

УДК 621.396.969.1

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ДВУХКАНАЛЬНОГО УГЛОМЕРА С ЛИНЕЙНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

М.М. БУЛАШ, С.В. ШАЛЯПИН

ОАО «АЛЕВКУРП»
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 18 февраля 2016

Представлены результаты синтеза двухканального измерителя угловых координат цели и описание алгоритма его работы в случае использования линейного сканирования диаграммы направленности антенны. Данный метод позволяет снизить влияние флуктуаций отраженного сигнала на ошибки измерения угловых координат, что по точностным характеристикам приближает его к методам мгновенного сравнения.

Ключевые слова: пеленгация, линейное сканирование, оптимальная обработка, корреляция.

Введение

Основным недостатком метода линейного сканирования диаграммы направленности антенны является влияние флуктуации пачки сигнала на точность измерения угловой координаты, что особенно характерно для крупногабаритной цели. Наиболее распространенным и, пожалуй, единственно используемым в настоящее время, способом борьбы с флуктуациями является использование методов мгновенного сравнения, которые требуют для своей реализации два канала с разнесенными по угловым координатам диаграммами направленности для метода амплитудного мгновенного сравнения или с разнесенными фазовыми центрами для метода фазового мгновенного сравнения. В настоящей статье предлагается метод, использующий для снижения флуктуационной ошибки второй канал с несканирующей или слабонаправленной антенной. Канал приема с такой антенной присутствует в ряде радиолокационных станций, а значит данный метод достаточно актуален и легкорезализуем без дополнительных модернизаций оборудования.

Оптимальная обработка пачки импульсов

Известна общая процедура обработки флуктуирующей последовательности импульсов с использованием отношения правдоподобия [1 с. 166–168, 2, 3–5, 6 с. 258].

Выражение для функции правдоподобия имеет вид

$$Z(\hat{\theta}_c, \theta_c) = \xi^\dagger(\theta_c) \left[\mathbf{Q}^\Phi - \mathbf{Q}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c) \right] \xi(\theta_c) + \ln \left(\frac{\text{Det}(\mathbf{R}^\Phi)}{\text{Det}(\mathbf{R}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c))} \right), \quad (1)$$

где $\xi(\theta_c) = \{\xi_0, \dots, \xi_i, \dots, \xi_N\}^T$ – отсчеты принятого сигнала, N – количество отсчетов за один цикл обработки; $\text{Det}(\mathbf{A})$ – определитель матрицы \mathbf{A} ; \mathbf{R}^Φ – корреляционная матрица радиолокационного фона (смесь помехи и шума); $\mathbf{R}^{c+\Phi}$ – корреляционная матрица принятого сигнала (смесь отраженного сигнала, помехи и шума); $\mathbf{Q}_{k,n}^\Phi$ – k,n -й член обратной корреляционной матрицы фона $\mathbf{Q}^\Phi = (\mathbf{R}^\Phi)^{-1}$; $\mathbf{Q}_{k,n}^{c+\Phi}$ – k,n -й член обратной корреляционной

матрицы принятого сигнала $\mathbf{Q}^{c+\phi} = (\mathbf{R}^{c+\phi})^{-1}$; $(\cdot)^\dagger$ – эрмитово сопряжение; $\theta_{ц}$ – истинное угловое положение цели; $\hat{\theta}_{ц}$ – оцениваемое угловое положение цели.

$$\text{С учетом замен } \mathbf{Q}^{c0}(\hat{\theta}_{ц}) = \mathbf{Q}^\phi - \mathbf{Q}^{c+\phi}(\hat{\theta}_{ц}) \text{ и } a_{c0} = \ln \left(\frac{\text{Det}(\mathbf{R}^\phi)}{\text{Det}(\mathbf{R}^{c+\phi}(\hat{\theta}_{ц}))} \right), \text{ выражение (1)}$$

упростится до следующего вида:

$$Z(\hat{\theta}_{ц}, \theta_{ц}) = \xi^\dagger(\theta_{ц}) \mathbf{Q}^{c0}(\hat{\theta}_{ц}) \xi(\theta_{ц}) + a_{c0}, \quad (2)$$

где \mathbf{Q}^{c0} – матрица обработки принятого сигнала; a_{c0} – смещение.

Максимально правдоподобная оценка угловой координаты цели соответствует уравнению

$$Z(\hat{\theta}_{ц}, \theta_{ц}) \Big|_{\theta_{ц} = \hat{\theta}_{ц}} = \max. \quad (3)$$

Таким образом, оптимальная обработка пачки импульсов состоит из двух основных этапов:

1) вычисление функции правдоподобия $Z(\hat{\theta}_{ц}, \theta_{ц})$ в соответствии с (2);

2) нахождение максимума функции правдоподобия $Z(\hat{\theta}_{ц}, \theta_{ц}) \Big|_{\theta_{ц} = \hat{\theta}_{ц}} = \max$ и,

соответственно, определение углового положения цели.

Синтез структуры двухканального измерителя угловых координат

Описанная выше методика является общей для определения угловой координаты цели. Для случая использования двух каналов приема (сканирующего и несканирующего) предлагается использовать отсчеты, принятые обоими каналами, тогда вектор отсчетов принятого сигнала за один обзор имеет следующий вид:

$$\xi(\theta_{ц}) = \{\xi_0, \dots, \xi_n, \dots, \xi_{2N-1}\}^T = \{s_0^{пс,0}, \dots, s_n^{пс,0}, \dots, s_{N-1}^{пс,0}, s_0^{пс,1}, \dots, s_n^{пс,1}, \dots, s_{N-1}^{пс,1}\}^T, \quad (4)$$

где $s_n^{пс,0}$ – отсчет принятого сигнала, промодулированного ДНА сканирующей антенны (верхний индекс 0) в n -ом периоде обзора; $s_n^{пс,1}$ – отсчет принятого сигнала, промодулированного ДНА несканирующей антенны (верхний индекс 1) в n -ом периоде обзора.

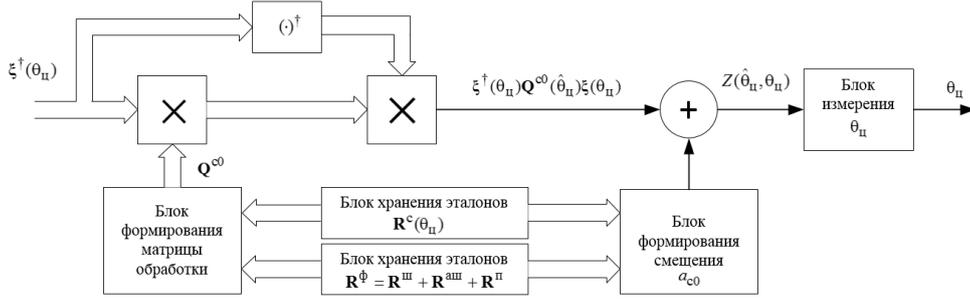
Корреляционные матрицы, используемые для обработки принятого сигнала (4), будут иметь размер $2N \times 2N$. Это является главным недостатком и платой за повышение точности измерения координаты цели. Так с ростом размерности матрицы значительно увеличивается количество выполняемых операций при обработке.

Для определения матрицы обработки $\mathbf{Q}^{c0}(\hat{\theta}_{ц})$ необходимо знание корреляционной матрицы фона \mathbf{R}^ϕ и корреляционной матрицы смеси отраженного сигнала и фона $\mathbf{R}^{c+\phi}$. Корреляционная матрица смеси сигнала и фона $\mathbf{R}^{c+\phi}$ может быть представлена следующим образом:

$$\mathbf{R}^{c+\phi} = \mathbf{R}^c(\theta_{ц}) + \mathbf{R}^\phi = \mathbf{R}^c(\theta_{ц}) + \mathbf{R}^{ш} + \mathbf{R}^{аш} + \mathbf{R}^\pi, \quad (5)$$

где $\mathbf{R}^c(\theta_{ц})$ – корреляционная матрица отраженного от цели сигнала; $\mathbf{R}^{ш}$ – корреляционная матрица внутреннего шума на выходе приемника; $\mathbf{R}^{аш}$ – корреляционная матрица активной шумовой помехи на выходе приемника; \mathbf{R}^π – корреляционная матрица пассивной помехи на выходе приемника. Структурная схема измерителя представлена на рисунке.

Считается, что корреляционные матрицы, необходимые для обработки сигнала, известны. При этом вычисляются они по выражениям, представленным ниже.



Структурная схема измерителя

Корреляционная матрица сигнала определяется следующим образом [7]:

$$\mathbf{R}^c(\theta_{\text{ц}}) = \left\{ R_{k_0, k_1, n_0, n_1}^c \right\} = \left\{ 2\sigma_{k_0, n_0}^c \sigma_{k_1, n_1}^c U_{k_0, n_0}^c(\theta_{\text{ц}}) U_{k_1, n_1}^c(\theta_{\text{ц}}) \dot{h}_{k_0, k_1}^c \dot{r}_{n_0, n_1}^c \right\}, \quad (6)$$

где R_{k_0, k_1, n_0, n_1}^c – элемент корреляционной матрицы отраженного от цели сигнала, равный коэффициенту корреляции между n_0 и n_1 временными отсчетами сигнала в каналах k_0 и k_1 ;

$k_0 = \overline{0, 1}, k_1 = \overline{0, 1}$ – номера каналов: 0 – канал сканирующий, 1 – канал несканирующий;

$n_0 = \overline{0, N-1}, n_1 = \overline{0, N-1}$ – номера отсчетов сигнала в пределах одного канала обработки (для сканирующего канала или несканирующего канала); $\sigma_{k, n}^c$ – СКО n -го отсчета сигнала в k -м канале обработки без учета влияния ДНА;

$U_{k, n}^c(\theta_{\text{ц}}, \theta_{\text{дна}, n})$ – множитель для n -го периода повторения, определяемый ДНА k -го канала (сканирующего и несканирующего) в зависимости от текущего положения ДНА $\theta_{\text{дна}, n}$ и углового положения цели $\theta_{\text{ц}}$;

$\dot{h}_{k_0, k_1}^c = h_{k_0, k_1}^c \exp(i\Delta\varphi_{k_0, k_1})$ – нормированный коэффициент корреляции между сигналами в соседних каналах обработки, относящимся к одному и тому же временному интервалу $n_0 = n_1$;

h_{k_0, k_1}^c – модуль коэффициента корреляции \dot{h}_{k_0, k_1}^c ;

$\dot{r}_{n_0, n_1}^c = r_{n_0, n_1}^c \exp(i\Delta\psi_{n_0, n_1})$ – нормированный коэффициент корреляции между сигналами в одном канале обработки ($k_0 = k_1$), относящимся к разным временным отсчетам;

r_{n_0, n_1}^c – модуль коэффициента корреляции \dot{r}_{n_0, n_1}^c ;

$\Delta\psi_{n_0, n_1}$ – фаза коэффициента корреляции \dot{r}_{n_0, n_1}^c . При этом номер строки и номер столбца, в которых расположены элементы матрицы, определяются соответственно

$$n_{\text{стр}} = k_0 \cdot N + n_0, n_{\text{стб}} = k_1 \cdot N + n_1. \quad (7)$$

Корреляционная матрица внутренних шумов на выходе приемника представляет собой диагональную матрицу размером $2N \times 2N$ и имеет вид

$$\mathbf{R}^{\text{III}} = \left\{ R_{k_0, k_1, n_0, n_1}^{\text{III}} \right\} = \left\{ 2\sigma_{k_0}^{\text{III}} \sigma_{k_1}^{\text{III}} \delta_{k_0, k_1} \delta_{n_0, n_1} \right\}, \quad (8)$$

где $\sigma_{k_0}^{\text{III}} (\sigma_{k_1}^{\text{III}})$ – СКО внутреннего шума в сканирующем (несканирующем) канале, независимость дисперсии шума от номера периода повторения указывает на стационарность внутреннего шума;

δ_{n_0, n_1} – символ Кронекера, который указывает на некоррелированность между периодными отсчетами шума;

δ_{k_0, k_1} – символ Кронекера, который указывает на некоррелированность межканальных отсчетов шума.

Корреляционная матрица активной шумовой помехи на выходе приемника имеет вид

$$\mathbf{R}^{\text{ash}}(\theta_{\text{пап}}) = \left\{ R_{k_0, k_1, n_0, n_1}^{\text{ash}} \right\} = \left\{ 2\sigma_{k_0, n_0}^{\text{ash}} \sigma_{k_1, n_1}^{\text{ash}} U_{k_0, n_0}^{\text{ash}}(\theta_{\text{пап}}) U_{k_1, n_1}^{\text{ash}}(\theta_{\text{пап}}) \dot{h}_{k_0, k_1}^{\text{ash}} \delta_{n_0, n_1} \right\}, \quad (9)$$

где $R_{k_0, k_1, n_0, n_1}^{\text{ash}}$ – элемент корреляционной матрицы активной шумовой помехи (АШП); $\sigma_{k_0, n_0}^{\text{ash}}$ –

СКО n -го отсчета помехи в k -м канале обработки без учета влияния ДНА, зависимость помехи

от индекса « n » указывает на зависимость дисперсии помехи от времени, это означает, что активная помеха нестационарна. Нестационарность такой помехи может проявляться, например, при постановке уводящей по угловой координате помехи угломерам с линейным сканированием ДНА; $U_{k,n}^{\text{аш}}(\theta_{\text{пап}}, \theta_{\text{дна},n})$ – множитель для n -го периода повторения, определяемый ДНА k -го канала (сканирующего или несканирующего) в зависимости от текущего положения ДНА $\theta_{\text{дна},n}$ и углового положения источника АШП $\theta_{\text{пап}}$ (при измерении угловых координат цели этот параметр является малоинформативным, а при измерении угловых координат постановщиков активных помех (ПАП) – информативным); $\dot{h}_{k_0,k_1}^{\text{аш}} = h_{k_0,k_1}^{\text{аш}} \exp(i\Delta\varphi_{k_0,k_1})$ – нормированный коэффициент корреляции между сигналами в соседних каналах обработки, относящимися к одному и тому же временному интервалу $n_0 = n_1$; $h_{k_0,k_1}^{\text{аш}}$ – модуль коэффициента корреляции $\dot{h}_{k_0,k_1}^{\text{аш}}$; δ_{n_0,n_1} – символ Кронекера, который указывает на некоррелированность между периодными отсчетами помехи, при том, что, в отличие от внутреннего шума, существует сильная межканальная корреляция помехи.

Корреляционная матрица пассивной помехи на выходе приемника имеет вид

$$\mathbf{R}^{\text{п}} = \left\{ R_{k_0,k_1,n_0,n_1}^{\text{п}} \right\} = \left\{ 2\sigma_{k_0,n_0}^{\text{п}} \sigma_{k_1,n_1}^{\text{п}} r_{k_0,k_1,n_0,n_1}^{\text{п}} \delta_{k_0,k_1} \right\}, \quad (10)$$

где члены, входящие в выражение (10), имеют тот же смысл, что и в выражении (6). В отличие от (6) в (10) предполагается, что $U_{k,n}^{\text{п}}(\theta_{\text{п}}, \theta_{\text{дна},n}) = 1$, такое решение принято в связи с тем, что точно неизвестно угловое положение сосредоточенной пассивной помехи (МП), кроме того работа СНР может осуществляться при наличии распределенной по угловой координате пассивной помехи (МО); коэффициент межканальной корреляции равен нулю $\dot{h}_{k_0,k_1}^{\text{п}} = \delta_{k_0,k_1}$; коэффициент между периодной корреляции зависит не только от номера периода повторения, но и от номера канала, поскольку между периодная корреляция пассивной распределенной по угловой координате помехи ниже, чем соответствующий коэффициент корреляции в несканирующем канале приема, т.е. $\dot{r}_{i,i,n_0,n_1}^{\text{п}} \neq \dot{r}_{j,j,n_0,n_1}^{\text{п}}$, а при $i \neq j$ $\dot{r}_{i,i,n_0,n_1}^{\text{п}} = 0$.

Измерение углового положения цели

Как было сказано ранее, для определения угловой координаты цели необходимо выполнение равенства (3). При цифровой реализации алгоритма обработки сигнала непрерывное изменение параметра $\theta_{\text{ц}}$ заменяют набором его дискретных значений $\theta_n^{\text{ц}} = \theta_0^{\text{ц}} + \Delta\theta_{\text{ц}}l, l = \overline{0, N-1}$.

Тогда члены выражения (2) преобразуются следующим образом:

$$\mathbf{Q}^{\text{с0}}(\theta_{\text{ц}}) \rightarrow \mathbf{Q}^{\text{с0}}(\theta_l^{\text{ц}}) = \mathbf{Q}_l^{\text{с0}};$$

$$a_{\text{с0}}(\theta_{\text{ц}}) \rightarrow a_{\text{с0}}(\theta_l^{\text{ц}}) = a_{\text{с0}}^l;$$

$$\mathbf{R}_{\text{с0}}(\theta_{\text{ц}}) \rightarrow \mathbf{R}_{\text{с0}}(\theta_l^{\text{ц}}) = \mathbf{R}_{\text{с0}}^l;$$

$$Z(\theta_{\text{ц}}) \rightarrow Z(\hat{\theta}_l^{\text{ц}}) = Z^l,$$

а само выражение (2) принимает вид $Z^l = \xi^{\dagger} \mathbf{Q}_l^{\text{с0}} \xi + a_{\text{с0}}^l$.

Для определения максимума Z^l необходимо в секторе сканирования определить такое $l = l_{\text{max}}$, при котором $Z^{l_{\text{max}}} = \max$. Математически это соответствует задаче решения уравнения

$$\left. \frac{dZ_l}{d\hat{\theta}_l^{\text{ц}}} \right|_{\theta_{\text{ц}} = \hat{\theta}_{l_{\text{max}}^{\text{ц}}}} = 0, \quad \text{что оказывается крайне сложной задачей. Поэтому целесообразно}$$

воспользоваться квазиоптимальным алгоритмом. Следует заметить, что приведенный ниже алгоритм стремится к оптимальному, когда $\Delta\theta_{\text{ц}} \rightarrow 0$ или когда $\Delta\theta_{\text{ц}}$ меньше СКО

флуктуационной ошибки измерения угла, обусловленной шумом приемника и фоном.

Полагая, что угловое положение максимума главного лепестка ДН сканирующей антенны $\hat{\theta}_{\text{ц}}$ близко к истинному значению координаты цели $\theta_{\text{ц}}$, необходимо знать лишь ближайшие несколько значений Z^l вблизи от $\hat{\theta}_{\text{ц}}$. При этом, учитывая, что $\hat{\theta}_{\text{ц}}$ является непрерывной величиной, а $\hat{\theta}_{\text{ц}}^{\text{ц}}$ дискретной, то необходим некоторый алгоритм интерполяции для более точного определения истинного значения координаты.

Принимается решение $\Lambda = l_{\text{max}}$ – номер отсчета параметра $\hat{\theta}_{\text{ц}}^{\text{ц}}$, при котором величина Z^{Λ} является максимальной. Затем по отсчету Z^{Λ} и двум соседним отсчетам $Z^{\Lambda-1}$ и $Z^{\Lambda+1}$ производится интерполяция (оценка) искомого угла. Обозначим:

$$\begin{cases} y_0 = Z^{\Lambda-1}; \\ y_1 = Z^{\Lambda}; \\ y_2 = Z^{\Lambda+1} \end{cases} \quad \text{и} \quad \begin{cases} x_0 = \theta_0^{\text{ц}} + \Delta\theta_{\text{ц}}(\Lambda - 1); \\ x_1 = \theta_0^{\text{ц}} + \Delta\theta_{\text{ц}}\Lambda; \\ x_2 = \theta_0^{\text{ц}} + \Delta\theta_{\text{ц}}(\Lambda + 1). \end{cases}$$

По трем дискретам $(y_0, y_1, y_2, x_0, x_1, x_2)$ проводится аппроксимация верхушки функции правдоподобия полиномом второго порядка (аппроксимация подобна интерполяции при помощи полинома Ньютона): $\hat{\theta}_{\text{ц}} = 0,5 \frac{x_0^2(y_1 - y_2) + x_1^2(y_2 - y_0) + x_2^2(y_0 - y_1)}{x_0(y_1 - y_2) + x_1(y_2 - y_0) + x_2(y_0 - y_1)}$.

Заключение

Подробно описан алгоритм работы двухканального угломера для линейного сканирования диаграммы направленности. В данном алгоритме производится оптимальная обработка пачки импульсов по максимуму функции правдоподобия. При этом для поиска самого максимума предлагается квазиоптимальный алгоритм, который при правильном выборе угла дискретизации $\Delta\theta_{\text{ц}}$ стремится к оптимальному. Первые положительные результаты данного метода по сравнению с классическим одноканальным угломером представлены в [8].

SYNTHESIS OF THE OPTIMUM TWO-CHANNEL DIRECTION FINDER WITH LINEAR SCANNING OF THE ANTENNA PATTERN

M.M. BULASH, S.V. SHALIAPIN

Abstract

Target angular coordinates two-channel measurer synthesis and the description of operational algorithm in case of use of the antenna pattern linear scanning are described. This algorithm allows to decrease fluctuations of a reflected signal pack that approximates it to instantaneous comparison methods by its accuracy characteristics.

Keywords: direction finding, linear scanning, optimum processing, correlation.

Список литературы

1. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. Основы радиолокации. М., 1983.
2. *Kurlovich V.I., Geyster S.R.* // *Electromagnetic Waves & Electronic Systems*. 1999. Vol. 4, № 1. P. 11–16.
3. *Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya.* // *Electromagnetic Waves & Electronic Systems*. 1999. Vol. 4, № 1. P. 17–27.
4. *Адхам Салим Аль-Муаз, Шаляпин С.В.* // Докл. БГУИР. 2007. № 3 (19) С. 43–49.
5. *Ярмолик С.Н., Шаляпин С.В.* // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, № 3. С. 24–27.
6. *Курлович В.И., Шаляпин С.В.* Основы теории радиосистем: учеб. пособие. Минск, 2000.
7. *Адхам Салим Аль-Муаз, Шаляпин С.В.* // Докл. БГУИР. 2007. №1 (17) С. 61–66.
8. *Булаш М.М., Малевич И.Ю., Шаляпин С.В.* // Тез. докл. 51-й науч. конф. аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. Минск, 7 мая 2015. С. 13.