

сложной, когда число объектов неизвестно. В случае сопровождения цели при наличии ложных сигналов следует вычислять оценку не по одному из принятых отсчетов, отвергая все остальные, а на каждом такте уточнять оценку интересующего параметра по всем измерениям (с весами, равными апостериорным вероятностям принадлежности измерений сопровождаемому объекту).

Методом прямого статистического моделирования выполнен анализ работы фильтра вероятностного объединения данных. В исследуемом диапазоне среднего числа ложных отметок в стробе фильтр сопровождения обеспечивает снижение СКО ошибки оценки по сравнению с априорным значе-

нием до 10 раз. Эффективность работы фильтра заметно зависит от отношения сигнал/шум и интенсивности помех.

Алгоритм вероятностного объединения данных, работающий с одиночной целью, является основой для формирования различных его модификаций. Например, в случае групповой цели, когда стробы, выставленные для отдельных объектов, пересекаются, необходимо использовать совместное вероятностное объединение данных. Недостатком алгоритма вероятностного объединения является экспоненциальный рост вычислений с увеличением интенсивности ложных отметок и количества сопровождаемых целей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kirubaraian T., Bar-Shalom Y. Probabilistic data association techniques for target tracking in clutter // Proc. IEEE. – 2004. – V. 92. – № 3. – P. 536–557.
2. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
3. Lee M.S., Kim Y.H. New multi-target data association using OSJPD algorithm for automotive radar // Trans. electron. – 2001. – V. E84. – № 8. – P. 1077–1082.
4. Сейдж Э. Теория оценивания и её применение в связи и управлении. – М.: Связь, 1976. – 320 с.
5. Musici D., Suvorova S., Challa S. Multi target tracking of ground targets in clutter with LMIPDA-IMM // The 7th Intern. Conf. on Information Fusion. – Stockholm, 2004. – P. 1104–1110.

УДК 621.396.962.33

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Д.В. Пурик

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: dmpurik@ms.tusur.ru

Предложен оптимальный алгоритм формирования радиолокационного изображения поверхности Земли при помощи поляризационных радиосистем с синтезированной апертурой. Проведен сравнительный анализ полученного и базового алгоритмов. Анализ показывает, что предложенный алгоритм позволяет обеспечить более высокую степень соответствия радиолокационного изображения исходной сцене. Получены математические выражения, позволяющие оценивать потенциальные характеристики рассматриваемых систем, в частности, разрешающую способность.

Радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА) являются эффективным средством обзора поверхности Земли для формирования радиолокационных изображений (РЛИ) с высоким разрешением, приближающимся к разрешению оптических изображений. В отличие от оптических изображений, РЛИ могут быть получены независимо от времени суток, состояния облачности и осадков, что является существенным преимуществом РСА. Использование поляризационных методов в РСА позволяет значительно повысить информативность РЛИ и вероятности распознавания находящихся на них объектов.

Ведущие специалисты в области РСА [1, 2] отмечают ограничения базового алгоритма формирования РЛИ и необходимость в разработке более со-

вершенных алгоритмов. Для осуществления поляризационного анализа в РСА используется метод с переключением поляризации зондирующего сигнала, который приводит [3] к возникновению ошибок формирования РЛИ. В [3] предложен более совершенный метод одновременного оценивания всех элементов матрицы рассеяния. Поэтому возникает задача оптимизации процесса формирования РЛИ, которая и решается в данной работе.

Рассмотрим процесс функционирования РСА в наиболее общей постановке, рис. 1. Предполагается, что система движется по некоторой произвольной траектории, размеры зондируемого фрагмента поверхности Земли определяет диаграмма направленности (ДН) антенны, которая также считается произвольной.

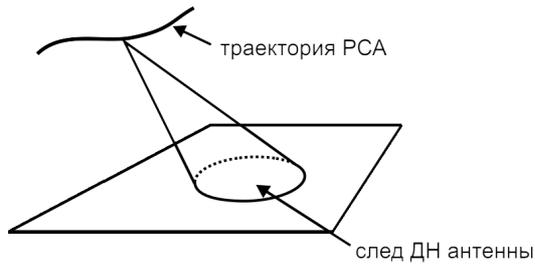


Рис. 1. Зондирование поверхности Земли РСА

Введем декартову систему координат, в которой произвольная точка траектории РСА задается вектором \mathbf{f} , а произвольная точка поверхности Земли – вектором \mathbf{g} . Будем предполагать, что временная зависимость $\mathbf{f}(t)$ – взаимнооднозначная. Это позволяет использовать один параметр траектории (время) вместо двух, подразумевая, что второй при этом является известным.

Процесс формирования РЛИ можно рассматривать как последовательность двух этапов (рис. 2): преобразование зондирующего сигнала $\mathbf{u}_i(t)$ в результате рассеяния на поверхности Земли и обработка принимаемого сигнала $\mathbf{u}_r(t)$, то есть восстановление параметров $\hat{\mathbf{R}}(\mathbf{g})$, характеризующих рассеивающие свойства поверхности. Далее эти два этапа рассматриваются последовательно.

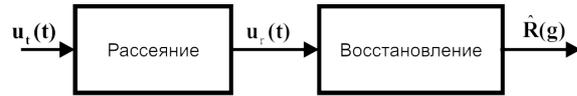


Рис. 2. Этапы преобразования сигнала в РСА

Зондирующий сигнал с произвольной поляризацией (полностью поляризованный) считаем узкополосным. В этом случае он представим в виде двухкомпонентного вектора Джонса следующим образом

$$\mathbf{u}_i(t) = \mathbf{U}_i(t) \exp\{i\omega_0 t\}, \quad (1)$$

где $\mathbf{U}_i(t)$ – векторная комплексная огибающая сигнала, ω_0 – несущая частота.

Сигнал (1), будучи излученным антенной (предполагается, что антенна излучает одновременно обе поляризационные компоненты этого сигнала), создает электромагнитную волну, удовлетворяющую уравнению Гельмгольца [4]. Решение уравнения Гельмгольца для напряженности электрической составляющей поля в произвольной точке \mathbf{r} свободного пространства имеет вид

$$\mathbf{E}(t, \mathbf{r}) = aD(\mathbf{r}, t)\mathbf{U}_i \left(t - \frac{|\mathbf{r} - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) G(|\mathbf{r} - \mathbf{f}(t)|), \quad (2)$$

где $D(\mathbf{r}, t)$ – комплексная ДН, пересчитанная к заданной точке пространства, G – функция Грина свободного пространства, a – константа.

Рассеянное поверхностью Земли поле $\mathbf{E}(t, \mathbf{r})$ в борновском приближении описывается следующим выражением [4]:

$$\mathbf{E}_s(t, \mathbf{r}) = a \int_s D(\mathbf{g}, t) \mathbf{R}(\mathbf{g}) \mathbf{U}_i \left(t - \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)| + |\mathbf{r} - \mathbf{g}|}{c} \right) \times G(|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|) G(|\mathbf{r} - \mathbf{g}|) d\mathbf{g}, \quad (3)$$

где $\mathbf{R}(\mathbf{g})$ – матричная дифференциальная функция рассеяния; интегрирование производится по всей рассеивающей поверхности. Таким образом, рассеивающие свойства поверхности полностью характеризуются функцией рассеяния.

Поле (3), принятое той же антенной, формирует принимаемый сигнал, который описывается выражением

$$\mathbf{U}_r(t) = ab \int_s D^2(\mathbf{g}, t) \mathbf{R}(\mathbf{g}) \mathbf{U}_i \left(t - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) \times G^2(|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|) d\mathbf{g}, \quad (4)$$

где b – константа.

Рассмотрим процесс обработки сигнала. Математическая модель принимаемого векторного сигнала представлена в виде

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{u}_r(t) + \mathbf{n}(t), \quad (5)$$

где $\mathbf{u}_r(t)$ – детерминированная составляющая этого сигнала, комплексная амплитуда которого определена выражением (4), $\mathbf{n}(t)$ – векторный шум, компоненты которого будем считать некоррелированными между собой.

Задача обработки сигнала (5) – восстановление функции рассеяния $\mathbf{R}(\mathbf{g})$. Функция рассеяния содержится в принимаемом сигнале в виде параметра, что позволяет интерпретировать эту задачу как задачу оценки параметра. Наличие аддитивной шумовой составляющей в принимаемом сигнале делает эту задачу статистической. Решение такой задачи приводит к алгоритму максимального правдоподобия [3]. Оценка максимального правдоподобия определяется из условия

$$\hat{\mathbf{R}}(\mathbf{g}) = \max_{\mathbf{R}(\mathbf{g})} w(\mathbf{Z}(t)/\mathbf{R}(\mathbf{g})), \quad (6)$$

где $w(\mathbf{Z}(t)/\mathbf{R}(\mathbf{g}))$ – функционал правдоподобия комплексной огибающей принимаемого векторного сигнала.

Функционал правдоподобия имеет следующий вид

$$w(\mathbf{Z}(t)) = d \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [\mathbf{Z}(t) - \bar{\mathbf{Z}}(t)]^+ [\mathbf{Z}(t) - \bar{\mathbf{Z}}(t)] dt \right\},$$

где N_0 – спектральная плотность белого шума, T – время наблюдения процесса, d – константа; $()^+$ – знак эрмитова сопряжения.

Оценка максимального правдоподобия (6) является решением следующей системы уравнений [5]

$$\frac{\delta}{\delta R_{ij}(\mathbf{g})} \ln w(\mathbf{Z}_k(t)) = 0, \quad i, j, k = 1, 2, \quad (7)$$

где $\delta/\delta R_{ij}(\mathbf{g})$ – функциональная производная.

Из (5) следует, что математическое ожидание наблюдаемого процесса

$$\bar{\mathbf{Z}}(t) = \mathbf{U}_r(t) = ab \int_s D^2(\mathbf{g}, t) \mathbf{R}(\mathbf{g}) \mathbf{U}_i \left(t - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) \times G^2(|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|) d\mathbf{g}.$$

После ряда математических преобразований решение системы уравнений (7) принимает вид

$$\mathbf{I}(\mathbf{g}) = \frac{1}{2} \int_s \mathbf{R}(\mathbf{g}') \Psi(\mathbf{g}, \mathbf{g}') d\mathbf{g}', \quad (8)$$

где

$$\mathbf{I}(\mathbf{g}) = \int_0^T D^2(\mathbf{g}, t) \mathbf{Z}^+(t) \mathbf{U} \left(t - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) \times G^2(|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|) dt, \quad (9)$$

$$\Psi(\mathbf{g}, \mathbf{g}') = \int_0^T D^2(\mathbf{g}, t) D^2(\mathbf{g}', t) \mathbf{U}_i^+ \left(t - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) \times \mathbf{U}_i \left(t - 2 \frac{|\mathbf{g}' - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) \times G^2(|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|) G^2(|\mathbf{g}' - \mathbf{f}(t)|) dt, \quad (10)$$

волна означает комплексное сопряжение.

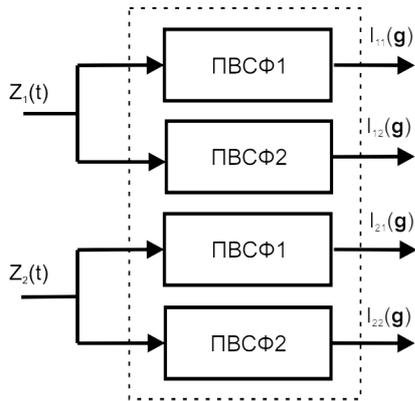


Рис. 3. Матричный согласованный фильтр

Выражение (8) описывает результат матричной пространственно-временной фильтрации, аппаратная реализация которой имеет вид, показанный на рис. 3. На рисунке ПВСФ – пространственно-временной согласованный фильтр (согласован с первой или второй поляризационной компонентой сигнала). Из выражения (8) видно, что результат такой согласованной фильтрации представляет собой функцию рассеяния, сглаженную функцией $\Psi(\mathbf{g}, \mathbf{g}')$, выражение (10), которую назовем пространственно-временной матричной функцией неопределенности (ПВМН). Таким образом, ПВМН полностью определяет результат оптимальной обработки (8). Если эффективная ширина модулей элементов этой функции мала по сравнению с требуемой разрешающей способностью, а ее внедиагональные элементы пренебрежимо малы, то

$$\mathbf{I}(\mathbf{g}) \approx \mathbf{R}(\mathbf{g}). \quad (11)$$

Вид ПВМН зависит от формы зондирующего сигнала, траектории РСА и ДН антенны. Выбирая должным образом эти параметры, можно добиться выполнения условия (11), т. е. обеспечить высокую степень соответствия РЛИ реальной поверхности. Таким образом, условие (11) определяет задачу вторичной оптимизации процесса формирования РЛИ.

Зондирующий сигнал РСА, как правило, является импульсным. Рассмотрим выражения для алгоритма формирования РЛИ и ПВМН в этом случае. Представим (9) в виде

$$\mathbf{I}(\mathbf{g}) = \int_0^T \mathbf{Z}(t) \mathbf{U}_{ref}^T(t, \mathbf{g}) dt, \quad (12)$$

где $\mathbf{U}_{ref}(t, \mathbf{g})$ – опорный сигнал.

При импульсном зондирующем сигнале имеем

$$\mathbf{U}_{ref}(t, \mathbf{g}) = \sum_{n=1}^N \mathbf{U}_{pref}(t - nT_p, \mathbf{g}), \quad (13)$$

где T_p – период повторения импульсов.

$$\mathbf{U}_{pref}(t, \mathbf{g}) = D^2(\mathbf{g}, t) \tilde{\mathbf{U}}_{pt} \left(t - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|}{c} \right) \exp(-2ik|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t)|). \quad (14)$$

Вид выражений (13) и (14) позволяет произвести следующую замену переменных:

$$t_f = t - nT_p, \quad t_s = nT_p.$$

После такой замены ур. (13) можно представить в виде функции двух переменных

$$\mathbf{U}_{ref}(t_f, t_s, \mathbf{g}) = D^2(\mathbf{g}, t_s) \tilde{\mathbf{U}}_{pt} \left(t_f - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t_s)|}{c} \right) \exp(-2ik|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t_s)|). \quad (15)$$

Подставляя выражение (15) в (12), получаем алгоритм формирования РЛИ как операцию двумерного преобразования сигнала, описываемую выражением

$$\mathbf{I}(\mathbf{g}) = \sum_{t_s} D^2(\mathbf{g}, t_s) \exp(-2ik|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t_s)|) \times \int_0^{T_p} \mathbf{Z}(t_f, t_s) \mathbf{U}_{pt}^+ \left(t_f - 2 \frac{|\mathbf{g} - \mathbf{f}(t_s)|}{c} \right) dt_f. \quad (16)$$

Структура выражения (16) позволяет разделить процесс формирования РЛИ на два этапа, как это показано на рис. 4. Первый этап представляет собой согласованную обработку комплексной огибающей импульса матричным согласованным фильтром (МСФ), второй этап – когерентная обработка с компенсацией фазовой модуляции, возникающей за счет движения РСА, идентичная для каждого поляризационного канала, т. е. собственно синтезирование апертуры (СА). Подобную структуру имеет и базовый алгоритм формирования РЛИ. Но в отличие от базового, алгоритм (16):

- предполагает одновременный поляризационный анализ [3];
- является верным не только для линейной, но и произвольной траектории РСА;

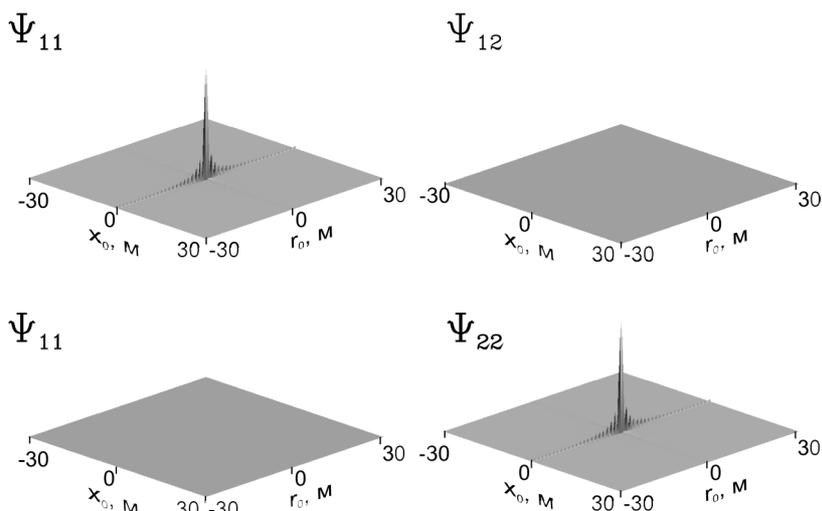


Рис. 5. Графики модулей элементов ПВМН

- учитывает нелинейное запаздывание огибающей по апертуре.

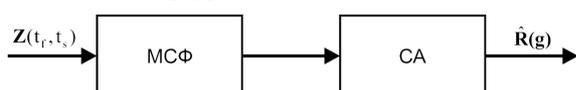


Рис. 4. Структура алгоритма синтеза при импульсном сигнале

Для рассматриваемого случая импульсного зондирующего сигнала ПВМН имеет следующий вид

$$\Psi(\mathbf{g}, \mathbf{g}') = \sum_{n=1}^N D_n^2(\mathbf{g}) D_n^2(\mathbf{g}') \Psi_\tau \left(\frac{2(r_n(\mathbf{g}) - r_n(\mathbf{g}'))}{c} \right) \times \exp\{2ik(r_n(\mathbf{g}) - r_n(\mathbf{g}'))\}, \quad (17)$$

где

$$r_n(\mathbf{g}) = |\mathbf{g} - \mathbf{f}(t - nT_p)|,$$

$$\Psi_\tau(\tau) = C \int_0^T U_i(t) U_i^+(t - \tau) dt$$

– матрица известных в радиолокации время-частотных функций неопределенности [3]. ПВМН может быть использована для определения пространственной разрешающей способности РСА в соответствии с выражением

$$\Delta \mathbf{g} = \int |\Psi_{xx}(\mathbf{g}, \mathbf{g}')|^2 d\mathbf{g}, \quad (18)$$

где интегрирование производится по всем возможным значениям \mathbf{g} . В этом заключается большая практическая важность этого математического объекта.

Рассмотрим пример ПВМН (17) для заданного зондирующего сигнала и линейной траектории. В качестве векторных зондирующих сигналов, удовлетворяющих условию (11), предлагается [3] использовать сигнал, поляризационные составляющие которого имеют линейную частотную модуляцию вверх или вниз по частоте. Комплексные огибающие этих составляющих описываются выражениями

$$U_{pt1}(t) = \begin{cases} U_0 \exp\{i\pi\alpha t^2\}, & \text{если } t \leq T_i, \\ 0, & \text{если } t > T_i; \end{cases}$$

$$U_{pt2}(t) = \begin{cases} U_0 \exp\{-i\pi\alpha t^2\}, & \text{если } t \leq T_i, \\ 0, & \text{если } t > T_i. \end{cases}$$

Здесь T_i – длительность импульса.

Графики модулей элементов ПВМН для таких сигналов в координатах дальность – линейная координата показаны на рис. 5 для длины синтеза 120 м. Анализ ур. (18) для этих условий показывает, что разрешающая способность составляет 3 м. На рис. 6 показан один элемент ПВМН и ДН антенны. Видно, что ПВМН имеет периодический характер, и если ДН антенны не будет выбрана должным образом, на РЛИ будут присутствовать артефакты.

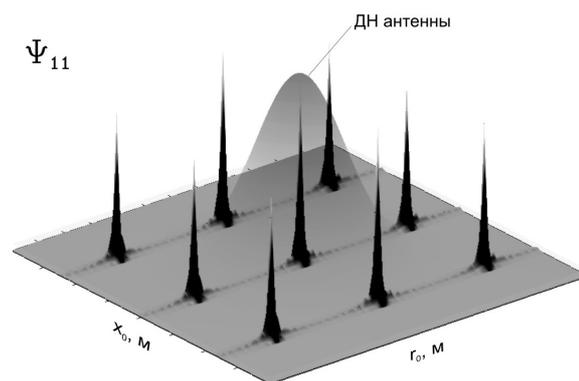


Рис. 6. График модуля элемента ПВМН и ДН антенны

Таким образом, в работе предложен усовершенствованный алгоритм формирования радиолокационного изображения в радиосистемах с синтезированной апертурой, основанный на физической модели рассеивающей поверхности и отвечающий статистическому критерию оптимальности. Этот алгоритм позволяет формировать радиолокационное изображение с учетом эффектов, которые не

учитывает базовый алгоритм что, в частности, позволяет компенсировать искажения, которые дает базовый алгоритм при повышении разрешающей

способности [1]. Предложен также математический аппарат для оценки потенциальной разрешающей способности РСА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Goodman R., Carrara W. Synthetic Aperture Radar Algorithms // Handbook of image and video processing. – London: Academic press, 2000. – P. 749–770.
2. Raney R. K. Radar fundamentals: technical perspective // Principles and Applications of Imaging Radar. Manual of Remote Sensing, V. 2. Eds. F.M. Henderson, A.J. Lewis. – N.Y.: John Wiley & Sons, 1998. – P. 9–130.
3. Хлусов В.А., Литтхарт Л.П., Шарыгин Г.С. Одновременное измерение всех элементов матрицы рассеяния радиолокационных объектов с использованием сложных сигналов // Радиолокация, навигация, связь: Труды VIII Междунар. научно-техн. конф. – Воронеж: Воронежский госуниверситет, 2002. – Т. 3. – С. 1655–1667.
4. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 463 с.
5. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. – М.: Советское радио, 1970. – 336 с.

УДК 621.396.96

АДАПТИВНЫЙ ФИЛЬТР ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ РЛС СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ

Г.П. Бабур

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: bgp_05@sibmail.com

Представлен адаптивный фильтр поляризационной радиолокационной станции для снижения уровня боковых лепестков сжатого принимаемого сигнала при использовании сложного векторного зондирующего сигнала. Обработка принимаемого сигнала производится в три этапа. Снижение уровня боковых лепестков позволяет дать более точную по сравнению с матричным согласованным фильтром оценку элементов матрицы рассеяния точечных отражателей в составе радиолокационной цели путем изменения в процессе адаптации векторов весовых коэффициентов предлагаемого адаптивного фильтра.

Введение

Радиолокационная цель зачастую представляет набором блестящих точек (точечных отражателей). Необходимо оценить на оси задержек (дальности) их расположение и интенсивность отраженных от них сигналов. В случае поляризационной радиолокационной станции (РЛС) интенсивность отраженных сигналов описываются матрицей рассеяния, четыре комплексных элемента которой характеризуют прямые и перекрестные отражения волн с ортогональными поляризациями [1–3].

Во многих современных РЛС используются сложные зондирующие сигналы, например, фазокодоманипулированные. Использование сложных сигналов по сравнению с простыми имеет ряд преимуществ: достижение высокого энергопотенциала РЛС при ограниченной мощности излучения, повышенная помехозащищенность и др. Однако, после сжатия сложный сигнал имеет не только пик (информативную часть), но и так называемые боковые лепестки. В случае поляризационной РЛС боковые лепестки обуславливаются не только видом автокорреляционных функций используемых ортогональных сигналов, но и их взаимной корреляцией. Уровнем боковых лепестков (УБЛ) сжатых принимаемых сигналов определяются основные ошибки при оценке матриц рассеяния точечных отражателей в составе радиолокационной цели.

Традиционный способ снижения УБЛ состоит в увеличении длительности используемых сложных сигналов, что бывает не всегда оправдано [3]. Встает задача снижения уровня боковых лепестков при заданной, фиксированной длительности сигналов.

Цель настоящей работы – разработка фильтра, позволяющего снизить УБЛ сигнала с выхода согласованного матричного фильтра поляризационной РЛС при фиксированной длительности (базе) зондирующих сигналов с целью измерения матрицы рассеяния радиолокационных целей.

Описание алгоритма работы адаптивного фильтра поляризационной РЛС

Элементы матрицы рассеяния в общем случае между собой не зависимы, то мощности прямых и кроссовых компонент сигналов, отраженных от точечных отражателей в составе радиолокационной цели, как правило, между собой не равны, а радиолокационная цель может быть любой. Поэтому невозможно разработать фильтр с фиксированной структурой, который будет оптимален для различных радиолокационных целей, представленных разными совокупностями точечных отражателей. В этом случае имеет смысл разработать адаптивный фильтр с меняющейся структурой и определяющий его работу алгоритм.