (РФ, 2009г.), «МАРС» и «МАРС-Э» (РФ, в разработке) [1]. Все они реализуются только в виде однопозиционных РЛС. Для данного класса РЛС устойчивой тенденцией является повышение требований к точности и достоверности выдаваемой ими информации. Повышение точности определения параметров траекторий баллистических и элементов орбит космических объектов достигается, как правило, уменьшением рабочей длины волны. Это позволяет при приемлемых размерах антенн повысить точность измерения угловых координат. Альтернативный, более приемлемый по критерию «эффективность - стоимость» путь: расширение вектора текущих оценок параметров движения цели за счет высших производных дальности с последующим сглаживанием этого расширенного вектора в ходе вторичной обработки. Он используется, например, в РЛС НГО БКО типа 5Н86-М (РФ, Украина) (далее – РЛС НГО) и типа AN/FPS-85 (США) [2,3,4]. В этих РЛС используется множество зондирующих сигналов. Одним из них является когерентная пачка, длительность которой достаточна для обеспечения высокоточного измерения не только первой, но и второй производной дальности, то есть радиальных скорости и ускорения. Дальнейшее повышение информационных возможностей РЛС НГО может быть обеспечено за счет измерения следующей, третьей производной дальности [5]. Помимо повышения точности определения параметров траекторий баллистических и элементов орбит космических объектов наличие

информации о высших производных дальности обеспечивает оперативную и достоверную классификацию траекторий целей, эффективное управление энергетическими ресурсами РЛС.

Оптимальный измеритель доплеровского сдвига частоты $F_{D0} = -2R_0^{(1)}(t_0)/\lambda$ и его $(k-1)$ -х производных $F_{D0}^{(k-1)} = -2R_0^{(k)}(t_0)/\lambda$, обусловленных k -ми производными дальности $R_0^{(k)}$ в момент времени t_0 , в случае когерентной пачки с постоянным периодом следования радиоимпульсов обеспечивает измерение положения максимума модуля корреляционного интеграла в дискретной форме

$$\rho(F_D, F_D^{(1)}, F_D^{(2)}) = \left| \sum_{i=1}^N \zeta_i \exp\{j[\phi_i - \phi_{0iklm}]\} \right|, \quad (1)$$

где $\zeta_i = \mathcal{E}_i/\mathcal{E}_\Sigma$; \mathcal{E}_i – энергия i -го радиоимпульса (результат его временной обработки); $\mathcal{E}_\Sigma = \sum_{i=1}^N \mathcal{E}_i$; ϕ_{0iklm} – опорная функция фазы, определенная как

$$\phi_{0iklm} = \pi(N+1-2i)TF_{Dk} + \pi \left(\frac{N+1-2i}{2} T \right)^2 F_{Dl}^{(1)} + \frac{\pi}{3} \left(\frac{N+1-2i}{2} T \right)^3 F_{Dm}^{(2)}, \quad (2)$$

где k, l, m – номера гипотез по доплеровской частоте F_{Dk} , ее первой $F_{Dl}^{(1)}$ и второй $F_{Dm}^{(2)}$ производным соответственно. Предполагается, что входной комплексный сигнал имеет вид $\sum_{i=1}^N A_i \exp(j\phi_i)$, где A_i , ϕ_i – измеренные амплитуда и фаза i -го эхо-сигнала пачки, $i = \overline{1, N}$ – номер замера; N – число импульсов в пачке. Нахождение максимума (1) осуществляется методом перебора гипотез (значений опор-

ных функций), определенных (2). За оценки значений $\hat{F}_D, \hat{F}_D^{(1)}, \hat{F}_D^{(2)}$ принимаются значения гипотез k, l, m , при которых функция (1) имеет максимум. В работе [5] установлено, что размеры рабочей области, в которой возможно измерение n -й производной дальности, равны $v_n^{PO} = 2^{n-1}(N-1)^{-(n-1)} T_{CJI}^{-n}$, а разрешающая способность для этого параметра $\delta v_n \approx 2n[(N-1)T_{CJI}]^{-n}$, причем имеются в виду приведенные параметры $v_1 = 2R_0^{(1)}/\lambda, v_2 = R_0^{(2)}/\lambda, v_3 = R_0^{(3)}/3\lambda$. Минимальное число гипотез имеет место, когда величина шага гипотез равна разрешающей способности по соответствующему параметру. Это означает, что в случае измерения $R^{(1)}$ и $R^{(2)}$ общее число гипотез равно $n_{\Sigma 2} \cong (N-1)^2/4$, а в случае измерения $R^{(1)}, R^{(2)}, R^{(3)}$ имеем $n_{\Sigma 3} \cong (N-1)^3/6$.

Нерешенная часть проблемы. Таким образом, с ростом числа импульсов в пачке и числа измеряемых высших производных дальности усложняется оптимальная процедура обработки вследствие роста числа проверяемых гипотез. Уменьшение числа проверяемых гипотез, то есть реализация квазиоптимальной обработки, возможно в случае локации одиночных объектов. В этом случае обработка результатов измерений фаз импульсов пачки производится в 2 этапа. На первом этапе вычисляется аналитическое приближение высших производных дальности, которое может быть использовано как их грубая оценка. На втором этапе уточняется положение максимума корреляционного интеграла на плоскости $R^{(1)} - R^{(2)}$ или в пространстве $R^{(1)} - R^{(2)} - R^{(3)}$. Для этого проводится вычисление ограниченного числа значений корреляционного интеграла в окрестности аналитического приближения (например, на плоскости $R^{(1)} - R^{(2)}$ только для $3 \times 3 = 9$ гипотез). Дискретные значения корреляционного интеграла затем используются для уточнения его положения, например, методом параболической интерполяции [6, с.325]. Реализация квазиоптимального алгоритма когерентной обработки пачечного сигнала возможна только в том случае, если аналитические приближения вычисляются с необходимой точностью, то есть являются состоятельными оценками. Поэтому можно полагать актуальным вопрос, связанный с разработкой методики оценки точности аналитических приближений высших производных дальности и проведением соответствующего анализа.

Анализ известных результатов. Число известных работ, связанных с получением информации о высших производных дальности, весьма ограничено. Принципы построения аналоговой системы когерентной обработки пачечного сигнала рассмот-

рены в работах [7, 8 (приложения 1, 2)], а цифровой (ЦСКО) – в работе [3, (раздел IX)]. В работе [9] показано, что наилучшим зондирующим сигналом, обеспечивающим высокоточные измерения $R^{(1)}, R^{(2)}$, является когерентная пачка импульсов, а при совмещении момента измерения с центром пачки обеспечивается наивысшая точность совместных фазовых измерений $R^{(1)}$ и $R^{(2)}$ для фиксированных длительности сигнала, стабильности генератора и точности единичного замера фазы. Детально функция рассогласования в координатах $R^{(1)}$ и $R^{(2)}$ рассмотрена в работе [10]. Независимость совместных оценок $R^{(1)}$ и $R^{(2)}$ при совмещении момента измерения с центром пачки, а также происхождение и протяженность области анализа ЦСКО по $R^{(1)}$ и $R^{(2)}$ установлены в [11]. Достижимые при этом точности измерения исследуются в работе [11]. Результаты исследований потенциальных возможностей ЦСКО, обеспечивающей помимо измерения $R^{(1)}, R^{(2)}$ также измерение третьей производной дальности $R^{(3)}$, приведены в единственной работе [5]. Результаты исследований, связанных с построением алгоритмов обработки пачечного сигнала, обеспечивающих высокоточное измерение высших производных дальности, включая третью, авторам неизвестны.

Цель статьи: разработка методики оценки точности аналитических приближений высших производных дальности и анализ возможности их использования в аналого-цифровой системе когерентной обработки (АЦСКО) пачечного сигнала РЛС НГО.

1. Анализ состоятельности аналитической оценки третьей производной дальности

В случае измерения второй $R^{(2)}$ и третьей $R^{(3)}$ производных дальности фазовая модуляция высокочастотного члена комплексной огибающей пачечного эхо-сигнала описывается кубическим законом

$$\phi_i(\bar{R}) = \phi_i(R^{(1)}, R^{(2)}, R^{(3)}) = (4\pi/\lambda) \times \left[R^{(1)}(t_0 - t_i) + \frac{R^{(2)}(t_0 - t_i)^2}{2} + \frac{R^{(3)}(t_0 - t_i)^3}{3!} \right], \quad (3)$$

где $i = \overline{1, N}$; t_0 – момент измерения. При таком законе фазовой модуляции в основу аналитического приближения оценки максимального правдоподобия (ОМП) $\hat{R}^{(3)}$ положена независимость третьей разности фазовых отсчетов

$$\begin{aligned} \left[\Delta \phi_{i+3}(\bar{R}) \right]_3 &= \left[\Delta \phi_{i+3}(\bar{R}) \right]_2 - \left[\Delta \phi_{i+2}(\bar{R}) \right]_2 = \\ &= \phi_{i+3}(\bar{R}) - 3\phi_{i+2}(\bar{R}) + 3\phi_{i+1}(\bar{R}) - \phi_i(\bar{R}), \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{где } [\Delta\phi_{i+2}(\bar{R})]_2 = \phi_{i+2}(\bar{R}) - 2\phi_{i+1}(\bar{R}) + \phi_i(\bar{R}) - \quad (5)$$

вторая разность отсчетов фазы,

от $R^{(1)}, R^{(2)}, i$ и однозначная ее зависимость от $R^{(3)}$:

$$[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3 = (4\pi/\lambda)R^{(3)}T_{\text{СЛ}}^3 = \text{const}(i, R^{(1)}, R^{(2)}) \quad (6)$$

Заменяя третью разность $[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3$ ее оценкой β_3 на основе усреднения по последовательно сти из N отсчетов фазы, получим аналитическое приближение для ОМП $\hat{R}^{(3)}$ в виде

$$\hat{R}^3 = \frac{\lambda}{4\pi T_{\text{СЛ}}^3} \arctg \beta_3, \quad (7)$$

$$\text{где } \beta_3 = \frac{\sum_{i=1}^{N-3} \sin[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3}{\sum_{i=1}^{N-3} \cos[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3} \quad (8)$$

Выше полагалось, что отсчеты фазы не имеют ошибок. Однако, фактически отсчет имеет следующую структуру

$$\phi_i = \phi_i(\bar{R}) + \xi_i + \phi_0, \quad (9)$$

где ϕ_0 – начальная фаза сигнала, ξ_i – отсчет эквивалентного фазового шума.

Статистические свойства ξ_i могут быть описаны моделью

$$\xi_i = \xi_{n,i} + \xi_{A,i} + \xi_{\text{ср},i}, \quad (10)$$

где $\xi_{n,i}$ – потенциальная фазовая ошибка; $\xi_{A,i}$ – аппаратурная фазовая ошибка; $\xi_{\text{ср},i}$ – фазовая ошибка, обусловленная средой распространения радиоволн. При этом полагается:

1. Потенциальная ошибка $\xi_{n,i}$ распределена по гауссовскому закону $\xi_{n,i} \in N(0, \sigma_{\phi 0}^2)$, где дисперсия $\sigma_{\phi 0}^2 = 1/q_0^2$, q_0^2 – отношение сигнал/шум по мощности на входе АЦСКО;

2. Аппаратурная фазовая ошибка $\xi_{A,i}$ равна

$$\xi_{A,i} = \xi_{A\Phi,i} + \xi_{AM,i},$$

где $\xi_{A\Phi,i} \in N(0, \sigma_{\phi AO})$ – флюктуационная аппаратурная ошибка; $\xi_{AM,i}$ – медленно меняющаяся составляющая аппаратурной ошибки. Для АЦСКО, реализованной, например, в РЛС НГО типа 5Н86-М, $\xi_{AM,i}$ обусловлена паразитной фазовой модуляцией колебаний второго гетеродина приемного тракта с периодом $T_{\text{МОД}} \approx 5$ с и девиацией $\Phi_M = \Delta f_{\Gamma 2} T_{\text{МОД}}$ (где $|\Delta f_{\Gamma 2}| = 0,8$ Гц – кратковременная нестабильность колебаний второго гетеродина).

3. Ошибка $\xi_{\text{ср},i}$ определяется состоянием ионосферы, ориентацией относительно РЛС вектора скорости цели в точке лоцирования, углом места и не зависит от времени накопления.

4. Корреляционная функция ошибок отсчета фазы по данным АЦСКО в предположении стационарности и независимости ее составляющих имеет вид

$$K_{\xi}(k) = \sigma_{\phi i}^2 \delta(k) + (\xi_{\text{ср},i} + \Delta\psi_{\Gamma 2}/2) \times \cos(2\pi k T_{\text{СЛ}}/T_{\text{МОД}}), \quad (11)$$

где $k = i - j$, $\sigma_{\phi i}^2 = \sigma_{\phi 0}^2 + \sigma_{\phi AO}^2$, $\delta(k)$ – дельта-функция, $T_H = (N-1)T_{\text{СЛ}}; \Delta t_i$ – время между моментами излучения и приема эхо-сигнала в i -м такте обработки, $\Delta\psi_{\Gamma 2} = \pi^3 \Delta f_{\Gamma 2} \Delta t_i (T_H/T_{\text{МОД}})^2$. Результирующая дисперсия $\sigma_{\phi AO}^2$ флюктуационной аппаратурной ошибки отсчета фазы АЦСКО РЛС НГО в i -м такте зондирования равна $\approx 1,51 \times 10^{-3}$ [рад²].

Поскольку $\phi_0 = \text{const}(i)$, при формировании разности любого порядка имеет место ее компенсация. Поэтому значения ϕ_0 не влияют на качество оценки (7).

Наличие ξ_i приводит третью разность фазовых отсчетов к выражению в виде суммы регулярной $[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3$ и случайной $[\Delta\xi_{i+3}]_3$ составляющих $[\Delta\phi_{i+3}]_3 = [\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3 + [\Delta\xi_{i+3}]_3$. В соответствии с (7) для оценки $\hat{R}^{(3)}$ следует формировать $\sum_i \sin[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3$ и $\sum_i \cos[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3$. Принимая во внимание (6) и вводя для регулярной составляющей обозначение $[\Delta\phi_{i+3}(\bar{R})]_3 = \gamma_3$, после тригонометрических преобразований получим

$$\beta_3 = \frac{\sum_{i=1}^{N-3} \sin[\Delta\phi_{i+3}]_3}{\sum_{i=1}^{N-3} \cos[\Delta\phi_{i+3}]_3} = \frac{\sin \gamma_3 + R_{n3} \cos \gamma_3}{\cos \gamma_3 - R_{n3} \sin \gamma_3} = \frac{\text{tg} \gamma_3 + R_{n3}}{1 - R_{n3} \text{tg} \gamma_3}, \quad (12)$$

где

$$R_{n3} = \frac{\sum_{i=1}^{N-3} \sin[\Delta\xi_{i+3}]_3}{\sum_{i=1}^{N-3} \cos[\Delta\xi_{i+3}]_3} \quad (13)$$

ошибка определения γ_3 за счет фазового шума отсчетов фазы.

Качество аналитического приближения для ОМП $\hat{R}^{(3)}$ в виде (7) определяется соотношением регулярной $\text{tg} \gamma_3$ и случайной R_{n3} составляющих и статистическими свойствами последней. Можно показать, что

$$\beta_3 \approx \begin{cases} \operatorname{tg}\gamma_3 & \text{при } \operatorname{tg}\gamma_3 \gg R_{n3}, R_{n3}\operatorname{tg}\gamma_3 \ll 1, \\ \operatorname{ctg}\gamma_3 & \text{при } \operatorname{tg}\gamma_3 \ll R_{n3}, R_{n3}\operatorname{tg}\gamma_3 \gg 1, \\ R_{n3} & \text{при } \operatorname{tg}\gamma_3 \ll R_{n3}, R_{n3}\operatorname{tg}\gamma_3 \ll 1, \\ 1/R_{n3} & \text{при } \operatorname{tg}\gamma_3 \gg R_{n3}, R_{n3}\operatorname{tg}\gamma_3 \gg 1. \end{cases} \quad (14)$$

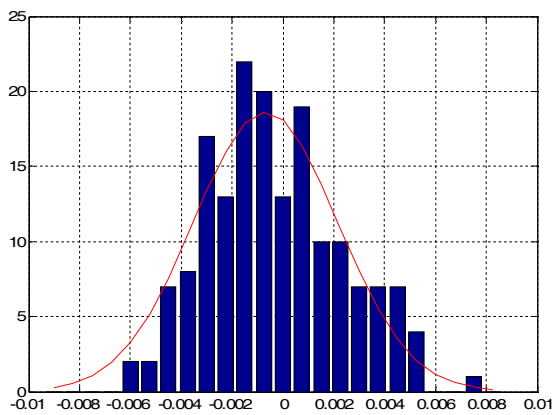
Статистические свойства R_{n3} были исследованы экспериментально по выборке из n значений этой величины, сформированной соответственно модели входного фазового шума (10) и (11). Ре-

зультаты исследования при $N = 32$ (максимально возможное число импульсов в пакете), $n = 200$ и типовых значениях отношения сигнал/шум q_0^2 на входе АЦСКО приведены на рис. 1,а и 1,б и в табл. 1 в виде гистограмм выборочного распределения R_{n3} и выборочных математического ожидания (МО) и среднеквадратичного отклонения (СКО) R_{n3} соответственно.

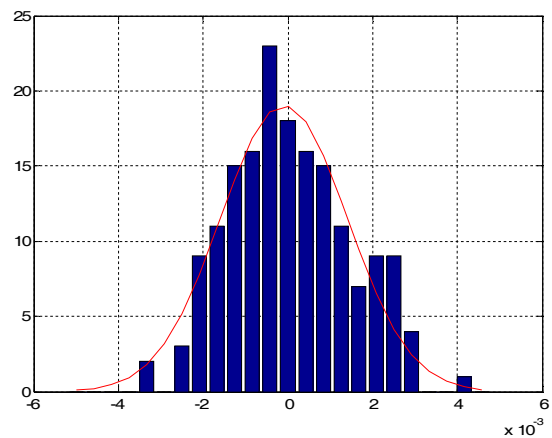
Таблица 1

Выборочные моменты распределения случайных величин R_{n3} и R_{n2}

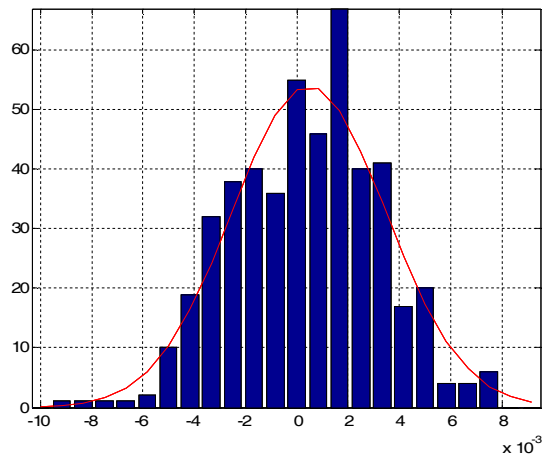
q_0^2	$\bar{R}_{n3} = M\{R_{n3}\}$	$\sigma_{R3} = [M\{R_{n3}^2 - \bar{R}_{n3}^2\}]^{1/2}$	$\bar{R}_{n2} = M\{R_{n2}\}$	$\sigma_{R2} = [M\{R_{n2}^2 - \bar{R}_{n2}^2\}]^{1/2}$
50	$9,355 \times 10^{-5}$	$2,788 \times 10^{-3}$	$5,62 \times 10^{-5}$	$3,5 \times 10^{-3}$
100	$2,643 \times 10^{-5}$	$1,6738 \times 10^{-3}$	$1,57 \times 10^{-5}$	$1,9 \times 10^{-3}$



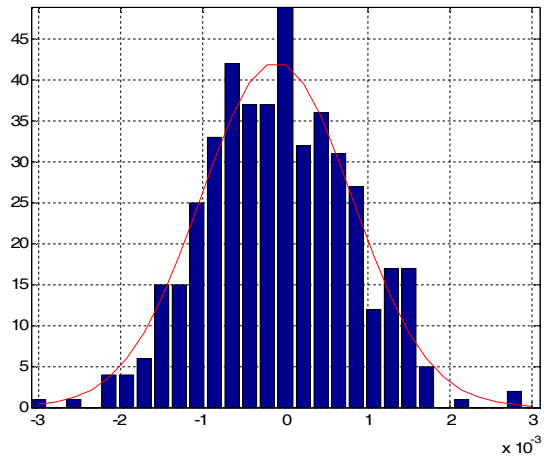
а



б



в



г

Рис. 1. Гистограммы выборочного распределения случайной величины

R_{n3} при $N = 32$ и $n = 200$: а – $q_0^2 = 50$; б – $q_0^2 = 100$ и R_{n2} при $N = 16$ и $n = 450$: в – $q_0^2 = 50$; г – $q_0^2 = 100$.

С использованием критерия χ^2 проведена проверка гипотезы о нормальности распределения R_{n3} для $q_0^2 = 50$ и 100 .

В обоих случаях выполнялось неравенство

$$\chi_{k;\alpha/2}^2 \leq \tilde{\chi}^2 \leq \chi_{k;1-\alpha/2}^2,$$

где $\tilde{\chi}^2$ – квадрат статистики, полученной по экспериментальным данным; $\chi_{k;\alpha/2}^2; \chi_{k;1-\alpha/2}^2$ – критические значения χ^2 -распределения при уровне значимости $\alpha = 0,1$ и числе степеней свободы $k = r - 3$, r – число интервалов гистограмм.

Это дает основание считать R_{n3} асимптотически (при $n \rightarrow \infty$) центрированной нормальной величиной $R_{n3} \sim N(0, \sigma_{R3})$.

Для $N = 32$, $\lambda = 1,9$ м, $T_{СЛ} = 40,96$ мс и при условии

$$\delta R_{32}^{(3)} = 3\lambda / (N-1) T_{СЛ}^3 \leq |R^{(3)}| \leq 20 \text{ мс}^3,$$

то есть во всей области анализа этого параметра $|R^{(3)}|$, ограниченной слева величиной разрешающей способности $\delta R_{32}^{(3)}$, а справа потенциально возможным в условиях применения АЦСКО РЛС НГО значением 20 мс^3 , регулярная составляющая величины β_3 принадлежит интервалу

$$|\text{tg}\gamma_3| \in [4,33 \times 10^{-4}; 8,66 \times 10^{-3}].$$

Сопоставление регулярной и случайной составляющих дает $|\text{tg}\gamma_3| < 3 \sigma_{R3}$.

Таким образом, в условиях измерений РЛС НГО метрового диапазона оценка $\hat{R}^{(3)}$ на основе (7) определяется случайной составляющей R_{n3} и является несостоятельной. Единственным способом получения состоятельной оценки $\hat{R}^{(3)}$ является перебор гипотез.

2. Анализ состоятельности аналитической оценки второй производной дальности

Разработанная методика позволяет оценить состоятельность оценки второй производной дальности. При этом надо учесть, что фазовая модуляция высокочастотного члена комплексной огибающей пачечного эхо-сигнала подчиняется квадратичному закону (выражение (3) без последнего слагаемого). Рассматривается вторая разность фазовых отсчетов (выражение (5)), которая не зависит от $R^{(1)}$, i и является однозначной функцией $\hat{R}^{(2)}$:

$$[\Delta\phi_{i+2}(\hat{R})]_2 = (4\pi/\lambda) R^{(2)} T_{СЛ}^2 = \text{const}(i; R^{(1)}). \quad (15)$$

Аналитическое приближение для ОМП $\hat{R}^{(2)}$ имеет вид

$$\hat{R}^{(2)} = \frac{\lambda}{4\pi T_{СЛ}^2} \text{arctg} \beta_2, \quad (16)$$

где $\beta_2 = \sum_{i=1}^{N-2} \sin[\Delta\phi_{i+2}(\hat{R})]_2 / \sum_{i=1}^{N-2} \cos[\Delta\phi_{i+2}(\hat{R})]_2$,

а $[\Delta\phi_{i+2}(\hat{R})]_2$ определяется (5). При учете влияния фазового шума получаем

$$\beta_2 = \frac{\sin \gamma_2 + R_{n2} \cos \gamma_2}{\cos \gamma_2 - R_{n2} \sin \gamma_2} = \frac{\text{tg} \gamma_2 + R_{n2}}{1 - R_{n2} \text{tg} \gamma_2}, \quad (17)$$

$$\text{где } R_{n2} = \sum_{i=1}^{N-2} \sin[\Delta\xi_{i+2}]_2 / \sum_{i=1}^{N-2} \cos[\Delta\xi_{i+2}]_2 - \quad (18)$$

ошибка определения γ_2 за счет фазового шума отсчетов фазы.

Статистические свойства R_{n2} были исследованы экспериментально при $N = 16$ по выборке из $n = 450$ значений этой величины при той же модели входного фазового шума (10) и (11) и типовых значениях отношения сигнал / шум q_0^2 . С использованием критерия χ^2 установлена справедливость гипотезы о нормальности распределения результатов наблюдений для $q_0^2 = 50$ и 100 .

Для сравнения с R_{n3} сведения о распределении R_{n2} приведены на рис. 1, в, г и в табл. 1. R_{n2} можно полагать центрированной нормальной величиной $R_{n2} \in N(0, \sigma_{R2}^2)$. Во всей области анализа параметра $R^{(2)}$, потенциально возможной в условиях применения рассматриваемой АЦСКО, для его регулярной составляющей выполняется условие $|\text{tg}\gamma_2| \in [5,8 \times 10^{-2}; 1,57]$.

Так как $|\text{tg}\gamma_2| \gg 3 \sigma_{R2}$, то аналитическое приближение $R^{(2)}$ в виде (16) определяется детерминированной величиной, а потому является состоятельной оценкой $\hat{R}^{(2)}$.

Выводы

Разработана методика оценки состоятельности аналитических приближений высших производных дальности. С ее помощью установлено, что применительно к АЦСКО пачечного сигнала, реализованной в РЛС НГО типа 5Н86-М, аналитическое приближение для второй производной дальности является состоятельной оценкой, а для третьей производной дальности – не является.

Список литературы

1. Сайт ОАО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца» [Электронный ресурс]. – Режим доступа к материалам: <http://www.rt-mints.ru/prls.htm>
2. Оружие России. Т. 5 – 1996 – 1997г.г. – М.: ФГУП «Рособоронсервис». – 432 с.
3. Радиотехнические станции надгоризонтного обнаружения войск ПРН. Учебник / Под ред. Ф.М. Андреева – Х.: ВИРТА. – 1983. – 444 с.
4. Радиотехнические системы в ракетной технике / В.Д. Великанов и др. – М.: Воениздат, 1974. – 340 с.
5. Андреев Ф.М. Потенциальные возможности корреляционной обработки пачечных когерентных радиолокационных сигналов в координатах первых трех производных дальности цели / Ф.М. Андреев, А.В. Статкус // Сб. науч. трудов 2-го Межд. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». – Харьков. - Т. 2. – 2005. – С. 147 – 150.

6. Оппенгейм Э. Применение цифровой обработки сигналов / Э. Оппенгейм. – М.: Сов. радио, 1980. – 552 с.

7. Kibbler, G.O.T.H. A Radar Pulse Train Optimum Processor for Accelerating Targets // Trans. IEEE, v.AES – 3, September, 1967. –P. 808 – 818.

8. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошкин, С.С. Каринский, А.А. Шаталов и др.; Под ред. А.П. Лукошкина. – М.: Радио и связь, 1983. – 328 с.

9. Rihaczek A.W. Radar performance on targets with range acceleration / A.W. Rihaczek // IEEE Trans. – 1971. - v. AES – 7, №4. - P. 711 – 716.

10. Mitchell R.L. Resolution in Doppler and acceleration with coherent pulse trains / R.L. Mitchell // IEEE Trans. – 1971. – v. AES – 7, №4. – P. 630 – 636.

11. Статкус А.В. Некоторые аспекты разрешения по радиальным скорости и ускорению при использовании пачек когерентных импульсов / А.В. Статкус // Вестник ХГПУ "ХПИ". – Х.: ХГПУ, 1998. – Вып. 10. -С. 62-65.

Поступила в редколлегию 31.07.2013

Рецензент: д-р техн. наук, проф. С.М. Порошин, Национальный технический университет «ХПИ», Харьков.

АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ АНАЛІТИЧНОГО НАБЛИЖЕННЯ ДЛЯ ОЦІНКИ ДРУГОЇ І ТРЕТЬОЇ ПОХІДНОЇ ДАЛЬНОСТІ

Ф.М. Андреев, А.В. Статкус

Розроблена методика оцінки спроможності аналітичних наближень вищих похідних дальності. Стосовно аналого-цифрової системи когерентної обробки пачкового сигналу, реалізованої в РЛС НГО типу 5Н86-М, встановлено, що аналітичні наближення є спроможною оцінкою для другої похідної дальності та неспроможною – для третьої похідної дальності.

Ключові слова: станція радіолокації надобрійного виявлення, аналого-цифрова система когерентної обробки, радіальне прискорення, третя похідна дальності.

EVALUATION OF SUFFICIENCY FOR ANALYTICAL GUESS IN ESTIMATION OF SECOND AND THIRD RANGE DERIVATIVE

F.M. Andreev, A.V. Statkus

The method of sufficiency evaluation for the analytical guess of range higher order derivatives is developed. Using the method to the analog-to-digital system of train signal coherent processing implemented in the 5N86-M Early Warning Radar, it is established that the analytical guess is sufficient estimation for the range second derivative and insufficient one for the range third derivative.

Keywords: early warning radar, analog-to-digital system of coherent processing, range acceleration, range third derivative.