

АДАПТИВНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: adop@mail.ru

ADAPTIVE SIGNAL DETECTION ON THE BACKGROUND CLUTTER

Popov D.I.

The article poses the problem of optimal detection of coherent-pulsed signals of moving targets against a background of clutter with a priori uncertainty of the signals and clutter parameters. The aim of the article is the synthesis and analysis of adaptive signal detection systems. The algorithm for optimal detection of signals against a background of clutter is determined by calculating the likelihood ratio. The implementation of the obtained algorithm for optimal linear filtering is assumed on the basis of the adaptive matrix filter and the non-adaptive multichannel filter. A quasi-optimal algorithm for estimating the Doppler phase of the signal from the output samples of the adaptive matrix filter is synthesized. Modeling on a PC has established that the asymptotic properties of the obtained estimates are acceptable for their use in adaptive signal accumulation. A detection algorithm with adaptive signal accumulation is proposed. This algorithm combines adaptation to the clutter parameters and to the Doppler phase of the signal. Adaptation to the clutter parameters is carried out in an adaptive matrix filter, from the output samples of which an estimate of the Doppler phase of the signal is calculated, used during its adaptive accumulation. A block diagram of the adaptive signal detection system is given. The optimal size of the detuning of Doppler channels of adaptive signal accumulation is determined by PC simulation. It is established that with an allowable loss level of up to 2 dB, the number of Doppler channels can be reduced by a factor of four. The use of Doppler signal estimation in detection systems with adaptive signal accumulation allows reducing the number of Doppler channels or, with the same number of Doppler channels, detuning between channels, eliminating interchannel losses.

Key words: adaptation, analysis, Doppler phase, matrix filter, detection, evaluation, clutter, signal, synthesis.

Ключевые слова: адаптация, анализ, доплеровская фаза, матричный фильтр, обнаружение, оценивание, пассивная помеха, сигнал, синтез.

Введение

Обнаружение когерентно-импульсных сигналов на фоне коррелированных (пассивных) помех, обусловленных мешающими отражениями, является одной из актуальных и трудных задач обработки радиолокационных данных [1-3]. Несовершенство аналоговой техники (ультразвуковых линий задержки и потенциалоскопов) в прошлом существенно тормозило прогресс в развитии средств защиты от пассивных помех. Применение цифровой обработки сигналов позволило преодолеть указанную трудность и реализовать подоптимальный процессор обработки сигналов на основе цифрового фильтра для подавления помехи [4]. Использование цифровой техники выдвинуло на первый план задачи принципиального характера и привело, в частности, к построению режекторных фильтров с адаптацией к доплеровской фазе пассивной помехи.

На современном этапе развития данной области априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик пассивных помех, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора сохраняют свою актуальность, что стимулирует инновационное развитие радиолокационных систем и методов обработки радиолокационных сигналов. Преодоление априорной неопреде-

Поставлена задача оптимального обнаружения когерентно-импульсных сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех при априорной неопределенности параметров сигналов и помех. Целью статьи является синтез и анализ адаптивных систем обнаружения сигналов. Алгоритм оптимального обнаружения сигналов на фоне пассивных помех определяется вычислением отношения правдоподобия. Реализация полученного алгоритма оптимальной линейной фильтрации предполагается на основе адаптивного матричного фильтра и неадаптивного многоканального фильтра. Синтезирован квазиоптимальный алгоритм оценивания доплеровской фазы сигнала по выходным отсчетам адаптивного матричного фильтра. Моделированием на ПЭВМ установлено, что асимптотические свойства получаемых оценок являются приемлемыми для их использования при адаптивном накоплении сигнала. Предложен алгоритм обнаружения с адаптивным накоплением сигнала. Данный алгоритм сочетает адаптацию к параметрам помехи и к доплеровской фазе сигнала. Адаптация к параметрам помехи осуществляется в адаптивном матричном фильтре, по выходным отсчетам которого вычисляется оценка доплеровской фазы сигнала, используемая при его адаптивном накоплении. Приведена структурная схема системы адаптивного обнаружения сигнала. Моделированием на ПЭВМ определена оптимальная величинастройки доплеровских каналов адаптивного накопления сигнала. Установлено, что при допустимом уровне потерь до 2 дБ число доплеровских каналов может быть сокращено в четыре раза. Использование в системах обнаружения с адаптивным накоплением сигналов оценок доплеровской фазы сигнала позволяет сократить число доплеровских каналов или при прежнем числе доплеровских каналов расстройку между каналами, исключив межканальные потери.

ленности параметров помехи основывается на оптимизации алгоритмов обработки в зависимости от параметров помехи и последующей замене в соответствии с

методологией адаптивного байесовского подхода неизвестных параметров их состоятельными оценками.

Основной операцией выделения сигналов движущихся целей является режектирование спектральных составляющих помехи, что приводит к построению адаптивных режекторных фильтров (РФ). Метод синтеза адаптивных РФ сводится к выбору вектора весовых коэффициентов РФ по энергетическому критерию – максимуму усредненного по доплеровской фазе сигнала выигрыша в отношении сигнал/помеха, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работах [6, 7] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [8]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа, описанных в работе [9]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [10]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [11]. Повышение эффективности режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12]. Предложенный в данной работе метод оптимизации РФ по вероятностному критерию позволяет получить существенные выигрыши в эффективности обнаружения сигналов по сравнению с оптимизацией по энергетическому критерию.

При проектировании радиолокационных систем обнаружения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех неизменно остается вопрос о предельной эффективности обнаружения сигналов, к которой должно стремиться качество реальной системы. Данный предел устанавливается в результате синтеза и анализа оптимальной системы, вытекающей из процедуры статистического синтеза. Реальные системы не бывают полностью эквивалентными соответствующим теоретическим оптимальным системам. Однако сравнение структур и эффективности оптимальных и реальных систем в заданных условиях указывает пути усовершенствования последних и позволяет определить степень целесообразности такого усовершенствования и поиска новых систем. Ниже синтезируется система

адаптивного оптимального обнаружения сигналов на фоне пассивных помех.

Синтез адаптивного алгоритма обнаружения

Полагаем, что в когерентно-импульсной радиолокационной системе (РЛС) поступает последовательность N цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума, следующих через период повторения T и образующих в одном элементе разрешения по дальности вектор-столбец $\mathbf{U} = \{U_j\}^T$, $j = \overline{1, N}$ ("т" – символ транспонирования). Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссовского типа. Статистические свойства вектора $\mathbf{U} = \{U_j\}^T$ описываются с точностью до параметров его корреляционной матрицы \mathbf{R} совместной плотностью вероятности

$$P(\mathbf{U}) = (2\pi)^{-N} (\det \mathbf{W}) \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} \mathbf{W} \mathbf{U}\right), \quad (1)$$

где \mathbf{W} – матрица, обратная корреляционной матрице $\mathbf{R} = \overline{\mathbf{U} \mathbf{U}^{*T}} / 2(\sigma_n^2 + \sigma_w^2)$, которая для аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума представляется в виде $\mathbf{R}_{cn} = \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_w$.

Элементы матриц \mathbf{R}_c и \mathbf{R}_w при симметричных спектрах сигнала и помехи имеют соответственно вид

$$R_{jk}^c = q \rho_{jk}^c e^{i(j-k)\phi_c} / (1 + \lambda),$$

$$R_{jk}^w = (\rho_{jk}^w e^{i(j-k)\phi_w} + \lambda \delta_{jk}) / (1 + \lambda),$$

где $q = \sigma_c^2 / \sigma_n^2$ – отношение сигнал/помеха; ρ_{jk}^c и ρ_{jk}^w – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала и помехи; $\phi_c = 2\pi f_{dc} T$ и $\phi_w = 2\pi f_{dw} T$ – доплеровские сдвиги фазы соответственно сигнала и помехи за период повторения T ; $f_{dc} = 2v_r^c f / c$ и $f_{dw} = 2v_r^w f / c$ – доплеровские частоты сигнала и помехи; v_r^c и v_r^w – радиальная скорость цели и источника помехи; f – несущая частота РЛС; c – скорость распространения радиоволн; $\lambda = \sigma_w^2 / \sigma_n^2$ – отношение шум/помеха; δ_{jk} – символ Кронекера.

Алгоритм оптимального обнаружения сигнала определяется в результате вычисления отношения правдоподобия $\Lambda(\mathbf{U}) = P_{cn}(\mathbf{U}) / P_w(\mathbf{U})$ [13], которое при использовании плотностей вероятности сигнала и помехи $P_{cn}(\cdot)$ и одной помехи $P_w(\cdot)$, соответствующих (1), принимает вид

$$\Lambda(\mathbf{U}) = C \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U}\right), \quad (2)$$

где $C = \det \mathbf{W}_{cn} / \det \mathbf{W}_w$; $\mathbf{Q}_l = \mathbf{W}_w - \mathbf{W}_{cn}$ – матрица обработки, удовлетворяющая уравнению $\mathbf{Q}(\mathbf{R}_c + \mathbf{R}_w) = \mathbf{W}_w \mathbf{R}_c$, решение которого определяет вид алгоритма обработки.

Отношение правдоподобия (2) является монотонной функцией статистики

$$u = \mathbf{U}^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U} \geq u_0,$$

где u_0 – пороговый уровень обнаружения.

Вычисляя матрицу \mathbf{Q} при совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$), с точностью до постоянного множителя получаем статистику $u = |X|^2$, в основе которой лежит алгоритм оптимальной линейной фильтрации

$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik\phi_c} \sum_{j=1}^N W_{jk}^* U_j, \quad (3)$$

где $W_{jk} = W_{jk}^n$ – элементы обратной корреляционной матрицы помехи.

При симметричном спектре помехи $W_{jk} = w_{jk} e^{i(j-k)\phi_n}$.

Тогда

$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik(\phi_c - \phi_n)} \sum_{j=1}^N w_{jk} e^{-ij\phi_n} U_j. \quad (4)$$

Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на адаптивном байесовском подходе, в соответствии с которым неизвестные величины W_{jk} в алгоритме (3) или w_{jk} и ϕ_n в алгоритме (4) заменяются их состоятельными оценками \hat{W}_{jk} или \hat{w}_{jk} и $\hat{\phi}_n$, что приводит к адаптивному к параметрам помехи алгоритму

$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik\theta} Y_k = \sum_{k=1}^N e^{-ik\theta} \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\phi}_n} U_j, \quad (5)$$

где $\theta = \phi_c - \hat{\phi}_n$, $Y_k = \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\phi}_n} U_j$ – выходные отсчеты адаптивного матричного фильтра (АМФ).

Для вычисления весовых коэффициентов АМФ в общем случае необходимо осуществлять обращение оценочного значения корреляционной матрицы помехи $\hat{\mathbf{R}}_n$. Более просто непосредственно оценки элементов обратной матрицы \hat{W}_{jk} могут быть определены с помощью рекуррентной процедуры. По элементам \hat{W}_{jk} теперь можно найти входящие в алгоритм (5) оценки

$$\hat{w}_{jk} = |\hat{W}_{jk}| \text{ и } e^{i\hat{\phi}_n} = \hat{W}_{j+1,j} / |\hat{W}_{j+1,j}|.$$

Для помехи, описываемой марковской последовательностью, АМФ трансформируется в одноканальный адаптивный режекторный фильтр (АРФ), приводя к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – многоканальный фильтр» [14]. В случае произвольных корреляционных свойств помехи оптимизация АРФ осуществляется в соответствии с критериями и алгоритмами работ [5, 12].

Неопределенность величины $\theta = \phi_c - \hat{\phi}_n$ в доплеровском интервале однозначности $[-\pi, \pi]$ предполагает N -канальное вычисление внешних сумм алгоритма (5), что может быть выполнено с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Использование выходных отсчетов АМФ (или АРФ) позволяет избежать многоканальности путем адаптации к параметрам сигнала. В результате матричной обработки помеха достаточно эффективно подавляется, что

открывает возможности для адаптации к доплеровской фазе сигнала.

Оценивание доплеровской фазы сигнала

Для реализации адаптивного накопления сигнала, упрощающего построение системы обнаружения, необходимо оценить доплеровский сдвиг фазы θ . Традиционно для этой цели используется метод максимального правдоподобия [15, 16]. В связи с тем, что оценку максимального правдоподобия величины θ по выходным отсчетам АМФ в явном виде получить не удается, искомый алгоритм найдем эвристическим путем.

Представляя выражение для оптимальной решающей статистики через выходные отсчеты Y_k матричного фильтра, находим

$$u(\theta) = |X(\theta)|^2 = \left| \sum_{k=1}^N Y_k e^{-ik\theta} \right|^2 = \sum_{j, k=1}^N Y_j^* Y_k e^{i(j-k)\theta}. \quad (6)$$

Ядром квадратичной формы (6) является N -мерная матрица $\|D(j, k)\| = \|e^{i(j-k)\theta}\|$. Выделяя сомножители с параметром θ , разложим матрицу $\|D(j, k)\|$ в степенной ряд

$$\|D(j, k)\| = \|\delta_{jk}\| + \sum_{n=1}^{N-1} (e^{-in\theta} \|\delta_{j, k-1}\|^n + e^{in\theta} \|\delta_{j-1, k}\|^n).$$

Ограничивааясь в данном разложении членами при $n=1$, приходим к ленточно-диагональной матрице

$$\|D(j, k)\| = \|\delta_{jk} + e^{-i\theta} \delta_{j, k-1} + e^{i\theta} \delta_{j-1, k}\|.$$

Выражение для выходной статистики (6) теперь принимает упрощенный вид

$$\tilde{u}(\theta) = \sum_{j=1}^N Y_j^* Y_j + \sum_{j=2}^N (e^{-i\theta} Y_{j-1}^* Y_j + e^{i\theta} Y_{j-1} Y_j^*). \quad (7)$$

Алгоритм одноканального измерения доплеровской фазы θ найдем из условия максимума статистики (7). Решая уравнение

$$\partial \tilde{u}(\theta) / \partial \theta|_{\theta=\hat{\theta}} = 0,$$

получаем квазиоптимальный алгоритм оценивания доплеровской фазы:

$$\hat{\theta} = \arg A = \text{arctg}(\text{Im } A / \text{Re } A), \quad (8)$$

$$\text{где } A = \sum_{j=2}^N Y_{j-1} Y_j^*.$$

Значения арктангенса находятся в пределах $[-\pi/2, \pi/2]$. Расширение диапазона однозначного измерения θ до интервала $[-\pi, \pi]$ осуществляется на основе логических операций:

$$\hat{\theta} = \begin{cases} \arg A & \text{при } \text{Re } A > 0, \\ (\text{sgn } \text{Im } A)(\pi - |\arg A|) & \text{при } \text{Re } A < 0, \\ (\text{sgn } \text{Im } A)\pi/2 & \text{при } \text{Re } A = 0. \end{cases} \quad (9)$$

Измерение оценки $\hat{\theta}$ включает попарное комплексное перемножение выходных отсчетов АМФ Y_k , комплексное суммирование получаемых произведений, а также арктангенсное функциональное преобразование и логические операции в соответствии с алгоритмами (8) и (9).

Рассмотрим точность оценивания, характеризуемую математическим ожиданием оценки $\bar{\hat{\theta}}$ и ее дисперсией

$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = (\hat{\theta} - \bar{\hat{\theta}})^2$. В связи с тем, что алгоритм оценивания θ синтезирован на основе упрощенной статистики (7), а фазовые сдвиги на выходах АМФ различны, математическое ожидание $\bar{\hat{\theta}}$ оказывается смещенным. Определяя $\bar{\hat{\theta}}$ как реакцию измерителя на детерминированное входное воздействие $\{U_j\} = \{e^{ij\theta}\}$ ($j = \overline{1, N}$) при фиксированной настройке АМФ на задаваемые параметры помехи, найдем смещение

$$\Delta\theta = \bar{\hat{\theta}} - \theta = \arg\left(\sum_{j=2}^N Y_{j-1}^* Y_j\right) - \theta = \arg\left(\sum_{j=2}^N \sum_{k,n=1}^N w_{j-1,k} w_{jn} e^{-i(k-n)\theta}\right) - \theta.$$

Анализ данного соотношения показывает, что смещение $\Delta\theta$ связано с формой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) АМФ. В полосе пропускания АЧХ смещение отсутствует, а в полосе непропускания величина $\Delta\theta \neq 0$ зависит от «глубины» затухания АЧХ в этой окрестности, определяемой формой спектра помехи и отношением шум/помеха λ .

Результаты статистического моделирования на ПЭВМ показывают, что при малых отношениях сигнал/помеха q математическое ожидание оценки $\bar{\hat{\theta}}$ группируется в окрестности π , а с увеличением q сходится к истинному значению параметра с точностью до величины $\Delta\theta$. Кроме того, точность оценивания зависит от величины θ . Наилучшая точность имеет место при $\theta = \pi$, а оценка оказывается несмещенной во всем диапазоне q . В целом асимптотические свойства оценки $\hat{\theta}$ являются приемлемыми с точки зрения их использования при адаптивном накоплении сигнала.

Синтез системы адаптивного обнаружения сигнала

Использование оценки $\hat{\theta}$ позволяет первоначально отказаться от многоканального по доплеровской фазе сигнала построения системы обнаружения в интервале неопределенности $[-\pi, \pi]$ величины θ и перейти к одноканальному построению системы с адаптивным накоплением сигнала, структура которой аналогично (5) определяется алгоритмом

$$X(\hat{\theta}) = \sum_{k=1}^N e^{-ik\hat{\theta}} Y_k = \sum_{k=1}^N e^{-ik\hat{\theta}} \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\theta}} U_j.$$

Данный алгоритм сочетает адаптацию к параметрам помехи и к доплеровской фазе сигнала. Однако погрешности оценивания θ при одноканальном построении системы приводят к потерям в эффективности обнаружения. Для уменьшения этих потерь используем несколько каналов согласованной обработки, перекрывающих диапазон разброса значений оценки $\hat{\theta}$ и описываемых векторами $\{\hat{V}_p^{k-1}\} = \{\exp[-i(k-1)(\hat{\theta} + p\delta)]\}$, $k = \overline{1, N}$, $p = \overline{-P, P}$.

Выбор расстройки δ и числа каналов $M = 2P+1$ определяется требованиями к допустимой величине

потерь в эффективности обнаружения.

Алгоритм обработки для p -го канала имеет вид

$$X_p(\hat{\theta}) = \sum_{k=1}^N \hat{V}_p^{k-1} Y_k, \quad (10)$$

где $p = \overline{-P, P}$, $\hat{V}_p = \exp[-i(\hat{\theta} + p\delta)]$.

Структурная схема системы адаптивного обнаружения сигнала представлена на рис. 1. Адаптация к параметрам помехи осуществляется в АМФ, по выходным отсчетам Y_k которого в соответствии с алгоритмом (8) и логическими операциями (9) в измерителе доплеровской фазы (ИДФ) вычисляется оценка $\hat{\theta}$, поступающая в косинусно-синусный многоканальный функциональный преобразователь (МФП). По величинам $\hat{\theta} + p\delta$ ($p = \overline{-P, P}$) в МФП определяются векторы

$$\{\hat{V}_p^{k-1}\} = \{\exp[-i(k-1)(\hat{\theta} + p\delta)]\} (p = \overline{-P, P}),$$

проекции которых используются в адаптивном когерентном накопителе (АКН) при весовом суммировании выходных отсчетов Y_k матричного фильтра в соответствии с алгоритмом (10). Обнаружение сигнала осуществляется по результатам последующего сравнения величин $|X_p|^2$ или $|X_p|$ с соответствующими пороговыми уровнями обнаружения.

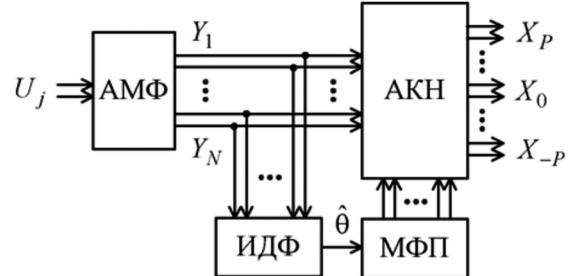


Рис. 1. Структурная схема системы адаптивного обнаружения сигнала

Анализ системы адаптивного обнаружения сигнала

Рассмотрим выбор числа каналов $M = 2P+1$ и их расстройки δ . На рис. 2 изображены полученные моделированием на ПЭВМ для системы адаптивного обнаружения (см. рис. 1) с числом доплеровских каналов $M = 5$ зависимости потерь в пороговом отношении сигнала/помеха Δq от величины нормированной расстройки $\delta / \Delta\psi$ (где $\Delta\psi = 2\pi / N$ – расстройка каналов ДПФ) при числе обрабатываемых отсчетов $N = 20$, вероятности правильного обнаружения $D = 0,7$, вероятности ложной тревоги $F = 10^{-2}$, гауссовой функции корреляции помехи $\rho_{jk} = \rho^{(j-k)^2}$, $\rho = 0,99$ и $\lambda = 10^{-4}$.

Как видим, существует оптимальная величина расстройки δ , примерно соответствующая расстройке каналов ДПФ $\Delta\psi$. Однако основным фактором, позволяющим обеспечить заданную величину потерь, является число каналов. Соответствующие зависимости от числа каналов при оптимальной величине расстройки δ приведены на рис. 3. Из рисунка следует, что при допустимом уровне потерь до 2 дБ число доплеровских каналов

может быть сокращено в четыре раза. С другой стороны, при числе каналов $M \approx N$ за счет сокращения расстройки до величины $\delta = (0,3...0,5)\Delta\psi$ потери на границах доплеровских каналов практически исключаются, а эффективность обработки приближается к предельной, соответствующей сигналу с известной доплеровской фазой.

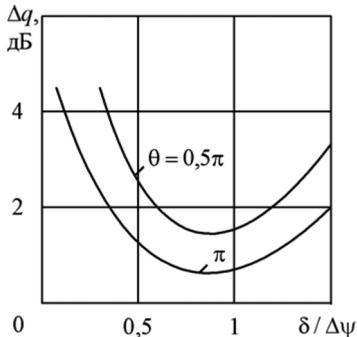


Рис. 2. Зависимости потерь в пороговом отношении сигнал/помеха от расстройки каналов

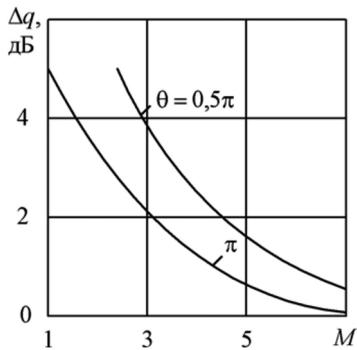


Рис. 3. Зависимости потерь в пороговом отношении сигнал/помеха при оптимальной расстройке каналов

Аналогичные результаты имеют место для квазиоптимальной системы на основе АРФ и адаптивного когерентного накопителя. При этом в отличие от свойств оценок $\hat{\theta}$ в оптимальной системе при оценивании фазы сигнала по выходным отсчетам АРФ смещение оценки $\Delta\theta$ отсутствует, а среднеквадратичное отклонение $\sigma_{\hat{\theta}}$ несколько возрастает.

В целом результаты моделирования подтверждают достоверность синтезированных алгоритмов обнаружения и предложенных принципов построения соответствующих систем адаптивного обнаружения сигналов.

Заключение

Синтезированные алгоритмы оптимального обнаружения радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех с неизвестными параметрами предполагают их реализацию на основе адаптивного матричного фильтра и неадаптивного многоканального фильтра, осуществляющего дискретное преобразование Фурье результатов матричной обработки. Адаптация матричного фильтра позволяет преодолеть проблему априорной неопределенности корреляционных характеристик помехи.

Синтезированный квазиоптимальный алгоритм оценивания доплеровской фазы сигнала по выходным от

счетам АМФ или АРФ позволяет получать оценки, исследование свойств которых показало возможность их использования в системах обнаружения с адаптивным накоплением сигнала, позволяющим сократить число доплеровских каналов или при прежнем числе доплеровских каналов расстройки между каналами, исключив межканальные потери.

Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. 924 p.
3. Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
4. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
5. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 4. С. 46-55.
6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
7. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 32-37.
8. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.
10. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.
11. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.
12. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.
13. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВІЦ, 2000. 428 с.
14. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокаторах. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. Г.В. Зайцева. М.: Радиотехника, 2015. 376 с.
15. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3-10.
16. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12-23.