

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 621.396.967:629.054

DOI: 10.26467/2079-0619-2019-22-2-86-95

**МОДЕЛЬ МАТРИЧНОЙ ВЗАИМОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ
ЗОНДИРУЮЩЕГО И ОТРАЖЕННОГО ВЕКТОРНЫХ СИГНАЛОВ
ДЛЯ КОНЦЕПТУАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАТОРА
С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ НА ВОЗДУШНОМ НОСИТЕЛЕ****Р.Н. АКИНСИН¹, О.В. ЕСИКОВ², Д.А. ЗАТУЧНЫЙ³, А.В. ПЕТЕШОВ⁴**¹*Секция прикладных проблем при Президиуме Российской академии наук, г. Москва, Россия*²*АО Центральное конструкторское бюро аппаратостроения, г. Тула, Россия*³*Московский государственный технический университет гражданской авиации,
г. Москва, Россия*⁴*Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники, г. Череповец, Россия*

Для имитации на компьютерных моделях процесса проектной разработки в полном объеме, включая виртуальные испытания радиолокатора с синтезированной апертурой на воздушном носителе, в модельных средах разработана структурная схема концептуального проектирования радиолокатора с синтезированной апертурой на воздушном носителе. Схема инвариантна относительно типа воздушного носителя с радиолокатором с синтезированной апертурой – самолета, вертолета, беспилотного летательного аппарата и подобных: воздушный носитель «входит» в нее только системой автоматического управления, моделью траекторных нестабильностей и спектром частот упругих колебаний своей конструкции. Для выполнения компьютерного моделирования радиолокационных систем с полным поляризационным зондированием предложена модель матричной взаимокорреляционной функции зондирующего и отраженного векторных сигналов. В качестве модели рассеивающего объекта принята совокупность независимых точечных отражателей, распределенных по пространству и имеющих в общем случае разные скорости движения. Отраженный сигнал представляет собой сумму элементарных сигналов, форма которых полностью повторяет форму излученного сигнала, а амплитуда, фаза и поляризация определяются соответственно координатными, скоростными и поляризационными параметрами элементарных отражателей, образующих пространственно-протяженный объект. С учетом разработанных моделей формирования векторного зондирующего сигнала и матричной функции отклика распределенного радиолокационного объекта, предложена блок-схема модели матричной взаимокорреляционной функции излученного и отраженного векторных сигналов. Блок-схема является основой для разработки алгоритма и программы компьютерного моделирования процесса первичной обработки сигналов в радиолокационной станции с полным поляризационным зондированием.

Ключевые слова: моделирование, поляризационное зондирование, алгоритм, модельная среда.

ВВЕДЕНИЕ

Для имитации на компьютерных моделях процесса проектирования радиолокационных станций (РЛС), включая испытания РЛС с синтезированной апертурой (РСА) на воздушном носителе (ВН), в модельных средах необходимо их концептуальное проектирование. Для этого можно использовать среду математического моделирования MATLAB.

Для выполнения компьютерного моделирования РЛС с полным поляризационным зондированием необходимо построение модели матричной взаимокорреляционной функции зондирующего и отраженного векторных сигналов.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА КОНЦЕПТУАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РСА

Основная цель концептуального проектирования РСА на ВН – создание виртуальной РСА на ВН для имитации на компьютерных моделях процесса проектной разработки в полном объеме, включая испытания в модельных средах [1, 2].

Структурная схема концептуального проектирования РСА на ВН представлена на рис. 1 (цифровые и буквенные номера блоков на рис. 1 означают математические модели подсистем РСА).

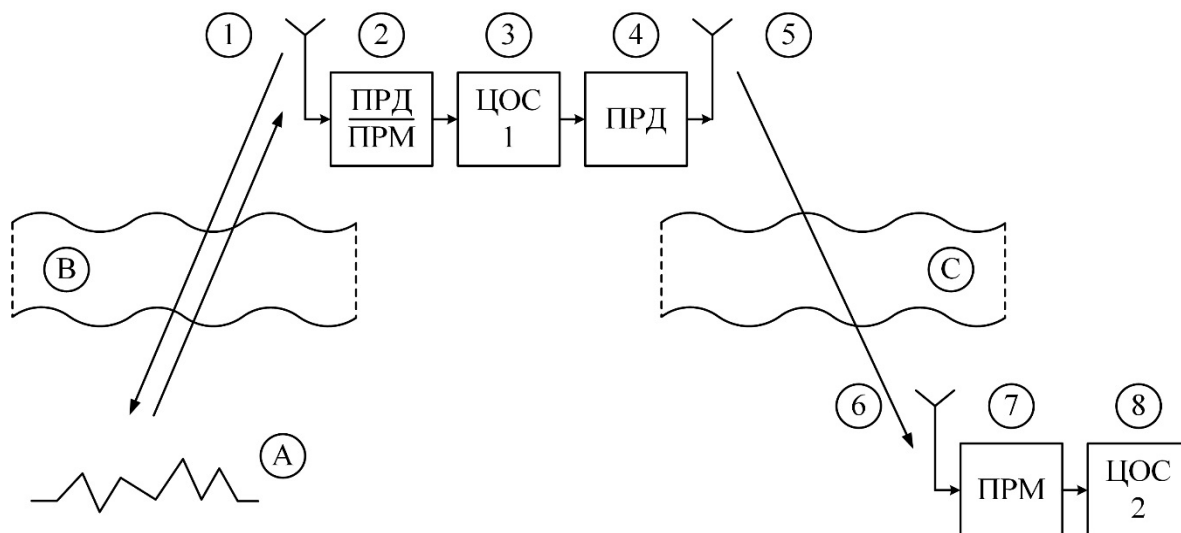


Рис. 1. Структурная схема концептуального проектирования РСА
Fig. 1. Structural diagram of the conceptual design of the synthetic aperture radar

Здесь 1 – антенна РСА; 2 – приемник (ПРМ) и передатчик (ПРД) РСА; 3 – блок цифровой обработки сигнала (ЦОС) РСА, в котором формируется радиолокационное изображение (РЛИ); 4 – ПРД РЛИ; 5 – антенна ПРД РЛИ; 6 – приемная антенна (ПРМ); 7 – модель приемника РЛИ; 8 – блок вторичной обработки РЛИ. Окружающей средой являются подстилающая поверхность, атмосфера и сам ВН.

Представленная на рис. 1 структура РСА позволяет учитывать влияние траекторных нестабильностей и колебаний РСА на качество РЛИ как в части тракта 1 – 2 – 3, так и в части тракта 4 – 5 – 6 – 7.

Виртуальные испытания РСА обеспечиваются благодаря выбору математических моделей свойств подстилающей поверхности (блок А на рис. 1), свойств атмосферы на рабочей частоте РСА (блок В на рис. 1), свойств атмосферы как широкополосной радиолинии (блок С на рис. 1) и траекторных нестабильностей ВН РСА (блок 3 на рис. 1).

МОДЕЛЬ МАТРИЧНОЙ ВЗАИМОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО И ОТРАЖЕННОГО ВЕКТОРНЫХ СИГНАЛОВ

Для выполнения компьютерного моделирования радиолокационных систем с полным поляризационным зондированием необходимо построение модели матричной взаимнокорреляционной функции зондирующего и отраженного векторных сигналов.

Для построения модели матричной взаимнокорреляционной функции вводится модель векторного зондирующего сигнала в виде отклика линейного матричного фильтра на векторную дельта-функцию. В качестве модели рассеивающего объекта принята совокупность независимых точечных отражателей, распределенных по пространству и имеющих в общем случае разные скорости движения.

В общем случае узкополосный волновой пакет электромагнитного поля, ограниченный во времени и по занимаемой полосе частот, может быть представлен комплексным век-

тором $\mathbf{u}(t, \omega)$, ортогональные компоненты которого есть параметрические комплексные функции времени

$$\mathbf{u}(t, \omega) = \begin{pmatrix} \dot{f}_1(t, \omega) \\ \dot{f}_2(t, \omega) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где ω – мгновенная частота сигнала, его параметр.

Использование понятия мгновенной частоты волнового пакета $\mathbf{u}(t, \omega)$ в данном случае удобно в силу узкополосности применяемых в обычной радиолокации зондирующих сигналов. Для таких сигналов справедливо неравенство $\Delta\omega \ll \omega_0$, где $\Delta\omega$ – ширина полосы занимаемых частот, а ω_0 – средняя частота спектра зондирующего пакета. При этом мгновенная частота волнового пакета в общем случае может изменяться на интервале его длительности в соответствии с модулирующей функцией.

Выражение (1) для вектора $\mathbf{u}(t, \omega)$ описывает плоскую квазимонохроматическую волну, поляризационная структура которой изменяется во времени по некоторому закону, определяемому конкретным видом узкополосных функций $\dot{f}_1(t, \omega)$, $\dot{f}_2(t, \omega)$.

В самом общем случае узкополосные функции $\dot{f}_1(t, \omega)$, $\dot{f}_2(t, \omega)$ описывающие ортогональные по поляризации компоненты зондирующего векторного сигнала, имеют вид

$$\dot{f}_1(t, \omega) = \underbrace{A_1(t) \cdot e^{j\phi_1(t)}}_{\text{комплексная огибающая}} \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}; \quad \dot{f}_2(t, \omega) = \underbrace{A_2(t) \cdot e^{j\phi_2(t)}}_{\text{комплексная огибающая}} \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)},$$

где ω_0 – средняя частота спектра функций, $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ – законы изменения фазы колебаний средней частоты, $A_1(t)$ и $A_2(t)$ – положительно определенные вещественные функции («мощностные» огибающие). В большинстве случаев активной радиолокации «мощностные» огибающие выбираются идентичными и имеют вид прямоугольного временного окна $A_0(t)$ длительностью τ_u . Это позволяет максимизировать энергетический потенциал системы при заданной длительности зондирующего сигнала.

Как было показано в [3], для возможности корректной оценки матрицы рассеяния радиолокационного объекта необходимо, чтобы комплексные огибающие функций $\dot{f}_1(t, \omega)$, $\dot{f}_2(t, \omega)$ (ортогонально поляризованных сигналов) были некоррелированы для любых относительных сдвигов по времени и частоте:

$$A_0(t) e^{j\phi_1(t)} * A_0(t) e^{j\phi_2(t)} = \left\langle A_0(t - \tau) e^{j\phi_1(t - \tau)} \cdot e^{j\Omega t} \cdot A_0(t) e^{-j\phi_2(t)} \right\rangle \rightarrow 0,$$

где * – знак временной свертки, $\langle \rangle$ – знак усреднения на интервале длительности огибающей $A_0(t)$, определяющей временную протяженность сигналов, описываемых функциями $\dot{f}_1(t, \omega)$ и $\dot{f}_2(t, \omega)$.

На практике используются два типа скалярных зондирующих сигналов, определяющих частотно-временную структуру ортогональных по поляризации компонент векторного зондирующего сигнала [4]:

- сигналы, комплексная огибающая которых задана «гладкой» функцией, для которой временная производная определена в каждой точке;
- сигналы, комплексная огибающая которых задана «разрывной» функцией, для которой значения временной производной в некоторых точках не определены, при этом множество таких точек счетное.

Примером первого типа сигналов может служить сигнал с линейной частотной модуляцией. Примером второго типа сигналов является фазоманипулированный в соответствии с некоторой кодовой последовательностью сигнал.

Первый тип сигналов описывается функцией

$$\dot{f}(t, \omega) = \Pi(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + kt^2 + \varphi_0)} = \Pi(t) \cdot e^{j[\overbrace{(\omega_0 + kt)}^{\text{мгновенная частота}} \cdot t + \varphi_0]},$$

а второй тип сигналов задан функцией

$$\dot{f}(t, \omega) = \Pi(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \pi \cdot m \{t\} + \varphi_0)}, \quad (2)$$

где $\Pi(t)$ – прямоугольная огибающая функции, k – постоянный коэффициент, определяющий скорость линейного изменения частоты колебаний, $m \{t\}$ – бинарная (0,1) кодовая последовательность, определяющая закон манипуляции фазы колебаний с частотой ω_0 . Сигналы второго типа (2) при больших значениях базы, когда их обобщенная автокорреляционная функция имеет единственный «узкий» пик в точке нулевых сдвигов по времени и частоте, называют шумоподобными [4, 5].

Очевидно, что рассмотренные скалярные сигналы могут генерироваться в виде откликов линейных реализуемых фильтров, возбуждаемых дельта-функцией. Таким образом, модель формирования рассмотренных типов векторных зондирующих сигналов $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ может быть представлена откликом двухканального фильтра, перенесенного на несущую частоту ω_0 , как это показано на рис. 2.

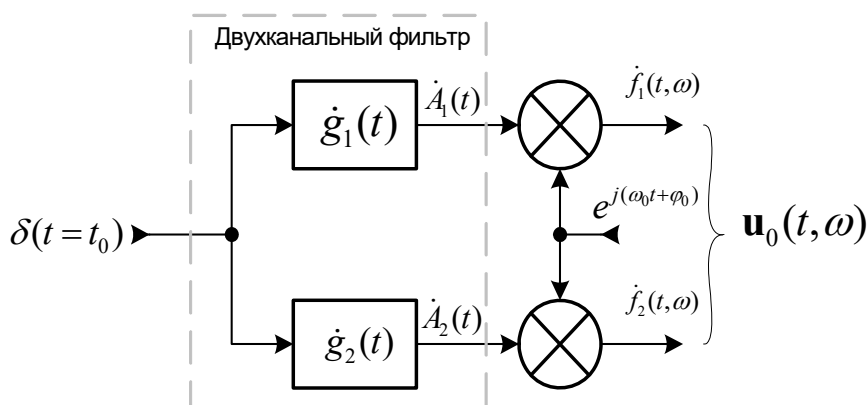


Рис. 2. Формирователь узкополосного векторного сигнала
Fig. 2. Narrowband vector signal shaper

При компьютерном моделировании двухканальный фильтр организуется в виде двух опрашиваемых регистров памяти, в которые предварительно записываются функции отклика $\dot{g}_1(t)$, $\dot{g}_2(t)$, соответствующие выбранному типу сигнала [5].

Используя модель радиолокационного однопозиционного канала, описанную в [4], представим в общем виде отраженный сигнал как

$$\mathbf{u}_p(t, \omega) = \sum_{i=1}^N \mathbf{u}_{pi}(t, \omega) = \underbrace{\sum_{i=1}^N \mathbf{g}_i(\tau_i, \Omega_i)}_{\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)} * \mathbf{u}_0(t, \omega) = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \mathbf{u}_0(t, \omega), \quad (3)$$

где $\mathbf{g}_i(\tau_i, \Omega_i)$ – матричная функция отклика i -го точечного рассеивателя; τ_i и Ω_i – время задержки и частотный сдвиг i -го рассеивателя; $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) = \sum_{i=1}^N \mathbf{g}_i(\tau_i, \Omega_i)$ – матричная функция отклика пространственно-распределенного радиолокационного объекта;

Таким образом, отраженный сигнал (3) представляет собой сумму элементарных сигналов, форма которых полностью повторяет форму излученного сигнала, а амплитуда, фаза и поляризация определяются соответственно координатными, скоростными и поляризационными параметрами элементарных отражателей, образующих пространственно-протяженный объект [6]. Алгоритм и результаты компьютерного моделирования пространственно-распределенных объектов изложены выше.

С физической точки зрения процесс отражения зондирующего электромагнитного сигнала от сложного пространственно-распределенного объекта описывается выражением

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_r(t) &= \sum_{i=0}^N \mathbf{u}_{ri}(t) = \sum_{i=0}^N \mathbf{S}_i(t) \cdot a_i(t) \cdot \exp(-i \cdot k \cdot r_i(t)) \cdot \mathbf{u}_r(t - t_{0i}) = \\ &= \underbrace{\sum_{i=0}^N \mathbf{g}_i(t)}_{\mathbf{G}_\Sigma(t)} \cdot \mathbf{u}_r(t - t_{0i}) = \mathbf{G}_\Sigma(t) \cdot \sum_{i=0}^N \mathbf{u}_r(t - t_{0i}) = \mathbf{G}_\Sigma(\tau) \otimes \mathbf{u}_r(t), \end{aligned}$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, λ – длина волны, $t - t_{0i} = \tau$; при этом матричная функция $\mathbf{G}_\Sigma(\tau)$ равна сумме матричной функции отклика всех объектов, образующих радиолокационную сцену, представляет собой фильтрацию векторного сигнала $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ векторным фильтром, схема которого приведена на рис. 3 ($\mathbf{u}_p(t, \omega)$ – отраженный векторный сигнал).

В свою очередь, каждое плечо векторного фильтра с импульсной характеристикой $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ представляет собой линейный фильтр одной из компонент векторного зондирующего сигнала ($\dot{f}_{1(2)}(t, \omega)$). Импульсная характеристика этого фильтра $G_{ij}(\tau, \Omega)$ ($i, j = 1, 2$) образована суммой импульсных откликов $g_{ij}(\tau, \Omega)$ каждого из N элементарных отражателей, описываемых матричной функцией отклика

$$\dot{\mathbf{g}}^n(\tau, \Omega) = \begin{pmatrix} \dot{g}_{11}^n(\tau, \Omega) & \dot{g}_{12}^n(\tau, \Omega) \\ \dot{g}_{21}^n(\tau, \Omega) & \dot{g}_{22}^n(\tau, \Omega) \end{pmatrix}, \quad n = 1, N.$$

Схематично это показано на рис. 4.

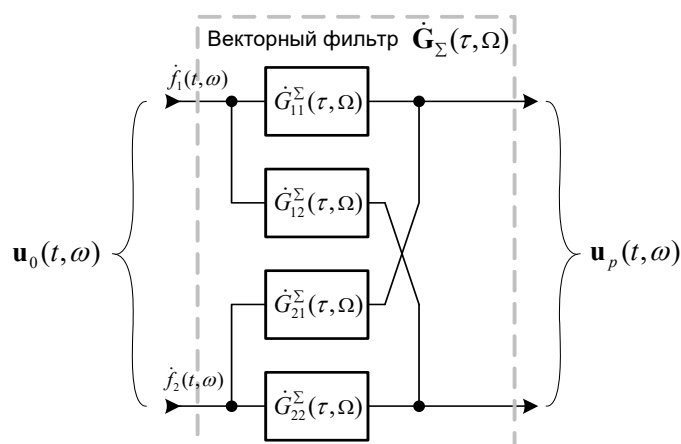


Рис. 3. Фильтрация зондирующего векторного сигнала в процессе отражения
Fig. 3. Filtering of the probing vector signal in the reflection process

Векторный линейный фильтр преобразует входной вектор в некоторый выходной вектор, принадлежащий тому же множеству, что и вектор на входе фильтра. С физической точки зрения это означает, что отраженная электромагнитная волна имеет ту же природу, что и падающая на объект волна, отличаясь от нее только значениями параметров – амплитудой, фазой, частотой и поляризацией.

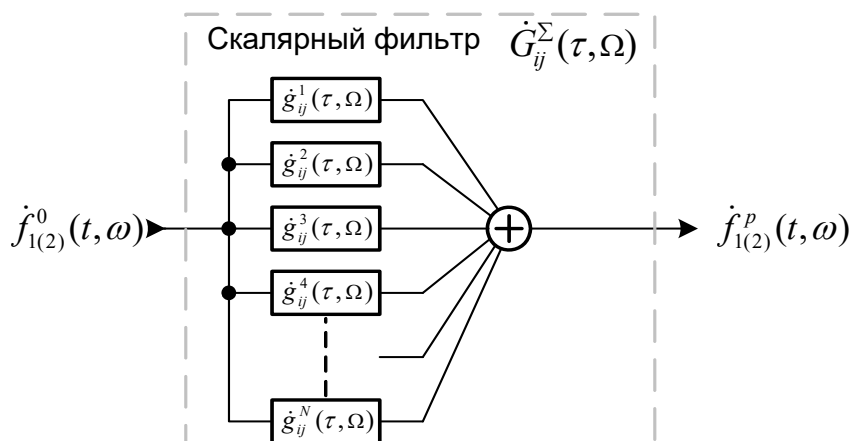


Рис. 4. Фильтрация ортогональных по поляризации компонент зондирующего сигнала $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ в процессе его отражения от пространственно-распределенного объекта

Fig. 4. Filtering of orthogonal polarization components of a sounding signal $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ during its reflection process from a spatially distributed object

Отраженный векторный сигнал $\mathbf{u}_p(t, \omega) = [f_1^p(t, \omega) \quad f_2^p(t, \omega)]^T$, наблюдаемый на выходе антенны с полным поляризационным приемом, переносит всю доступную в рамках активной узкополосной радиолокации информацию о координатных и поляризационных параметрах отдельных радиолокационных объектов, совокупность которых образует радиолокационную обстановку. Полное использование векторных свойств электромагнитного поля подразумевает корректную оценку матричной функции отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ совокупности элементарных отражателей, образующих радиолокационную обстановку, по результатам наблюдения отраженного векторного сигнала $\mathbf{u}_p(t, \omega)$.

Корректной оценкой матричной функции отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ является процедура матричной двумерной свертки по параметрам сдвига τ и Ω принимаемого векторного сигнала $\mathbf{u}_p(t, \omega)$ с излученным сигналом $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, используемым в качестве опорного.

Для каждого фиксированного значения частотного сдвига $\Omega = \Omega_i$ матричная свертка может быть реализована путем обработки отраженных сигналов матричным фильтром, согласованным с излученным сигналом. При этом компенсация доплеровского сдвига частоты Ω_i принимаемых сигналов производится путем сдвига частоты отраженного сигнала на величину $-\Omega_i$, а система обработки становится многоканальной по дальности и доплеровской частоте.

Блок-схема фильтрации принимаемого сигнала показана на рис. 5. Импульсные характеристики $\dot{g}_1^*(\tau, \Omega)$ и $\dot{g}_2^*(\tau, \Omega)$ сопряжены с импульсными характеристиками фильтров формирователя векторного зондирующего сигнала, приведенного на рис. 2. Совокупность выходных откликов $J_{ij}(t, \omega)$ ($i, j = 1, 2$) согласованных фильтров представляет собой матричную взаимнокорреляционную функцию зондирующего и отраженного векторных сигналов $\mathbf{J}(t, \omega)$, являющаяся оценкой функции отклика $\mathbf{G}^\Sigma(\tau, \Omega)$ радиолокационного объекта.

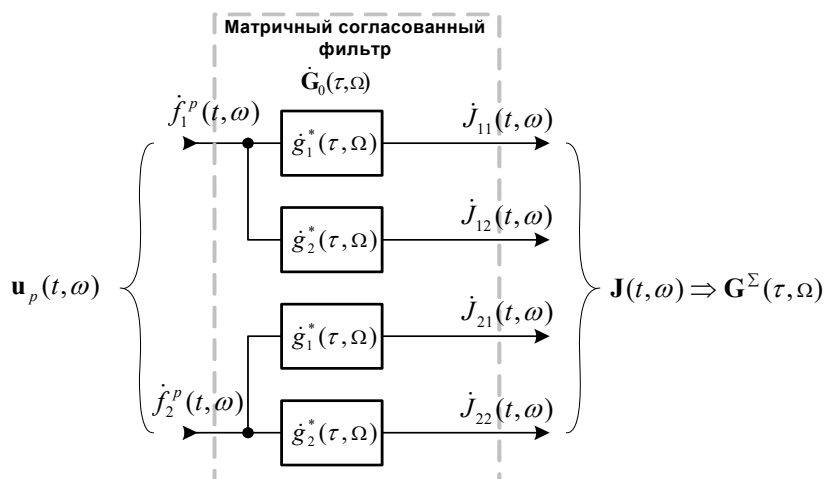


Рис. 5. Фильтрация ортогональных по поляризации компонент $f_{1(2)}^p(t, \omega)$ отраженного векторного сигнала $\mathbf{u}_p(t, \omega)$ при его приеме (алгоритм первичной обработки)

Fig. 5. Filtering of orthogonal polarization components $f_{1(2)}^p(t, \omega)$ of the reflected vector signal $\mathbf{u}_p(t, \omega)$ at its reception (algorithm of primary processing)

Таким образом, с учетом приведенных выше моделей формирования векторного зондирующего сигнала и матричной функции отклика распределенного радиолокационного объекта, модель матричной взаимнокорреляционной функции излученного и отраженного векторных сигналов можно представить блок-схемой, приведенной на рис. 6 [7, 8].

Входными параметрами модели являются:

- вид ортогональных по поляризации и частотно-временной структуре компонент $f_1(t, \omega)$ и $f_2(t, \omega)$ векторного зондирующего сигнала, которые определяют импульсные характеристики $\dot{g}_1(t)$ и $\dot{g}_2(t)$;
- матричная функция отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ пространственно-распределенного радиолокационного объекта, которая определяется статистиками поляризационных и координатных параметров элементарных отражателей, образующих радиолокационный объект.

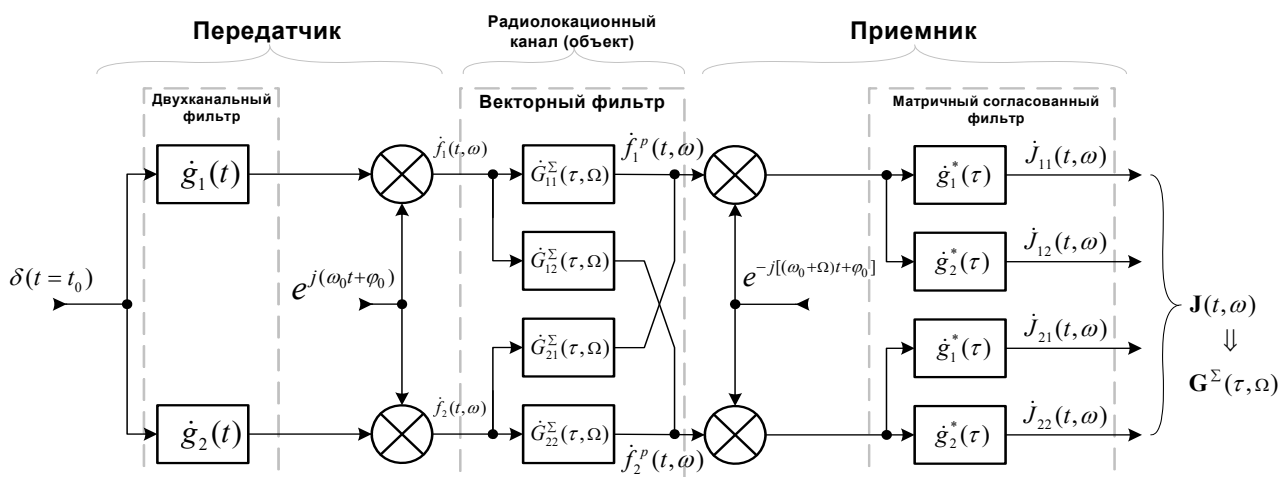


Рис. 6. Модель взаимнокорреляционной функции излученного и отраженного векторных сигналов как операция последовательной линейной фильтрации дельта-функции

Fig. 6. Model of a cross-correlation function of emitted and reflected vector signals as the operation of subsequent linear filtering of the Delta function

На выходе модели формируется оценка матричной функции отклика пространственно распределенного радиолокационного объекта [6–9].

Представленная блок-схема является основой для разработки алгоритма и программы компьютерного моделирования процесса первичной обработки сигналов в радиолокационной станции с полным поляризационным зондированием [8].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рассадин А.Э. Аппарат атомарных функций и R-функций как основа математической технологии проектирования РСА на воздушном носителе // Интеллектуальные системы: труды Девятого международного симпозиума INTELS' 2010. 2010. С. 224–228.
2. Рассадин А.Э. Потенциальная РСА на базе СКМ MATLAB // Труды XIV научной конференции по радиофизике. 2010. С. 173–174.
3. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 548 с.
4. Исмару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах: в 2-х т. Т. 1, 2. Пер. с англ. М.: Мир, 1981. 255 с.
5. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / под ред. В.Ф. Кравченко. М.: Физматлит, 2007. 544 с.
6. Рассадин А.Э. Непрерывное вейвлет-преобразование в анализе траекторных неустойчивостей воздушного носителя РСА // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы». 2009. С. 120–124.
7. Горгонов Г.И. Автоматическое сопровождение целей в бортовой РЛС с ЭВМ. М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1988. 286 с.
8. Акиншин Н.С., Вареница Ю.И., Хомяков К.А. Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов // Изв. ТулГУ. Сер. Технические науки. 2016. Вып. 2. С. 3–14.
9. Затучный Д.А. Анализ особенностей эффекта отражения волн при передаче данных с борта воздушного судна в условиях городской застройки // Информатизация и связь. 2017. № 2. С. 7–9.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Акиншин Руслан Николаевич, доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник СПП РАН, rakinshin@yandex.ru.

Есиков Олег Витальевич, доктор технических наук, профессор, главный специалист АО ЦКБА, cdbae@cdbae.ru.

Затучный Дмитрий Александрович, кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры вычислительных машин, комплексов, систем и сетей МГТУ ГА, zatuch@mail.ru.

Петешов Андрей Викторович, кандидат технических наук, доцент, начальник кафедры ЧВВИУРЭ, D-john_post@mail.ru.

MODEL OF A MATRIX CROSSCORRELATION FUNCTION OF THE PROBING AND REFLECTED VECTOR SIGNALS FOR A CONCEPTUAL DESIGN OF A SYNTHETIC APERTURE RADAR ON AN AERIAL CARRIER

Ruslan N. Akinshin¹, Oleg V. Esikov², Dmitry A. Zatuchny³, Andrey V. Peteshov⁴

¹ *Section of Applied Problems at the Presidium of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia*

² *JSC Central Design Bureau of Apparatus Engineering, Tula, Russia*

³ *Moscow State Technical University of Civil Aviation, Moscow, Russia*

⁴ *Cherepovets Higher Military Engineering School of Radio Electronics, Cherepovets, Russia*

ABSTRACT

In order to simulate the process of design development in full on computer models, including virtual tests of the synthetic aperture radar on an air carrier in model media, the study develops a structural scheme of the conceptual design of the synthetic aperture radar on an air carrier. The scheme is invariant with respect to the type of an air carrier with a synthetic aperture radar: an aircraft, a helicopter, an unmanned aerial vehicle and similar ones: an air carrier "enters" it by only an automatic control system, a model of trajectory instabilities and a spectrum of frequencies of elastic oscillations of its design. To perform a computer simulation of radar systems with full polarization sensing, a model of a matrix cross-correlation function of probing and reflected vector signals is proposed. As a model of the scattering object, a set of independent point reflectors distributed over space and generally having different rates of motion is accepted. The reflected signal is a sum of elementary signals, their form completely repeats the shape of the emitted signal, and the amplitude, the phase and polarization are respectively determined by the coordinate, velocity and polarization parameters of elementary reflectors forming a spatially extended object. Taking into account the developed models for the formation of the vector sounding signal and the matrix response function of the distributed radar object, a block-diagram of the model of the matrix cross-correlation function of the emitted and reflected vector signals is proposed. A block-diagram is the basis for the development of an algorithm and a program for computer modeling of the primary signal processing in a radar station with full polarization sensing.

Key words: modeling, polarization sensing, algorithm, modeling environment.

REFERENCES

1. **Rassadin, A.E.** (2010). *Apparat atomarnykh funktsiy i R-funktsiy kak osnova matematicheskoy tekhnologii proektirovaniya RSA na vozdushnom nositele* [Apparatus of atomic functions and R-functions as a basis of mathematical technology of RSA design on an air carrier]. *Intellektualnyye sistemy: Trudy Devyatogo mezhdunarodnogo simpoziuma INTELS' 2010* [Intelligent systems: Proceedings of the Ninth International Symposium INTELS], pp. 224–228. (in Russian)

2. **Rassadin, A.E.** (2010). *Potentsialnaya RSA na baze SKM MATLAB* [Potential RSA on the basis of SCM MATLAB]. *Trudy XIV nauchnoy konferentsii po radiofizike* [Proceedings of the XIV Scientific Conference on Radio-physics], pp. 173–174. (in Russian)
3. **Tatarskiy, V.I.** (1967). *Rasprostraneniye voln v turbulentnoy atmosfere* [Wave Propagation in turbulent atmosphere]. Moscow: Nauka, 548 p. (in Russian)
4. **Ishimaru, A.** (1981). *Rasprostraneniye i rasseyaniye voln v sluchayno-neodnorodnykh sredakh* [Propagation and scattering of waves in randomly inhomogeneous media]. *V 2-kh t. T. 1, 2.* [In 2 vol., vol. 1, 2]. Moscow: Mir. (in Russian)
5. *Tsifrovaya obrabotka signalov i izobrazheniy v radiofizicheskikh prilozheniyakh* [Digital processing of signals and images in radio-physical applications] (2007). Ed. V.F. Kravchenko. Moscow: Fizmatlit, 544 p. (in Russian)
6. **Rassadin, A.E.** (2009). *Nepreryvnoye veyvlet-preobrazovaniye v analize traektornykh nestabilnostey vozdušnogo nositelya RSA* [Continuous wavelet transform in the analysis of trajectory instabilities of the RSA air carrier]. *Trudy konferentsii «Telekommunikatsionnyye i vychislitelnyye sistemy»* [Proceedings of the Conference "Telecommunication and computing systems"], pp. 120–124. (in Russian)
7. **Gorgonov, G.I.** (1988). *Avtomaticheskoye soprovozhdeniye tseley v bortovoy RLS s EVM* [Automatic tracking of targets in the onboard radar from the computer]. Moscow: VVIA im. N.Ye. Zhukovskogo, 286 p. (in Russian)
8. **Akinshin, N.S., Varenitsa, Yu.I. and Khomyakov, K.A.** (2016) *Sovmestnaya otsenka koordinatnykh i polarizatsionnykh parametrov radiolokatsionnykh obektov* [Joint estimation of coordinate and polarization parameters of radar objects]. *Izv. TulGU. Ser. Tekhnicheskiye nauki* [The News of The Tula State University, ser. Technical Sciences], vol. 2, pp. 3–14. (in Russian)
9. **Zatuchny, D.A.** (2017). *Analiz osobennostey effekta otrazheniya voln pri peredache dannykh s borta vozdušnogo sudna v usloviyakh gorodskoy zastroyki* [Analysis of features of the wave reflection effect while transmitting data from board an aircraft in the conditions of city housing]. *Informatization and Communication*, no. 2, pp. 7–9. (in Russian)

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Ruslan N. Akinshin, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Leading Research Fellow of CPC of RAS, rakinshin@yandex.ru.

Oleg V. Esikov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Senior Specialist of JSC CDBAE, cdbae@cdbae.ru.

Dmitry A. Zatuchny, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of The Computing Machines, Complexes, Systems and Networks Chair, Moscow State Technical University of Civil Aviation, zatuch@mail.ru.

Andrey V. Peteshov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Chair of ChHMESRE, D-john_post@mail.ru.

Поступила в редакцию 11.05.2018
Принята в печать 21.03.2019

Received 11.05.2018
Accepted for publication 21.03.2019