

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.9.1>

УДК: 621.391.26:621.396.962

ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ МНОГОЧАСТОТНОМ НАБЛЮДЕНИИ

А.Б. Ястребков, С.Г. Козев

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д.13

Статья поступила в редакцию 20 мая 2024 г.

Аннотация. Рассматриваются постановка и решение задачи структурного синтеза алгоритма обнаружения-измерения параметров подвижных объектов на фоне коррелированных помех и шумов в многочастотных радиолокационных системах наблюдения на базе многолучевых цифровых антенных решеток. Алгоритм обработки синтезирован в предположении гауссовых статистик наблюдения при разделяющихся пространственных и временных характеристиках сигналов и помех. В рамках исследования разработана феноменологическая модель радиолокационной обстановки, адекватная формированию наблюдений в многочастотных пространственно-временных системах обработки сигналов. На основе этой модели получена структура оптимального в смысле байесовских критериев качества алгоритма обнаружения многочастотного сигнала, принимаемого на фоне коррелированных помех и шумов применительно к обработке радиолокационных наблюдений на выходах многолучевых цифровых антенных решеток. На базе адаптивного байесовского подхода определены пути решения задачи обнаружения-измерения параметров подвижных объектов в условиях многочастотных

наблюдений при параметрической априорной неопределенности о характеристиках помех. Приводятся рекомендации по выбору адаптивных алгоритмов обработки радиолокационной информации в условиях нестационарности наблюдений. Результаты структурного синтеза алгоритма обработки сигналов при многочастотном наблюдении позволяют представить систему обработки радиолокационной информации многоканальной по пространству, времени и радиальной скорости с накоплением результатов обработки по набору частот излучения. Такое представление открывает широкие возможности для использования параллельных вычислительных систем при реализации алгоритмов. Показано, что полученные алгоритмы могут служить основой для обнаружения начала маневрирования объекта наблюдения на этапе первичной обработки радиолокационной информации.

Ключевые слова: радиолокационное наблюдение, многочастотные сигналы, многолучевые цифровые антенные решетки, многоканальные системы, обнаружение-измерение, помехи, адаптация.

Автор для переписки: Ястребков Александр Борисович, yas_alex@mail.ru

Введение

Постановка и решение задачи оптимального обнаружения-измерения сигналов на фоне гауссова коррелированного шума с полностью известными статистическими характеристиками наблюдений в условиях, когда информационные параметры полезных сигналов оказываются неизвестны, подробно рассмотрены в литературе [1,2]. В режиме обзора пространства эти алгоритмы сводятся к построению многоканальных по дальности, скорости и угловым координатам, системам обработки радиолокационной информации [3,4,5]. Обеспечение заданных характеристик качества обнаружения на приемной стороне достигается накоплением энергии полезного сигнала за счет увеличения времени наблюдения, в режиме параллельного или последовательного программируемого обзора. Для преодоления априорной

неопределенности о характеристиках коррелированных помех используются многочисленные адаптивные алгоритмы обработки [6, 7, 8]. Получаемые при этом результаты справедливы в предположении, что основные характеристики принимаемого сигнала, помех и шумов не меняются за время наблюдения, что обеспечивает эффективное накопление энергии сигнала и необходимый уровень подавления помех. Более сложной является ситуация, когда параметры сигнала за время наблюдения меняются настолько, что невозможно обеспечить условие стационарности наблюдений. Появление современных многочастотных систем наблюдения на базе фазированных антенных решеток (ФАР) [9] дает возможность обеспечить необходимое качество обнаружения и измерения параметров объектов наблюдения за счет накопления энергии принимаемых сигналов не только во временной, но и в частотной области [10, 11, 12].

Целью настоящей работы является синтез алгоритма обнаружения-измерения параметров космических и воздушных объектов при наблюдении на фоне коррелированных помех, применительно к многочастотным пространственно-временным системам наблюдения на базе многолучевых цифровых антенных решеток (ЦАР) [13,14] и анализ полученных результатов в плане возможности их эффективного использования при нестационарных наблюдениях и в условиях интенсивного маневрирования объектов.

1. Математическая модель многочастотного наблюдения при пространственно-временном формировании принимаемого сигнала

В дальнейшем будем считать, что многочастотная активная радиолокационная система с пассивным ответом на базе ЦАР излучает пачку из P_i импульсов с одинаковыми временными характеристиками на каждой из не перекрывающихся частот $f_i, i = 1, 2, \dots, F$.

Представим сигнал, отраженный от объекта наблюдения, в векторном блочном виде:

$$\dot{\mathbf{s}}^T(t) = \left[\dot{\mathbf{s}}_1^T(t), \dot{\mathbf{s}}_2^T(t), \dots, \dot{\mathbf{s}}_F^T(t) \right] .$$

Здесь $\dot{\vec{s}}(t)$ – блочный векторный комплексный процесс принимаемого многочастотной системой отраженного от объекта локации сигнала, $\dot{\vec{s}}_i(t)$ – блоки вектора $\dot{\vec{s}}(t)$, соответствующие принимаемым сигналам на каждой из F частот зондирования $i = 1, 2, \dots, F$; $(*)^T$ – означает транспонирование. Размерность каждого i -го блока $\dot{\vec{s}}_i(t)$ равна N_i и соответствуют числу элементов соответствующей подрешетки ЦАР, настроенной на прием сигналов i -й частоты. Общая размерность вектора $\dot{\vec{s}}(t)$ равна $N_\Sigma = \sum_{i=1}^F N_i$.

Процессы в элементах подрешеток определяются амплитудно-фазовым распределением поля на раскрыве I_{ij} ($i = 1, 2, \dots, F$ – номер частотного канала, $j = 1, 2, \dots, N_i$ – номер элемента в подрешетке); временем задержки сигнала в канале распространения t_D ; частотой Доплера $F_{di} = 2v_r f_i / c$ (c – скорость распространения электромагнитных волн); задержкой Δt_{ij} волнового фронта по элементам соответствующей подрешетки ЦАР. Величина задержки Δt_{ij} зависит от угловых координат азимута α и угла места β объекта относительно фазового центра соответствующей подрешетки. Важно отметить, что значения доплеровских частот F_{di} на каждой из частот зондирования $f_i, i = 1, 2, \dots, F$ для одной и той же радиальной скорости объекта v_r не совпадают.

Будем считать, что принимаемые сигналы являются узкополосными в пространственно-временном смысле, то есть выполняется соотношение [15]

$$\Delta t_{max} \ll \tau_{эфф} = |B_s(0)|^{-2} \int_{-\infty}^{\infty} |B_s(\tau)|^2 d\tau. \quad (2)$$

Здесь Δt_{max} – максимально возможное время задержки радиосигнала, отраженного от объекта между элементами раскрыва такой пространственно-многоканальной многочастотной антенной системы; $\tau_{эфф}$ – эффективная длительность сигнала, определенная через его автокорреляционную функцию $B_s(\tau)$. При выполнении этого условия задержкой, огибающей принимаемого сигнала на раскрыве антенной системы можно пренебречь. Кроме того, будем считать, что искажением огибающей и фронта волны за счет эффекта Доплера так же можно пренебречь.

Учитывая введенные ограничения сигнальный процесс в j -м элементе i -й подрешетки в пренебрежении изменением дистанции и его углового положения за время длительности пачки радиоимпульсов $T_{pi} = (P_i - 1)T_i + \tau_i$, можно записать в виде [3,11]:

$$\dot{s}_{ij}(t) = \sum_{l=0}^{P_i-1} \dot{A}_{il} e^{j2\pi F_{di}(t-t_D/2)} \dot{S}_i(t - t_D - lT_i) e^{j2\pi f_i(t-t_D)} \dot{I}_{ij} e^{-j2\pi f_i \Delta t_{ij}}, \quad (3)$$

где τ_i, P_i, T_i – длительность импульсов, их число и период повторения в пачке соответственно, $\dot{A}_{il} = A_{il} e^{-j\varphi_{il}}$ – комплексная амплитуда принимаемого импульсного сигнала. Исходя из общепринятых моделей радиолокационных сигналов, амплитуда A_{il} обычно является случайной, распределенной по Релею, случайной величиной, а фаза φ_{il} имеет равномерное распределение на интервале $[0, 2\pi]$. При этом \dot{A}_{il} является комплексной гауссовой случайной величиной. В зависимости от характера флуктуаций комплексная амплитуда \dot{A}_{il} может быть неизменной $\dot{A}_{il} = \dot{A}_i$ на интервале длительности пачки T_{pi} при медленных и дружных флуктуациях, и меняться от импульса к импульсу при быстрых флуктуациях. Очевидно, в последнем случае когерентная структура пачки полностью разрушается. Нормированная комплексная огибающая $\dot{S}_i(t)$ излучаемого импульсного сигнала характеризуется законом амплитудной $C_i(t)$ и внутриимпульсной угловой $\varphi_i(t)$ модуляции, а так же начальной фазой сигнала φ_0 :

$$\dot{S}_i(t) = \begin{cases} C_i(t) e^{j[\varphi_i(t) + \varphi_0]}; & t \in [0, \tau_i] \\ 0; & t \notin [0, \tau_i] \end{cases}. \quad (4)$$

Для определения векторного процесса $\dot{\mathbf{s}}_i(t)$ введем в рассмотрение вектор $\dot{\mathbf{g}}_{si}$, определяющий амплитудно-фазовое распределение поля на раскрыве i -той подрешетки, как результат задержки фазового фронта волны $\Delta t_{ij}, j = 1, 2, \dots, N_i$ по ее элементам для конкретного направления прихода радиосигнала от объекта отражения:

$$\dot{\mathbf{g}}_{si}^T = (\dot{I}_{i1} e^{-j2\pi f_i \Delta t_{i1}}, \dot{I}_{i2} e^{-j2\pi f_i \Delta t_{i2}}, \dots, \dot{I}_{iN_i} e^{-j2\pi f_i \Delta t_{iN_i}}). \quad (5)$$

Тогда векторный процесс сигнала i -го частотного канала примет вид:

$$\dot{\mathbf{s}}_i(t) = \sum_{l=0}^{P_i-1} A_{il} \dot{S}_i(t - t_D - lT_i) e^{j\omega_i(t-t_D)} e^{j\Omega_{di}(t-t_D/2)} \dot{\mathbf{g}}_{si}. \quad (6)$$

Принимаемый многочастотной системой наблюдения процесс $\dot{\xi}(t)$ включает в качестве составляющих вектор полезного сигнала $\dot{\mathbf{s}}(t)$, внешние помехи $\dot{\mathbf{n}}(t)$ и собственные шумы $\dot{\mathbf{w}}(t)$ многоканальной приемной системы, то есть само наблюдение при наличии полезного сигнала можно представить в виде аддитивной совокупности

$$\dot{\xi}(t) = \dot{\mathbf{s}}(t) + \dot{\mathbf{n}}(t) + \dot{\mathbf{w}}(t).$$

Блочная структура векторных процессов $\dot{\xi}(t)$, $\dot{\mathbf{n}}(t)$ и $\dot{\mathbf{w}}(t)$ аналогична представлению (1).

Современные системы обработки радиолокационной информации реализуются по многоканальному принципу на базе цифровых многопроцессорных комплексов [4], в которых случайные процессы на выходе многоканальной пространственно-временной приемной системы преобразуются в дискретные цифровые выборки процессов в каждом из приемных каналов. То есть векторному случайному процессу $\dot{\xi}(t)$ в результате аналого-цифрового преобразования ставится в соответствие вектор пространственно-временной выборки $\dot{\xi}^T = [\dot{\xi}_1^T, \dot{\xi}_2^T, \dots, \dot{\xi}_F^T]$ адекватный по структуре этому процессу на интервале взятия выборки. С точки зрения структуры радиолокационной системы, такому представлению соответствует многочастотная, многоканальная по дальности, скорости и угловой координате система обработки радиолокационной информации. Учитывая структуру принимаемого полезного сигнала, определяемую выражениями (1), (3) – (6) векторному процессу $\dot{\mathbf{s}}(t)$ в этом случае целесообразно поставить в соответствие его пространственно-временную выборку $\dot{\mathbf{S}}^T = [\dot{\mathbf{s}}_1^T, \dot{\mathbf{s}}_2^T, \dots, \dot{\mathbf{s}}_F^T]$, отвечающую условиям его присутствия в одном из каналов многоканальной приемной системы по азимуту, углу места, дальности и радиальной скорости. Информационное наполнение такого вектора выборки по пространству

определяется векторами $\dot{\vec{g}}_{si}, i = 1, 2, \dots, F$, соответствующими направлению прихода сигнала в азимутальной α и угломестной β плоскостях, по времени – задержкой в канале распространения и радиальной скоростью, а по амплитуде – дальностью, характером отражения и отражающей способностью объекта наблюдения. Аналогичная по структуре пространственно-временная выборка помех и шумов $\dot{\vec{\xi}}_0 = \dot{\vec{n}} + \dot{\vec{w}}$ в гауссовом случае полностью характеризуется своей корреляционной матрицей \dot{K}_0 .

В многочастотных системах наблюдения соседние частотные диапазоны выбирают из условия отсутствия перекрытия спектров в каждом из частотных каналов. Это означает, что случайные шумовые процессы при гауссовой аппроксимации в не совпадающих частотных каналах независимы между собой, а матрица \dot{K}_0 имеет блочно-диагональный вид и может быть представлена в виде прямой суммы [16]:

$$\dot{K}_0 = M \left[(\dot{\vec{n}} + \dot{\vec{w}})(\dot{\vec{n}} + \dot{\vec{w}})^{\sim} \right] = \bigoplus_{i \in [1, F]} \dot{K}_{0i} = \bigoplus_{i \in [1, F]} \dot{K}_{ni} + \bigoplus_{i \in [1, F]} \dot{K}_{wi},$$

где M означает статистическое усреднение.

Ее блоки – эрмитовы (самосопряженные) положительно определенные матрицы $\dot{K}_{0i} = M \left[(\dot{\vec{n}}_i + \dot{\vec{w}}_i)(\dot{\vec{n}}_i + \dot{\vec{w}}_i)^{\sim} \right], i = 1, 2, \dots, F$, которые в гауссовом случае являются исчерпывающей характеристикой векторов выборки помех и шумов $\dot{\vec{n}}_i$ и $\dot{\vec{w}}_i$ в i -м частотном канале. Общей моделью собственных шумов является белый гауссов шум. Корреляционная матрица его выборки в i -м частотном канале – диагональная матрица $\dot{K}_{wi} = \text{diag}\{N_{0i}/2\}$, где N_{0i} – спектральная плотность мощности собственных шумов в i -м частотном канале.

2. Структурный синтез алгоритма обработки радиолокационной информации на фоне коррелированных помех для многочастотной системы наблюдения на базе ЦАР

Общий принцип решения задачи обнаружения-измерения параметров объектов наблюдения состоит в формировании достаточной статистики

отношения правдоподобия [3,15] с учетом уровня априорных знаний о радиолокационной обстановке. Отсутствие информации о неизвестных не случайных параметрах обнаруживаемого сигнала, таких как время задержки t_D , частота Доплера $F_{di}, i = 1, 2, \dots, F$ и угловое положение объекта наблюдения α и β , компенсируется построением многоканальной системы обнаружения-измерения путем дискретизации пространства соответствующих неизвестных параметров сигнала. В результате решение об обнаружении объекта принимается в каждом из каналов такой многоканальной системы, а сам факт обнаружения в конкретном канале определяет соответствующую измерительную информацию по объекту наблюдения: дальность, азимут, угол места и радиальная скорость.

В предположении взаимной независимости выборок наблюдений в частотных каналах условная плотность вероятностей частотно-пространственно-временной выборки процесса наблюдения $\dot{\xi}$ в гауссовом случае может быть записана в следующем виде:

– в случае присутствия сигнала от объекта отражения (гипотеза H_1)

$$p(\dot{\xi}_i/H_1) = (2\pi)^{-LF} \prod_{i=1}^F |\dot{K}_{0i}|^{-1/2} \exp\left\{-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^F (\dot{\xi}_i - \dot{s}_i)^T \dot{K}_{0i}^{-1} (\dot{\xi}_i - \dot{s}_i)\right\},$$

– в отсутствие сигнала (гипотеза H_0)

$$p(\dot{\xi}_i/H_0) = (2\pi)^{-LF} \prod_{i=1}^F |\dot{K}_{0i}|^{-1/2} \exp\left\{-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^F \dot{\xi}_i^T \dot{K}_{0i}^{-1} \dot{\xi}_i\right\}.$$

Инвариантность алгоритма обработки к случайным параметрам сигнала амплитуде A_{il} и фазе φ_{il} достигается интегрированием условного отношения правдоподобия по плотности распределения этих параметров. Заметим, что результаты интегрирования зависят от условий наблюдения и, как показано в [17], могут служить дополнительным признаком для обнаружения начала маневра воздушного объекта.

Учитывая взаимную независимость случайных параметров A_{il} и φ_{il} для различных частот излучения и в отсутствие быстрых флуктуаций

принимаемого сигнала достаточная статистика отношения правдоподобия для выборки процесса $\dot{\xi}$ с учетом рассмотренной модели наблюдения имеет вид:

$$l_{Dv\alpha\beta}(\dot{\xi}) = \sum_{i=1}^F \left| \dot{\xi}_i^{\sim} K_{0i}^{-1} \dot{\mathbf{s}}_{iDv\alpha\beta} \right|^2. \quad (7)$$

Здесь $\dot{\mathbf{s}}_{iDv\alpha\beta}$ – вектор выборки опорного пачечного сигнала на i -й частоте излучения, соответствующий азимутальному направлению α , угломестному направлению β , дальностному интервалу D и скоростному интервалу v .

В случае быстрых флуктуаций достаточная статистика примет вид:

$$l_{Dv\alpha\beta}(\dot{\xi}) = \sum_{i=1}^F \sum_{l=0}^{P_i-1} \left| \dot{\xi}_{il}^{\sim} K_{0il}^{-1} \dot{\mathbf{s}}_{ilDv\alpha\beta} \right|^2. \quad (8)$$

где $\dot{\mathbf{s}}_{ilDv\alpha\beta}$ – вектор выборки опорного импульсного сигнала, как l -го элемента пачки на i -й частоте излучения, $\dot{\xi}_{il}^{\sim}$ и K_{0il}^{-1} вектор выборки входного процесса и матрица, обратная к его корреляционной матрице на временном интервале i -го элемента пачки на i -й частоте излучения.

В рассматриваемом случае радиолокационного наблюдения условие факторизации (2) пространственно-временной структуры принимаемого сигнала выполняется, то есть $\Delta F_A \gg \Delta f_{эфф}$. Здесь ΔF_A – ширина полосы пропускания антенны; $\Delta f_{эфф}$ – эффективная ширина спектра принимаемого сигнала. Тогда векторы опорного сигнала в i -м частотном канале $\dot{\mathbf{s}}_{iDv\alpha\beta}$ и $\dot{\mathbf{s}}_{ilDv\alpha\beta}$ можно представить в виде правого кронекеровского произведения [18] двух векторов меньшей размерности

$$\dot{\mathbf{s}}_{iDv\alpha\beta} = \dot{\mathbf{s}}_{iDv} \otimes \dot{\mathbf{g}}_{sia\beta}; \quad \dot{\mathbf{s}}_{ilDv\alpha\beta} = \dot{\mathbf{s}}_{ilDv} \otimes \dot{\mathbf{g}}_{sia\beta}. \quad (9)$$

Здесь $\dot{\mathbf{s}}_{iDv}$ и $\dot{\mathbf{s}}_{ilDv}$ – вектор временной выборки опорного сигнала i -го частотного канала на интервале наблюдения T , настроенный на дальность D и радиальную скорость v ; $\dot{\mathbf{g}}_{sia\beta}$ – вектор, определяющий амплитудно-фазовое распределение сигнала на раскрые i -ой подрешетки в направлении α, β .

Следует отметить, что на физическом уровне формирование корреляционной матрицы шумов и помех в пространственно-временном

смысле включает пространственно распределенные пассивные помехи, имеющие сильную временную корреляцию и пространственно коррелированные источники локальных активных помех. Учитывая эти вклады в общую корреляционную матрицу пространственно-временной выборки помех и шумов так же можно представить в виде правого кронекеровского произведения

$$\dot{K}_{0i} = \dot{K}_{Ti} \otimes \dot{K}_{Ri}, \quad (10)$$

где \dot{K}_{Ti} – временная корреляционная матрица выборки помех и шумов на интервале наблюдения (в основном определяется наличием пассивных помех в принимаемом излучении); \dot{K}_{Ri} – межканальная корреляционная матрица отсчетов помех и шумов в совпадающие моменты времени (наибольший вклад в нее вносят активные широкополосные шумовые помехи). Подставив соотношения (9) и (10) в выражение для оптимальной обработки (7) получим алгоритм обработки многочастотных радиолокационных сигналов при обнаружении-измерении параметров подвижного объекта в условиях разделяющейся пространственной и временной информации в наблюдениях для случая дружных и медленных флуктуаций:

$$l_{Dv\alpha\beta}(\dot{\xi}) = \sum_{i=1}^F \left| \dot{\xi}_i^{\sim} (\dot{K}_{Ti} \otimes \dot{K}_{Ri})^{-1} \dot{S}_{iDv} \otimes \dot{g}_{si\alpha\beta} \right|^2. \quad (11)$$

Для определения структуры алгоритма обработки информации представим вектор пространственно-временной выборки $\dot{\xi}_i$ в блочном виде $\dot{\xi}_i^T = \left[\dot{\xi}_{1Ri}^T, \dot{\xi}_{2Ri}^T, \dots, \dot{\xi}_{TRi}^T \right]$. Каждый из блоков $\dot{\xi}_{jRi}^T$ представляет собой вектор пространственной выборки входного процесса i -ой подрешетки в дискретный момент времени j на интервале наблюдения T .

Заметим, что для кронекеровских произведений обратимых матриц выполняется соотношение

$$(\dot{K}_{Ti} \otimes \dot{K}_{Ri})^{-1} = \dot{K}_{Ti}^{-1} \otimes \dot{K}_{Ri}^{-1}.$$

Учитывая это обстоятельство, введем следующие обозначения в алгоритм оптимальной обработки (11):

$$(\dot{\mathbf{K}}_{Ti}^{-1} \otimes \dot{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}) (\dot{\mathbf{s}}_{iDv} \otimes \dot{\mathbf{g}}_{si\alpha\beta}) = \dot{\mathbf{h}}_{Ti} \otimes \dot{\mathbf{h}}_{Ri}. \quad (12)$$

Здесь $\dot{\mathbf{h}}_{Ri} = \dot{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1} \dot{\mathbf{g}}_{si\alpha\beta}$ – весовой вектор пространственной обработки, а $\dot{\mathbf{h}}_{Ti} = \dot{\mathbf{K}}_{Ti}^{-1} \dot{\mathbf{s}}_{iDv}$ – весовой вектор временной обработки в каждом из приемных частотных каналов $i = 1, 2, \dots, F$. Следует отметить, что структура вектора временной выборки опорного сигнала i -го частотного канала $\dot{\mathbf{s}}_{iDv}$ определяется, как набором внутрипериодных отсчетов $\dot{S}_i(t)$, соответствующих структуре излучаемого сигнала умножаемых на фазовый множитель $e^{j2\pi F_{di}(t-t_D/2)}$, практически неизменный на интервале существования этого сигнала, но заметно изменяющийся от периода к периоду. Это означает, что вектор выборки $\dot{\mathbf{s}}_{iDv}$ так же можно представить в виде кронекеровского произведения вектора внутрипериодной выборки сигнала $\dot{\mathbf{s}}_{iD\tau}$ и P_i -мерного вектора фазовых множителей межпериодных отсчетов, обусловленных эффектом Доплера $\dot{\mathbf{q}}_{iv}$:

$$\dot{\mathbf{s}}_{iDv} = \dot{\mathbf{q}}_{iv} \otimes \dot{\mathbf{s}}_{iD\tau}.$$

Учитывая, что на интервале длительности зондирующего сигнала в строке дальности пассивная помеха и сигнал от подвижного объекта не различимы по своей структуре временную корреляционную матрицу $\dot{\mathbf{K}}_{Ti}$ также можно представить в виде $\dot{\mathbf{K}}_{Ti} = \dot{\mathbf{K}}_{vi} \otimes \mathbf{I}_i$. Здесь \mathbf{I}_i – единичная $(d_i \times d_i)$ матрица (d_i – число отсчетов выборки сигнала на длительности импульса), $\dot{\mathbf{K}}_{vi}$ корреляционная $(P_i \times P_i)$ матрица межпериодной корреляции пассивной помехи. Тогда весовой вектор временной обработки в каждом из приемных частотных каналов $i = 1, 2, \dots, F$

$$\dot{\mathbf{h}}_{Ti} = \dot{\mathbf{K}}_{Ti}^{-1} \dot{\mathbf{s}}_{iDv} = (\dot{\mathbf{K}}_{vi}^{-1} \otimes \mathbf{I}_i) (\dot{\mathbf{q}}_{iv} \otimes \dot{\mathbf{s}}_{iD\tau}) = \dot{\mathbf{h}}_{vi} \otimes \dot{\mathbf{s}}_{iD\tau}, \quad (13)$$

где $\dot{\mathbf{h}}_{vi} = \dot{\mathbf{K}}_{vi}^{-1} \dot{\mathbf{q}}_{iv}$.

Учитывая это представление, окончательно получим трехэтапный алгоритм обработки в виде:

$$\zeta_{ji}^* = \tilde{\xi}_{jRi} \dot{\mathbf{h}}_{Ri}; \quad j = 1, 2, \dots, T; \quad i = 1, 2, \dots, F; \quad T = d_i P_i; \quad (14)$$

$$\eta_{ki} = \dot{\tilde{\zeta}}_{ki} \dot{\tilde{s}}_{iD\tau}, \dot{\tilde{\zeta}}_{ki} = \{\zeta_{1+d_i(k-1)}^*, \zeta_{2+d_i(k-1)}^*, \dots, \zeta_{d_i k}^*\}, k = 1, 2, \dots, P_i; \quad (15)$$

$$l_{Dv\alpha\beta}(\dot{\tilde{\xi}}) = \sum_{i=1}^F |\dot{\tilde{\eta}}_i \dot{\tilde{h}}_{vi}|^2. \quad (16)$$

Здесь $\dot{\tilde{\eta}}_i = [\eta_{1i}^*, \eta_{2i}^*, \dots, \eta_{P_i i}^*]$ сопряженный по Эрмиту вектор временной выборки процесса после пространственной обработки в i -м частотном канале.

Выражения (14), (15) и (16) определяют структуру алгоритма оптимальной обработки радиолокационной информации при приеме многочастотного сигнала в условиях полной информации о характеристиках помех, то есть корреляционные матрицы $\dot{\mathbf{K}}_{vi}$ и $\dot{\mathbf{K}}_{Ri}$ полностью известны применительно к ситуации дружных и медленных флуктуаций сигналов в пачке.

При быстрых флуктуациях, когда комплексные амплитуды каждого из импульсов пачки являются случайными и независимыми алгоритму оптимальной обработки (8) так же соответствуют преобразования (14) и (15), однако выражение (16) преобразуется к виду

$$l_{Dv\alpha\beta}(\dot{\tilde{\xi}}) = \sum_{i=1}^F \sum_{l=0}^{P_i-1} |\dot{\eta}_{il}^* \dot{h}_{vil}|^2.$$

В отсутствие априорной информации о характеристиках помех в соответствии с адаптивным байесовским подходом [3] неизвестные корреляционные матрицы $\dot{\mathbf{K}}_{Ri}$ в (11) и $\dot{\mathbf{K}}_{vi}$ в (13) могут быть заменены их максимально правдоподобными оценками, получаемыми по классифицированной выборке наблюдений $\dot{\tilde{\xi}}_{0iRq}, q = 1, 2, \dots, Q$.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{K}}_{Ri} &= \frac{1}{Q-1} \sum_{q=1}^Q \dot{\tilde{\xi}}_{0iRq} \dot{\tilde{\xi}}_{0iRq}^{\sim}; \\ \eta_{0iq}^* &= \dot{\tilde{\xi}}_{0iRq}^{\sim} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1} \dot{\tilde{g}}_{s i \alpha \beta}, q = 1, 2, \dots, Q; \\ \hat{\mathbf{K}}_{vi} &= \frac{1}{Q-1} \sum_{q=1}^Q \dot{\tilde{\eta}}_{0iq} \dot{\tilde{\eta}}_{0iq}^{\sim}, \end{aligned}$$

где $\dot{\tilde{\eta}}_{0iq}^T = \{\eta_{0i1}, \eta_{0i2}, \dots, \eta_{0iq}\}$, Q – объем классифицированной выборки.

При построении адаптивных алгоритмов также могут быть использованы многочисленные известные в литературе [7] адаптивные методы формирования оценок весовых векторов $\dot{\hat{\mathbf{h}}}_{Ri}$ и $\dot{\hat{\mathbf{h}}}_{Ti}$ в пространственной и временной области

$$\dot{\hat{\mathbf{h}}}_{Ri} = \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1} \dot{\hat{\mathbf{g}}}_{si\alpha\beta}, \dot{\hat{\mathbf{h}}}_{Ti} = \hat{\mathbf{K}}_{Ti}^{-1} \dot{\hat{\mathbf{s}}}_{iDv},$$

реализуемые на основе корреляционной обратной связи [8] с использованием градиентных алгоритмов. В условиях ограничений на интервал стационарности радиолокационных наблюдений целесообразно использовать прямые методы оценок неизвестных параметров, обладающие более высокой скоростью сходимости [3,19]. В частности, можно воспользоваться известной прямой рекуррентной процедурой формирования оценки обратной корреляционной матрицы вида [8]:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(l+1) &= \frac{1}{1-\mu} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(l) - \frac{\mu}{1-\mu} \frac{\hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(l) \dot{\hat{\xi}}_{oiRl} \dot{\hat{\xi}}_{oiRl}^{\sim} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(l)}{(1-\mu) + \mu \dot{\hat{\xi}}_{oiRl}^{\sim} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(l) \dot{\hat{\xi}}_{oiRl}}, \\ \hat{\mathbf{K}}_{vi}^{-1}(m+1) &= \frac{1}{1-\mu} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(m) - \frac{\mu}{1-\mu} \frac{\hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(m) \dot{\hat{\eta}}_{oim} \dot{\hat{\eta}}_{oim}^{\sim} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(l)}{(1-\mu) + \mu \dot{\hat{\eta}}_{oim}^{\sim} \hat{\mathbf{K}}_{Ri}^{-1}(m) \dot{\hat{\eta}}_{oim}}. \end{aligned}$$

Анализируя полученные алгоритмы, следует отметить существенное отличие структуры многочастотной обработки от случая обработки сигналов на одной несущей частоте. Оно заключается в том, что в рассматриваемом случае понятие спектра доплеровских частот многочастотного сигнала не является информативным в плане скоростной классификации целей ввиду того обстоятельства, что на каждой из частот многочастотного сигнала для одного и того же объекта локации он будет индивидуален. Особенностью полученного алгоритма является возможность формирования, условно говоря, «скоростного» спектра наблюдения, получаемого по результатам накопления в стробе дальности информации по объекту локации на множестве частотных каналов с использованием опорных сигналов $\dot{\hat{\mathbf{s}}}_{iDv}, i = 1, 2, \dots, F$, соответствующих заданному скоростному набору обнаруживаемых объектов. Учитывая представление опорных сигналов в виде (9), первичная обработка

радиолокационных многочастотных наблюдений на выходах цифровой антенной решетки может быть представлена в виде системы параллельной обработки информации, многоканальной по частоте излучения, пространству, времени и радиальной скорости.

Следует так же отметить, что в условиях нестационарных наблюдений использование многочастотного сигнала может позволить сократить время наблюдения, сохраняя прежние качественные результаты системы обработки за счет параллельного накопления энергии полезного сигнала на множестве частот.

При локации объектов со сложным характером движения, если время наблюдения соизмеримо с динамикой объекта, параметры t_D и F_{di} становятся функциями времени $t_D(t)$ и $F_{di}(t)$. Так, например, при маневрировании воздушного объекта, даже если мгновенная скорость движения не существенно меняется во времени его радиальная скорость может резко измениться, что приводит к нелинейной зависимости мгновенных значений радиальной скорости, а следовательно и частоты Доплера от времени. Нелинейный характер изменения $F_{di}(t)$ приводит к появлению производных более высоких порядков доплеровской частоты, которые можно определить путем разложения $F_{di}(t)$ в ряд Тейлора относительно момента времени t_0 :

$$F_{di}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{F_{di}^{(n)}(t_0)}{n!} (t - t_0)^n. \quad (17)$$

Если скорость изменения $F_{di}(t)$ соизмерима с интервалом наблюдения T спектр доплеровских частот в каждом частотном канале будет расширяться, что приводит к принятию решения об обнаружении не в одном, а в нескольких соседних скоростных каналах рассмотренной многоканальной многочастотной системы обработки информации. При этом максимум сигнала обнаружения, получаемый на соседних обзорах будет перемещаться в соседние каналы обнаружения по скоростной шкале. Аналогичные условия возникают при локации объектов с рассеянием по дальности и скорости в условиях быстрых флуктуаций импульсов в пачке. Фиксируя расширение «скоростного» спектра

по обнаруживаемому объекту и смещение максимума сигнала обнаружения в качестве признака маневра объекта появляется возможность идентификации маневрирующего объекта уже на этапе первичной обработки информации без дополнительных измерений радиального ускорения [20], характерных для специализированных устройств сопровождения маневрирующих объектов. При интенсивном маневрировании объекта наблюдения модель отражения может полностью измениться с переходом к ситуации быстрых флуктуаций сигналов в пачке импульсов. Как показано в [17], этот факт так же может быть использован при обнаружении маневра подвижного объекта.

Заключение

В данной работе сформулирована математическая модель радиолокационного наблюдения и приведены результаты статистического синтеза алгоритма обработки многочастотных сигналов, отраженных от движущихся целей и принимаемых на фоне активных и пассивных помех применительно к активной многолучевой радиолокационной системе с пассивным ответом на базе ЦАР. Показано, что структура алгоритма обработки включает ряд последовательных этапов, обеспечивающих на каждой из частот пространственную, временную и скоростную селекцию принимаемых сигналов с накоплением результатов обработки по всему излучаемому спектру. Полученный алгоритм многоканальной обработки может быть эффективно реализован на многопроцессорных вычислительных системах с параллельной архитектурой. При априорной неопределенности о корреляционных характеристиках помех использование адаптивных алгоритмов позволяет в рамках полученных структурных решений обеспечить выполнение задач радиолокационного наблюдения в сложной помеховой ситуации. Результаты обработки в виде набора достаточных статистик позволяют не только принимать решения об обнаружении и измерении информативных параметров объектов локации, но и в определенных условиях осуществлять классификацию

по их динамическим характеристикам, выявляя на ранних стадиях обработки начало маневрирования объектов.

Литература

1. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 3 т. Том 3. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех / Г. Ван Трис; пер. с англ. под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Советское радио, 1977. – 664 с.
2. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
3. 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.
4. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. – Киев: КВиЦ, 2000. – 428 с.
5. Шишов Ю.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов / Ю.А. Шишов, В.А. Ворошилов. – М.: Радио и связь, 1987. – 144 с.
6. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз; пер. с англ. под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
7. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В.И. Джиган. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
8. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. В.А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
9. Васильев А.В. Сверхширокополосные РЛС на основе многочастотных антенных решеток // Материалы VI общероссийской научно-технической конференции «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем», Омск, 19-20 апр., 2016 г. / Омский государственный технический университет –2016. – С. 75-85.

10. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация / Г.М. Вишин. – М.: Военное изд-во Министерства обороны СССР, 1973. – 89 с.
11. Лабец В.В. Модели сигналов, одновременно излучаемых и принимаемых многочастотными РЛС с ФАР / В.В. Лабец, А.А. Шаталов, В.А. Шаталова // Вестник воздушно-космической обороны. – 2019. – Выпуск № 2 (22). – С.44-51.
12. Попов Д.И. Анализ оптимальных обнаружителей многочастотных сигналов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2004. – Том 47, № 10. – С. 75-80. – <https://doi.org/10.20535/s0021347004100115>
13. Проблемы антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с. – ISBN 5-256-00335-6
14. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing / M.A. Richards. – New York: McGraw-Hill, 2014. – 618 p. – ISBN 0-07-144474-2
15. Обработка сигналов в радиотехнических системах. / Далматов А.Д., Елисеев А.А. [и др.]; под ред А.П. Лукошкина. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – 400 с.
16. Riley K.F. Mathematical methods for physics and engineering / K.F. Riley, M.P. Hobson, S.J. Bence. – New York: Cambridge University Press Collection, 2006. – 1036 p. – <https://doi.org/10.1017/CBO9780511810763>
17. Патент № 2619056 Российская Федерация, МПК G01S 13/04 (2006.01), G01S 13/58 (2006.01). Способ обнаружения движущейся цели с различением скоростных и маневренных характеристик №2015143941: заявлено 13.10.2015; опубл. 11.05.2017, бюл.№14 / А.А. Шаталов, А.Б. Ястребков, Д.Н. Самотонин [и др.]; патентообладатель: ФГБУ «ЦНИИ ВВС Минобороны России». – 19 с.
18. Литвин А.И. Обобщенные кронекеровские произведения матриц / А.И. Литвин, Л.А. Писаренко // Вестник Томского государственного университета. – 2003. – № 280 (декабрь): Серия «Математика. Кибернетика. Информатика». – С. 60-64.

19. Радиолокация сложных целей (разрешение и распознавание) / В.С. Давыдов, А.П. Лукошкин, А.А. Шаталов, А.Б. Ястребков. – СПб.: Янис, 1993. –280 с.
20. Кузьменков В.Ю. Способы и устройства совместного измерения радиальной дальности и радиального ускорения / В.Ю. Кузьменков, В.М. Логинов // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т.42, №12. – С. 1465-1475.

Для цитирования:

Ястребков А.Б., Козев С.Г. Особенности структурного синтеза алгоритмов обработки радиолокационной информации при многочастотном наблюдении // Журнал радиоэлектроники. – 2029. – № 9. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.9.1>