

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ

М. С. Виноградов, Б. Г. Свердлов

Рассматривается алгоритм вычисления весового вектора адаптивной пространственной обработки сигналов для радиолокационной станции малой дальности, анализируется влияние длины и темпа обновления обучающей выборки на эффективность предложенного алгоритма при азимутальном сканировании антенной системы. Получены зависимости эффективности алгоритма от параметров обучающей выборки, позволяющие оптимизировать его работу. Приведены результаты математического моделирования.

Ключевые слова: адаптивная компенсация активных помех, обучающая выборка, корреляционная матрица помех, время адаптации.

Одним из распространенных назначений наземных радиолокационных станций (РЛС) малой дальности является обнаружение малозаметных низколетящих целей. Особенностью работы таких РЛС в активном режиме является постоянное присутствие в принимаемом эхосигнале пассивных помех (отражений от подстилающей поверхности, местных предметов и т. д.), что требует применения когерентно-импульсных методов радиолокации. Кроме того, такие РЛС обычно работают в зоне ответственности других радиотехнических систем, например, в районах близ аэропортов или связных станций [1], либо в условиях, когда возможно применение средств противодействия, например, при постановке преднамеренных активных широкополосных шумовых помех (АШП). Поэтому все большее значение придается защите РЛС от воздействия комбинированных помех (аддитивной смеси маскирующих активных и пассивных помех (ПП)) и способам реализации пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) в этих условиях [2].

Следует отметить, что эффективность реализации ПВОС в РЛС малой дальности существенно ограничена требованиями к режиму обзора и темпу обновления радиолокационной информации (РИ).

Часто на практике, когда используемые в РЛС зондирующие сигналы позволяют без существенных потерь разделять ПВОС на пространственную обработку сигналов (ПОС) и временную обработку сигналов (ВОС), используют построение ПВОС в виде последовательного выполнения ПОС и ВОС [3]. Выбранная таким образом очередность обработки продиктована необходимостью реализации адаптивной ПВОС в типичных для практики условиях априорной помеховой неопределенности, то есть адаптивная пространственная компенсация АШП будет предшествовать адаптивной междупериодной компенсации ПП.

Такой подход к реализации адаптивной ПВОС позволяет получить классифицированную обучающую выборку непрерывных АШП нужного объема для оценивания весового вектора адаптивной ПОС. При этом оцененный весовой вектор ПОС фиксируется («замораживается») при компенсации АШП на время осуществления адаптивной ВОС для исключения нежелательной междупериодной декорреляции ПП и сохранения когерентности обрабатываемого пачечного сигнала.

Очевидно, что процесс адаптации ПОС потребует определенного времени на адаптацию для формирования обучающего пакета и расчета весовых векторов. Особенно остро временной лимит на адаптацию проявляется в обзорных РЛС с механическим вращением антенной системы в азимутальной плоскости, поскольку период обновления весового вектора, кроме времени на адаптацию, будет включать временной интервал его фиксации, соответствующий времени адаптивной когерентной ВОС. В этой ситуации общее время фиксации весового вектора ПОС может превысить обусловленный вращением антенной системы временной интервал стационарности АШП, воздействующей на РЛС, при котором адаптивная ПОС работает эффективно.

Действительно, адаптивная ПОС в момент фиксации значений весового вектора позволяет обеспечить минимальную чувствительность приемной антенной системы РЛС в направлении источников АШП [4]. За время фиксации весового вектора при движении (азимутальном вращении) антенной системы изменяются угловые координаты источников АШП относительно направления излучения РЛС, то есть помеховая ситуация динамично меняется, а фиксируемый весовой вектор уже не соответствует этим изменениям. По этой причине эффективность ПОС снижается в зависимости от скорости вращения антенной системы и времени вычисления весового вектора.

Для РЛС малой дальности временной интервал фиксации весового вектора адаптивной ПОС t_{fix} можно представить в следующем виде:

$$t_{fix} = t_{STP} + t_{adapt}, \quad (1)$$

где t_{STP} – время реализации когерентной ВОС; $t_{adapt} = t_{LP} + t_{\dot{y}}$ – это время адаптации ПОС, включающее: t_{LP} – время формирования классифицированного обучающего пакета выборок АШП необходимого объема; $t_{\dot{y}}$ – время вычисления (оценки) весового вектора адаптивной ПОС.

Поскольку в активном режиме работы РЛС малой дальности практически отсутствуют участки дальностной развертки принимаемого сигнала, позволяющие получить классифицированные выборки АШП для формирования обучающего пакета, требуется введение специального пассивного режима работы РЛС на временной интервал t_{LP} . В связи с этим временной интервал t_{LP} необходимо учитывать и включать в общее время фиксации весового вектора t_{fix} (1).

Заметим, что время фиксации весового вектора адаптивной ПОС совпадает с максимально возможным временем облучения цели:

$$t_{obl} = \frac{\Delta\theta_{0,5}}{\mathfrak{D}_{вр}}, \quad (2)$$

где $\Delta\theta_{0,5}$ – ширина главного луча диаграммы направленности (ДН) антенной системы РЛС; $\mathfrak{D}_{вр}$ – скорость вращения антенной системы.

По этой причине уменьшение времени адаптации t_{adapt} позволяет снизить энергетические потери, возникающие за счет сокращения максимально возможного размера когерентно обрабатываемой пачки сигналов t_{STP} (1).

Соответственно, время адаптации будет определяться как алгоритмом вычисления весовых коэф-

фициентов, так и длиной обучающей выборки, а также количеством производимых математических операций. В качестве алгоритма вычисления весового вектора адаптивной (АВВ) ПОС рассмотрим алгоритм решетчатой фильтрации [2, 5].

За основу алгоритма вычисления АВВ взято выражение из источника [6] для весового вектора при обнаружении когерентного сигнала на фоне гауссовых помех с нулевым средним:

$$\mathbf{W} = \Psi \mathbf{X}(\alpha), \quad (3)$$

где $\mathbf{W} = \{\omega_m\}_{m=1, M}$ – весовой вектор системы автокомпенсатора помех (АКП); $\Psi = \Phi^{-1}$ – матрица, обратная корреляционной матрице (КМ) помехи $\Phi = \mathbf{U} \times \mathbf{U}^*$, здесь $\mathbf{U} = \{u_m\}_{m=1, M}$ – вектор-столбец помеховых составляющих принимаемых сигналов пространственными каналами системы АКП (всего каналов M); $\mathbf{X} = \{x_m(\alpha)\}_{m=1, M}$ – вектор-столбец принимаемого (ожидаемого) эхо-сигнала с углового направления α в пространственных каналах системы АКП, черта сверху и звездочка являются символами статистического усреднения и эрмитового сопряжения соответственно.

В источнике [7] описано треугольное нижне-верхнее разложение Холецкого для КМ Ψ , используемое при работе алгоритма решетчатой фильтрации, которое можно представить в виде:

$$\Psi = \mathbf{N} \times \mathbf{N}^*, \quad (4)$$

где \mathbf{N} – нижняя треугольная матрица; \mathbf{N}^* – верхняя треугольная матрица.

Будем считать, что ДН компенсационных каналов имеют ярко выраженный провал направления главного луча ДН основного канала. Тогда $\mathbf{X}(\alpha) = \mathbf{e}_1 = |1000|$ (e_i – i -й столбец единичной матрицы) и выражение (3) с учетом разложения (4) принимает вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \Psi \cdot \mathbf{X}(\alpha) = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{e}_1 = \\ &= \underbrace{\begin{pmatrix} n_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ n_{2,1} & n_{2,2} & 0 & 0 \\ n_{3,1} & n_{3,2} & n_{3,3} & 0 \\ n_{4,1} & n_{4,2} & n_{4,3} & n_{4,4} \end{pmatrix}}_{\mathbf{N}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} n_{1,1} & n_{2,1}^* & n_{3,1}^* & n_{4,1}^* \\ 0 & n_{2,2} & n_{3,2}^* & n_{4,2}^* \\ 0 & 0 & n_{3,3}^* & n_{4,3}^* \\ 0 & 0 & 0 & n_{4,4}^* \end{pmatrix}}_{\mathbf{N}^*} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{e}_1} = n_{1,1}^2 \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} 1 \\ n_{2,1}/n_{1,1} \\ n_{3,1}/n_{1,1} \\ n_{4,1}/n_{1,1} \end{pmatrix}}_{\mathbf{W}} \end{aligned} \quad (5)$$

Следовательно, весовой вектор системы АКП с точностью до масштабного множителя $n_{1,1}^2$ равен нормированному первому столбцу нижней треугольной матрицы \mathbf{N} .

Можно рассматривать в качестве обеляющего фильтра фильтр, преобразующий последовательность векторов $\mathbf{Y} = \mathbf{U} + \gamma\mathbf{X}(\alpha)$, где γ – коэффициент, показывающий влияние ДН на уровень принимаемого сигнала пространственными каналами системы АКП, примем $\gamma = 0,1$ для рассматриваемой ПОС с матричной импульсной характеристикой (МИХ) в виде верхней треугольной матрицы \mathbf{N}^* .

Действительно, в отсутствии сигнала от цели ($\gamma = 0$) выходной вектор такого фильтра $\mathbf{q} = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{U}$, а КМ вектора \mathbf{q} имеет вид:

$$\Phi_{\mathbf{q}} = \mathbf{q} \cdot \mathbf{q}^* = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{U} \times \mathbf{U}^* \cdot \mathbf{N} = \mathbf{N}^* \cdot \Phi_{\mathbf{U}} \cdot \mathbf{N}. \quad (6)$$

Учитывая, что $\Phi_{\mathbf{U}} = \Psi_{\mathbf{U}}^{-1} = \mathbf{N}^{*-1} \cdot \mathbf{N}^{-1}$, имеем $\Phi_{\mathbf{q}} = I$.

В ситуации, когда матрица, обратная КМ помехи Ψ , неизвестна (априорная неопределенность), используют ее максимально правдоподобные оценки, полученные по пакету классифицированных выборок помехи в приемных каналах системы АКП. В нашем случае необходимо оценить параметры МИХ обеляющего фильтра \mathbf{N}^* .

Рассмотрим обеляющий фильтр с МИХ \mathbf{N}^* , построенный по факторизационному представлению МИХ в виде слабозаполненных матриц, полученных по методу исключения Гаусса при решении систем линейных уравнений [5]:

$$\mathbf{N}^* = \mathbf{S}_4 \cdot \mathbf{N}_4^* \cdot \mathbf{S}_3 \cdot \mathbf{N}_3^* \cdot \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{N}_2^* \cdot \mathbf{S}_1, \quad (7)$$

где

$$\mathbf{S}_1 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{s}_1 \end{vmatrix}$$

$$\mathbf{N}_2^* = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & \mathbf{a}_{2,1} \\ 0 & 1 & 0 & \mathbf{a}_{2,2} \\ 0 & 0 & 1 & \mathbf{a}_{2,3} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad \mathbf{S}_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{s}_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\mathbf{N}_3^* = \begin{vmatrix} 1 & 0 & \mathbf{a}_{3,1} & 0 \\ 0 & 1 & \mathbf{a}_{3,2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad \mathbf{S}_3 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{s}_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\mathbf{N}_4^* = \begin{vmatrix} 1 & \mathbf{a}_{4,1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad \mathbf{S}_4 = \begin{vmatrix} \mathbf{s}_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Соответственно для получения \mathbf{S} и \mathbf{N}^* необходимо оценить параметры \mathbf{s}_m и $\mathbf{a}_{m,j}$. Для этого через обеляющий фильтр необходимо пропустить обучающую выборку, обозначим ее как $\mathbf{U} = \{\dot{u}_{m,k}\}_{m=1, M; k=1, L}$,

где $\dot{u}_{m,k}$ представлено в комплексном виде значение квадратур k -го отсчета помеховой составляющей сигнала, принимаемого m -м приемным каналом системы АКП; L – количество временных отсчетов в обучающем пакете (длина обучающей выборки).

Оценку параметра \mathbf{s}_1 можно провести по следующему алгоритму:

$$\mathbf{s}_1 = \left(\sum_{k=1}^L |\dot{u}_{M,k}|^2 \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (8)$$

После вычисления \mathbf{s}_1 выборку с M -го канала поэлементно умножаем на \mathbf{s}_1 , получая при этом выходную последовательность первой ступени \bar{q}_1 для M -канала. После вычисления выходной вектор значений для первой ступени фильтра $\bar{q}_1(M) = \mathbf{s}_1 \{\dot{u}_{M,k}\}_{k=1, L}$. На следующем этапе необходимо вычислить оценки $\mathbf{a}_{2,1}, \mathbf{a}_{2,2}, \mathbf{a}_{2,3}$:

$$\mathbf{a}_{m,j} = -\sum_{k=1}^L \mathbf{q}_{m-1,k}(j) \cdot \mathbf{q}_{m-1,k}^*(v+1), \quad (9)$$

где $v = M - m + 1$, а звездочка (*) является символом эрмитового сопряжения.

Таким образом, вычислив необходимые коэффициенты по формуле (9) и применив полученные значения для вычисления \mathbf{N}_2^* , получим выходную последовательность второй ступени \bar{q}_2 . В общем виде выходная последовательность m -ступени для j -канала может быть вычислена как:

$$\bar{q}_m(j) = \bar{q}_{m-1}(j) + \mathbf{a}_{m,j} \cdot \bar{q}_{m-1}(v+1), \quad (10)$$

а выходная последовательность второй ступени \bar{q}_2 для канала v :

$$\bar{q}_m(v) = \mathbf{s}_m q'_m(v). \quad (11)$$

Для этого вычислим $q'_m(v)$ и \mathbf{s}_m :

$$q'_m(v) = \bar{q}_{m-1}(v) + \mathbf{a}_{m,v} \cdot \bar{q}_{m-1}(v+1); \quad (12)$$

$$\mathbf{s}_m = \left[\sum_{k=1}^L |q'_{m,k}(v)|^2 \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (13)$$

Дальнейшие вычислительные процедуры повторяют алгоритм, описанный формулами (12) и (13), пока m не станет равна M .

Общую схему алгоритма для случая четырехканальной системы можно представить так, как показано на рис. 1. Отметим, что структурная схема обеляющего фильтра с МИХ \mathbf{N}^* , представленная на рис. 1, эквивалентна схеме ортогонализации АПП по методу Грама – Шмидта [4, 8].

После реализации алгоритма настройки обеляющего фильтра, то есть оценки параметров \mathbf{s}_m и $\mathbf{a}_{m,j}$, вычисляются элементы весового вектора АКП (7). Далее можно вычислить весовой вектор \mathbf{W} , пропуская массив, состоящий из столбцов единичной матрицы размером $M \times M$, через обеляющий фильтр \mathbf{N}^* . Одним из методов получения значений АБВ является метод выделения первой строки матрицы \mathbf{N}^* , затем ее эрмитового сопряжения

и нормировки всех элементов вектора на его первый элемент ($\mathbf{n}_{1,1} = \mathbf{s}_4$):

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\mathbf{s}_4} \cdot (\mathbf{e}_1^* \leq \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{I})^* \quad (14)$$

Корректность вычисления весовых коэффициентов определяется, во многом, длиной обучающей выборки.

Для корректного вычисления значений верхней треугольной матрицы \mathbf{N}^* , а, соответственно, и весового вектора \mathbf{W} , массив входных значений обучающей выборки должен быть положительно определен, а, следовательно, длина обучающей выборки должна иметь размер не менее размерности МИХ фильтра. Отсюда можно сделать вывод, что длина обучающей выборки не может быть меньше, чем количество компенсационных каналов системы ПОС (без дополнительной регуляризации).

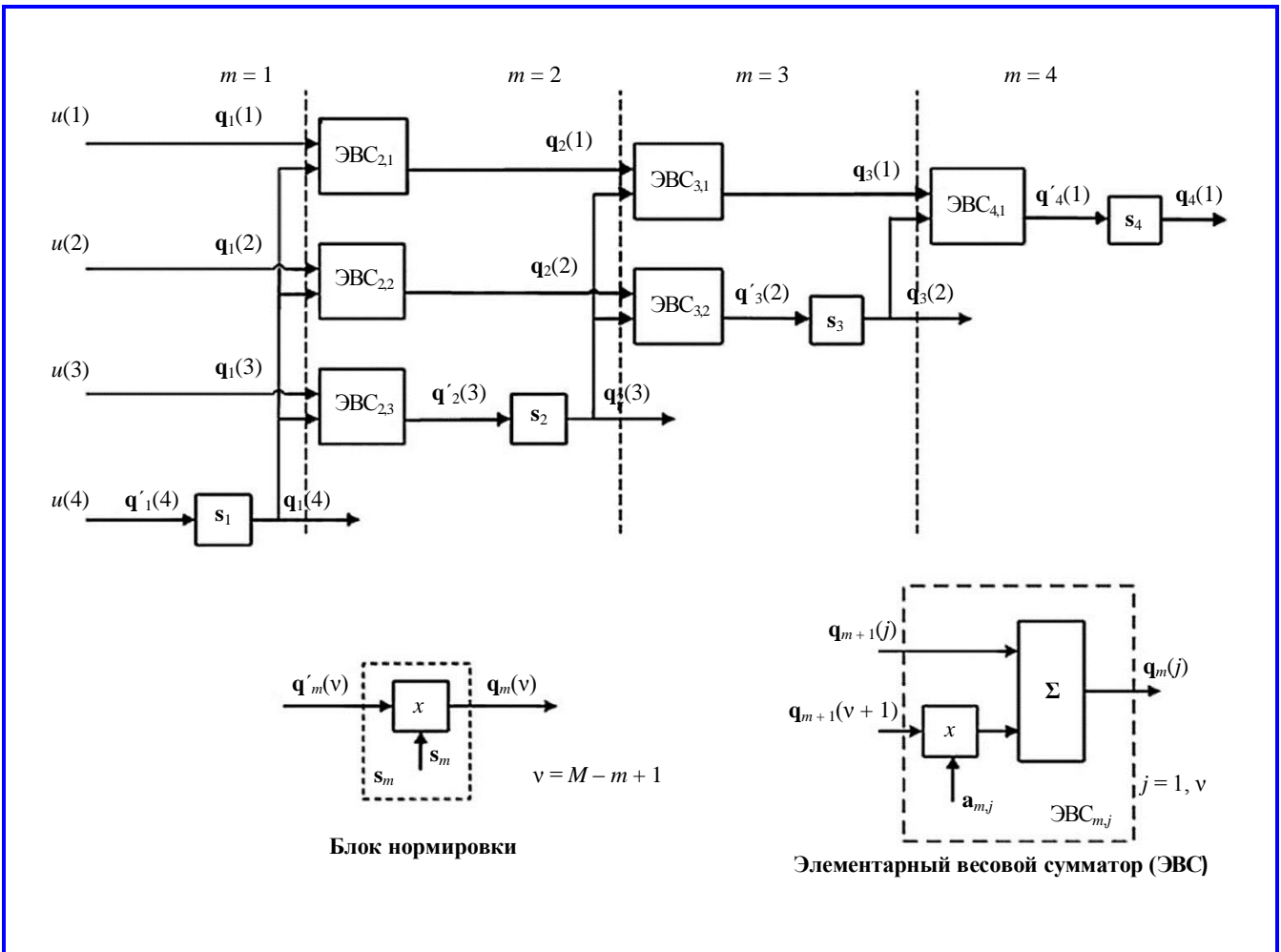


Рис. 1. Структурная схема обеляющего фильтра с матричной импульсной характеристикой \mathbf{N}^*

Как известно из [9], число вспомогательных антенн должно быть равно (не менее) максимальному числу источников помех, подлежащих подавлению. По известному из [7] условию корректности использования разложения Холецкого исходная матрица должна быть положительно определена, а значит минимальный размер КМ $M \times M$. Однако из этого условия можно определить лишь минимальную длину обучающей выборки, тогда как максимальная длина выборки может быть любой, не превышающей длительность выборки сигнала. С точки зрения эффективности работы фильтра оптимальным будет именно обучающая выборка, равная полной выборке сигнала. При этом чем больше отсчетов берется для обучения, тем больше математических операций необходимо произвести, а, следовательно, и большее количество времени требуется на определение весовых коэффициентов.

Для вычисления АВВ рассмотренным алгоритмом можно определить требуемое количество операций следующим образом:

Всего операций умножения требуется $2M(M+1)L + M$, а операций сложения – $2M^2L + M(L-1)$.

На требуемое количество операций для обучения влияет как длина обучающей выборки, так и количество каналов приема. Для проведения оценочных расчетов примем число каналов $M = 3$, а максимальную длину обучающей выборки ограничим 256-ю отсчетами.

Также стоит учесть, что необходимо выполнять операцию вычисления обратного корня, такая математическая операция по вычислительной сложности аналогична 4-м операциям умножения, а для формирования весовых коэффициентов выполнить еще 28 операций умножения и 20 операций сложения.

Если операции умножения и сложения выполняются за один такт работы микропроцессора, то операция вычисления обратного квадратного корня займет 20 тактов. Проведем расчет общего числа требуемых тактов и общее время реализации алгоритма при тактовой частоте работы микропроцессора 250 МГц и времени выполнения одного такта 4 нс.

Результаты вычисления количества операций для различной длины обучающей выборки, а также зависимость числа тактов и времени работы электронной вычислительной машины от длины обучающей выборки сведены в табл. 1. Как видно из табл. 1 длительность интервала времени, требуемого на работу АКП, линейно зависит от длины обучающей выборки.

Необходимо также сравнить зависимость эффективности работы фильтра от длины обучающей выборки и времени, затраченного на настройку. Для этого построена математическая модель как входного воздействия, так и системы автокомпенсации помех на основе решетчатого фильтра.

В качестве входного воздействия моделируется смесь активной шумовой помехи, полезного сигнала и собственного шума. В качестве характеристик полезного сигнала радиолокационной системы выберем постоянное число импульсов в пачке $N = 5$, число элементов разрешения РЛС по дальности $L = 117$, а также зададим число пространственных каналов антенной решетки (АР) $M = 4$ и количество элементов фазированной антенной решетки $NF = 16$.

Сигналы $x_i(t)$ представляют собой процессы изменения напряженности на выходах i -х антенных элементов, являясь совокупностью полезного сигнала $U_{s_i}(t)$, напряжения помехи $U_{n_i}(t)$ и значений внутренних шумов антенны $n_i(t)$. Таким образом, входной сигнал $\dot{x}_i(t)$ с одного элемента антенной решетки можно выразить как:

$$\dot{x}_i(t) = U_{s_i}(t) + U_{n_i}(t) + n_i(t). \quad (15)$$

В предположении, что сигнал РЛС, рассматриваемый в данной работе, является узкополосным, что позволяет считать идентичными приемные каналы антенной решетки, представим смесь входных воздействий в виде произведения скалярного сигнала и вектора амплитудно-фазового распределения:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s^T(t) &= u_s(t) \left[1, e^{j\varphi_c}, e^{j2\varphi_c}, \dots, e^{j(N_a-1)\varphi_c} \right]; \\ \mathbf{U}_n^T(t) &= u_n(t) \left[1, e^{j\varphi_n}, e^{j2\varphi_n}, \dots, e^{j(N_a-1)\varphi_n} \right], \end{aligned} \quad (16)$$

Таблица 1

Зависимости количества операций, а также числа тактов и времени работы электронной вычислительной машины от длины обучающей выборки

Длина выборки	Число требуемых операций умножения	Число требуемых операций сложения	Количество тактов	Время, мкс
4	81	114	323	1,292
8	165	210	503	2,012
16	333	402	863	3,452
32	669	786	1583	6,332
256	5373	6162	11663	46,652

где $\varphi_c = \frac{2\pi d}{\lambda_c} \sin \theta_c$, $\varphi_n = \frac{2\pi d}{\lambda_n} \sin \theta_n$ – фазы сигнала

и помехи, которые определяются временем распределения фронта электромагнитной волны от одного антенного элемента к соседнему; θ_c , θ_n – угол на направление прихода сигнала и помехи; λ_c , λ_n – длины волн сигнала и помехи; d – расстояние между элементами антенной решетки. Собственный шум $n_i(t)$ для каждого из каналов задан как вектор комплексных значений, распределенных по нормальному закону, имеющих математическим ожиданием $\mu = 0$ и единичную корреляционную матрицу \mathbf{I} :

$$n_i(t) = CN(\mu, \mathbf{I}). \tag{17}$$

В качестве источника активной помехи задаем источник белого шума с узкой ДН, находящийся стационарно на нормированной угловой координате, равной 0,6275. Также заданы отношение сигнал/шум (ОСШ), равное 3 дБ, и отношение помеха/шум (ОПШ), равное 40 дБ. Межканальная корреляция сигналов $R_0 = 0,9995$. Для учета пространственной составляющей воздействия активной помехи сформируем амплитудно-фазовое распределение для антенной решетки, а также отобразим соответствующую ему ДН (рис. 2).

Также вызывает интерес влияние количества источников АШП на работу системы АКП в целом и на необходимую длину обучающей выборки и быстродействие системы соответственно. Так как исходя из условия, что число вспомогательных антенн M должно быть равно (не менее) максимальному числу источников помех N , подлежащих подавлению, обоснованному ранее, для рассматриваемой модели установим количество источников помех в промежутке $1 \leq N \leq 3$.

Целью проведенного математического моделирования является анализ влияния длины обучающей выборки на все вышеперечисленные параметры. Таким образом, в модели был проведен ряд экспериментов с идентичными входными данными, но с различной длиной обучающей выборки (от 4 до 117 с шагом 1). В результате моделирования было получено семейство графиков зависимостей выходного отношения сигнал/помеха/шум (ОСПШ) от длины обучающей выборки для различного числа источников АШП N . В качестве допустимого значения подавления был выбран уровень минус 3 дБ от оптимального значения подавления. В качестве оптимальных значений примем результаты работы алгоритма, полученные при адаптации по максимально возможной длине выборки, и сведенные в табл. 2.

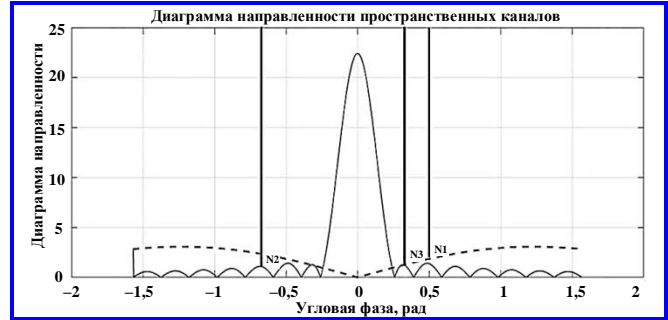


Рис. 2. Диаграмма направленности основного суммарного канала до адаптации (сплошная линия), диаграмма направленности компенсационных каналов (пунктирная линия) и направление воздействия источников активных шумовых помех (сплошная жирная линия)

Таблица 2

Значение подавления для различного количества источников шумовых помех при максимальной длине обучающей выборки

Количество источников шумовых помех, N , шт.	Значение подавления, K_n , дБ
1	-21,28
2	-23,4
3	-27,6

На рис. 3 представлены результаты моделирования, а именно полученный коэффициент подавления K_n при различном количестве источников АШП, а также различном количестве отсчетов L в обучающей выборке.

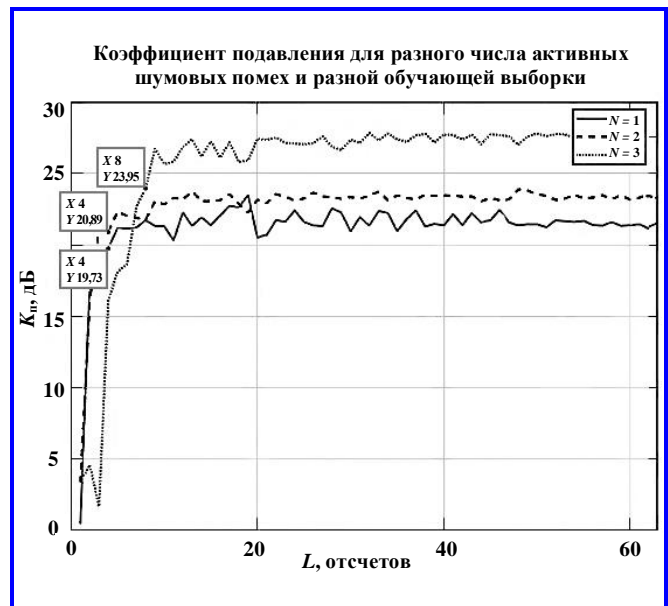


Рис. 3. Зависимость выходного отношения сигнал/помеха/шум от длины обучающей выборки для случая воздействия N источников шумовых помех

Как видно из результатов моделирования, основной эффект при увеличении выборки виден в промежутке от 4-х до 16-ти отсчетов, далее размерность выборки практически не влияет на эффективность работы системы АКП, а, следовательно, неэффективно расходует вычислительные мощности электронно-вычислительной машины, так как с кратным увеличением затрачиваемого времени не наблюдается улучшения ОСПШ. Также из представленного на рис. 3 семейства графиков видно, что достаточным является выборка длиной в 4 отсчета для случая, когда на РЛС воздействует $N = 1$ и $N = 2$ источников АШП, и 8 отсчетов при количестве независимых источников помех $N = 3$. Оптимальный уровень подавления достигается при значении длины обучающей выборки $L = 8$ для $N = 1$ и $N = 2$ и при длине обучающей выборки в 10 отсчетов для $N = 3$. Данные результаты показывают, что при соблюдении условия превышения числа вспомогательных приемных каналов над числом источников помех, быстроедействие автокомпенсатора практически не зависит от числа помех, воздействующих на систему АКП.

Выводы

1. В работе предложен алгоритм вычисления весовых коэффициентов в системе автокомпенсации активных помех для радиолокационных систем малого радиуса действия. Показано, что при формировании ДН компенсационных пространственных каналов с низкой чувствительностью в направлении источника полезного сигнала, оптимальный весовой вектор системы АКП с точностью до масштабного множителя равен первому столбцу нижней треугольной матрицы разложения Холецкого обратной корреляционной матрицы помехи.

2. Показано, что максимально правдоподобная оценка весового вектора АКП может быть получена через оценку параметров МИХ обесцараживающего фильтра, реализуемого по методу ортогонализации Грама – Шмидта, и получены оценки времени адаптации рассматриваемой системы АКП в зависимости от длины обучающего пакета, используемого для оценки его весового вектора (результаты приведены в табл. 1).

3. При помощи математического моделирования показано, что для исследуемого алгоритма допустимый интервал значений длины обучающей выборки от $2M$ до $8M$ (M – число каналов антенной системы) отсчетов.

4. Установлено, что работа алгоритма АКП является эффективной по критерию выходного ОСПШ и не зависит от количества воздействующих на систему источников АШП при соблюдении условия, что количество источников помехового излучения равно (не менее) числа вспомогательных антенн.

5. На основании работы сделан вывод, что для рассматриваемой системы АКП, при допустимом значении подавления, равном минус 3 дБ от оптимального значения, необходимым и достаточным значением длительности обучающей выборки является 8 отсчетов сигнала для любого допустимого количества источников АШП, а значит количество тактов работы вычислительной машины будет равняться 503, что при тактовой частоте работы микропроцессора 250 МГц составит 2,012 мкс.

Литература

1. Нелин, И. В. Радиолокационная система обнаружения посторонних предметов на взлетно-посадочной полосе / И. В. Нелин, Д. А. Охотников, Б. Г. Свердлов. – DOI : 10.18127/j20700784-201810-06 // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 10. – С. 43–49. – EDN : YONKNN.
2. Виноградов, М. С. Анализ эффективности алгоритмов адаптивной обработки в радиолокационных системах при воздействии комбинированных помех / М. С. Виноградов, И. В. Нелин, Б. Г. Свердлов // Авиация и космонавтика : Тезисы 20-й Международной конференции, Москва, 22–26 ноября 2021 года. – Москва : Издательство «Перо», 2021. – С. 302–303. – EDN : IUJLV.
3. Актуальные вопросы радиолокации / В. И. Кошелев, В. В. Кирдяшкин, М. И. Сычев [и др.] ; под редакцией П. А. Бакулева. – Москва : Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), 2016. – 216 с. – EDN : VQOJLC.
4. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер ; под ред. В. А. Лексаченко ; пер. с англ. – Москва : Радио и связь, 1986. – 448 с.
5. Universal adaptive lattice filters. Adaptation for a given root of the estimating correlation matrix / D. I. Likhovitskii, S. B. Milovanov, I. D. Rakov [et al.]. – DOI : 10.1007/BF01046658 // Radiophys Quantum Electron. – 1992. – Vol. 35. – P. 621–636.
6. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория : Справочник / Под редакцией Я. Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Радиотехника, 2007. – 510 [4] с.
7. Адаптивные решетчатые фильтры. Часть I. Теория решетчатых структур / Д. И. Леховицкий, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка [и др.] // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10. – № 4. – С.380–404.
8. Patent 1 599 035 United Kingdom: IPC G01 S 7/36 13/52. Adaptive cancellation arrangement: index at ac-

ceptance H4D 259 265 36X 40X ; filed 31 Mar. 1977; published 30 Sep. 1981. – Access mode: <http://www.directorypatent.com/GB/1599035-a.html>.

9. Пистелькорс, А. А. Введение в теорию адаптивных антенн / А. А. Пистелькорс, О. С. Литвинов. – Москва : Наука, 1991. – 199 [1] с.

Поступила в редакцию 07.09.2024

Максим Сергеевич Виноградов, старший преподаватель, т. +7 (915) 061-13-05, e-mail: VinogradovMS@mai.ru. (ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»).

Борис Григорьевич Сverdlov, кандидат технических наук, главный специалист, т. +7 (916) 336-34-66, e-mail: sverdlovbg@rambler.ru. (ПАО «НПО «Алмаз»).

ADAPTIVE ALGORITHM OF SIGNAL SPATIAL PROCESSING FOR SHORT-RANGE RADAR STATIONS

M. S. Vinogradov, B. G. Sverdlov

The algorithm of calculation of weight vector of signal adaptive spatial processing for short-range radar station is considered, the impact of length and pace of training sample update on efficiency of suggested algorithm during the azimuthal scan of antenna system is analyzed. Dependences of the algorithm efficiency on parameters of training sample, which allow optimizing it's operation, are obtained. Results of mathematical modelling are presented.

Key words: adaptive compensation of active interferences, training sample, correlation interference matrix, adaptation time.

References

1. Nelin, I. V. Radar system for detection of foreign objects at runway / I. V. Nelin, D. A. Okhotnikov, B. G. Sverdlov. – DOI : 10.18127/j20700784-201810-06 // Achievements of Modern Radioelectronics. – 2018. – No. 10. – P. 43–49. – EDN : YOHNKN.
2. Vinogradov, M. S. Analysis of efficiency of adaptive processing algorithms in radar systems during the impact of combined interferences / M. S. Vinogradov, I. V. Nelin, B. G. Sverdlov // Aviation and Space: abstracts of 20th International Conference, Moscow, November 22 – 26, 2021. – Moscow : Pero Publishing House, 2021. – P. 302–303. – EDN : IIUJLB.
3. Actual problems of radio detection / V. I. Koshelev, V. V. Kirdyashkin, M. I. Sytchev [et. al] : edited by P. A. Bakulev. – Moscow : Moscow Aviation Institute (National Research University), 2016. – 216 p. – EDN : VQOJLC.
4. Monzingo, R. A. Adaptive antenna arrays. Introduction to theory / R. A. Monzingo, T. U. Miller : edited by V. A. Leksachenko; translated from the English. – Moscow : Radio and communications, 1986. – 448 p.
5. Universal adaptive lattice filters. Adaptation for a given root of the estimating correlation matrix / D. I. Likhovitskii, S. B. Milovanov, I. D. Rakov [et al.]. – DOI : 10.1007/ BF01046658 // Radiophys Quantum Electron. – 1992. – Vol. 35. – P. 621–636.
6. Radio-electronic systems. Fundamentals and theory : Handbook / Edited by Ya. D. Shirma. – 2nd edition, revised and updated. – Moscow : Radiotekhnika, 2007. – 510 [4] p.
7. Adaptive lattice filters. Part 1. Theory of lattice structures / D. I. Likhovitskii, D. S. Rachkov, A. V. Semenyaka [et. al] // Applied Radio Electronics. – 2011. – Vol. 10. – No. 4. – P. 380–404.
8. Patent 1 599 035 United Kingdom: IPC G01 S 7/36 13/52. Adaptive cancellation arrangement: index at acceptance H4D 259 265 36X 40X; filed 31 Mar. 1977; published 30 Sep. 1981. – Access mode: <http://www.directorypatent.com/GB/1599035-a.html>.
9. Pistelkors, A. A. Introduction in theory of adaptive antennas / A. A. Pistelkors, O. S. Litvinov. – Moscow : Nauka (Science), 1991. – 199 [1] p.

Maksim Sergeevich Vinogradov, Senior lecturer, t. +7 (915) 061-13-05, e-mail: VinogradovMS@mai.ru. (Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education «Moscow Aviation Institute (National Research University)»).

Boris Grigorievich Sverdlov, Candidate of Technical Sciences, Chief Specialist, t. +7 (916) 336-34-66, e-mail: sverdlovbg@rambler.ru. (JSC «NPO Almaz»).