

ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

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

OPTIMIZATION DETECTION SYSTEMS OF COHERENT SIGNALS

Popov D.I.

The methods of parametric optimization of detection systems of coherent signals based on a combination of rejecter filters and multi-channel filters on probabilistic and energy criteria are considered. A comparative analysis of the systems efficiency that optimized according to the criteria is carried out.

Key words: auto-compensation, adaptation, adaptive rejecter filters, probabilistic criterion, optimization, clutter, energy criterion.

Ключевые слова: автокомпенсация, адаптация, адаптивные режекторные фильтры, вероятностный критерий, оптимизация, пассивные помехи, энергетический критерий.

Введение

Пассивные помехи в виде мешающих отражений от неподвижных или медленно перемещающихся объектов – местных предметов, поверхности суши, моря, гидрометеоров (облаков, дождя, града, снега) и металлизированных отражателей, сбрасываемых противником, – существенно нарушают нормальную работу радиолокационных систем различного назначения [1, 2]. Интенсивность пассивных помех может значительно превышать уровень собственных шумов приемника, что приводит к перегрузкам приемного тракта («ослепленю» радиолокатора) и, как следствие этого, к потере полезных сигналов. Однако даже при отсутствии перегрузок полезный сигнал может быть потерян или вообще не обнаружен на фоне интенсивных мешающих отражений.

Обнаружение сигналов в пассивных помехах основано на различии скоростей движения цели и источника пассивной помехи. Выявить это различие можно лишь по изменению фазы колебаний высокой частоты. Для реализации этой возможности высокочастотные колебания по своей фазовой структуре должны быть когерентными [1]. Предельные возможности обнаружения сигналов движущихся целей указывает оптимальная система, вытекающая из процедуры статистического синтеза [3]. На практике получили распространение аппроксимации правил оптимального обнаружения. Такой аппроксимации соответствует многоканальная система когерентно-векторной обработки, оптимизация которой рассмотрена в работе [4]. Представляют интерес также системы обнаружения когерентных сигналов на фоне пассивных помех, реализуемые в виде каскадно-включенных одноканального режекторного фильтра (РФ) и многоканального фильтра (МФ), эквивалентного совокупности полосовых фильтров.

Эффективность систем заданной структуры, что соответствует фиксированным порядкам РФ и МФ, суще-

Рассмотрены методы параметрической оптимизации систем обнаружения когерентных сигналов на основе комбинации режекторного и многоканального фильтров по вероятностным и энергетическим критериям. Проведен сравнительный анализ эффективности систем, оптимизированных по данным критериям.

ственно зависит от выбора параметров последних. Параметрическая оптимизация РФ и МФ в зависимости от спектрально-корреляционных характеристик пассивных помех может быть осуществлена как по энергетическим, так и по вероятностным критериям. Использование энергетического критерия позволяет установить исковую функциональную связь оптимальных параметров РФ с характеристиками помехи на основе регулярных методов [5]. Однако энергетический критерий не всегда приводит к параметрам РФ, оптимальным по вероятностному критерию [6], что обусловлено усреднением энергетического критерия по неизвестным величинам, в частности, по доплеровскому сдвигу фазы сигнала, в общем случае неэквивалентным аналогичному усреднению вероятностного критерия. Представляет интерес сопоставление результатов оптимизации систем обнаружения когерентных сигналов по энергетическому и вероятностному критериям.

Алгоритмы обнаружения когерентных сигналов

Полагаем, что на вход системы обнаружения поступает последовательность следующих через период повторения T в одном элементе разрешения по дальности N цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ ($j = \overline{1, N}$) комплексной огибающей аддитивной смеси когерентных радиоимпульсов и помехи в виде мешающих отражений и собственного шума приемного устройства. Статистические свойства гауссовских сигнала и помехи описываются их корреляционными матрицами \mathbf{R}_c и \mathbf{R}_n , элементы которых

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

где ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала (ρ_{jk}^c) или пассивной помехи (ρ_{jk}^n), φ – допле-

ровский сдвиг фазы за период повторения T сигнала (φ_c) или пассивной помехи (φ_n), λ – отношение собственного шума/пассивная помеха (для элементов матрицы сигнала $\lambda = 0$), δ_{jk} – символ Кронекера.

Оптимальная обработка последовательности цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ ($j = \overline{1, N}$) с целью обнаружения сигнала от цели сводится к вычислению вытекающей из отношения правдоподобия для одночастотного сигнала минимальной достаточной статистики $u(\theta) = |X_0(\theta)|^2$ [3], в основе которой лежит алгоритм оптимальной линейной фильтрации

$$X_0(\theta) = \sum_{k=1}^N e^{-ik\theta} Y_k = \sum_{k=1}^N e^{-ik\theta} \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\varphi}_n} U_j, \quad (1)$$

где $\theta = \varphi_c - \hat{\varphi}_n$; $Y_k = \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\varphi}_n} U_j$ – выходные отсчеты адаптивного матричного фильтра (АМФ); \hat{w}_{jk} – оценки модулей элементов матрицы, обратной корреляционной матрице помехи.

Вычисление весовых коэффициентов АМФ, являющихся оценками элементов обратной корреляционной матрицы помехи, в условиях априорной неопределенности представляет собой трудоемкую операцию, усложняющую реализацию оптимальных алгоритмов обработки. В связи с этим рассмотрим структуру системы оптимального обнаружения при марковских аппроксимациях помехи. Для помехи в виде односвязной марковской последовательности коэффициенты межпериодной корреляции $\rho_{jk}^n = \rho_{jk} = \rho^{|j-k|}$. Тогда элементы обратной корреляционной матрицы

$$w_{11} = w_{NN} = \frac{1}{1-\rho^2}, \quad w_{kk} = \frac{1+\rho^2}{1-\rho^2} \quad (1 < k < N),$$

$$w_{k,k+1} = w_{k+1,k} = -\frac{\rho}{1-\rho^2} \quad (1 \leq k \leq N-1),$$

а остальные элементы w_{jk} равны нулю.

Переходя к оценочным значениям \hat{w}_{jk} и $\hat{\rho}$ и обозначению $\hat{\varphi} = \hat{\varphi}_n$, в соответствии с внутренней суммой алгоритма (1) для выходных отсчетов АМФ найдем

$$Y_1 = \frac{e^{-i\hat{\varphi}} U_1 - \hat{\rho} e^{-i2\hat{\varphi}} U_2}{1 - \hat{\rho}^2},$$

$$Y_N = \frac{-\hat{\rho} e^{-i(N-1)\hat{\varphi}} U_{N-1} + e^{-iN\hat{\varphi}} U_N}{1 - \hat{\rho}^2},$$

$$Y_k = \frac{-\hat{\rho} e^{-i(k-1)\hat{\varphi}} U_{k-1} + (1 + \hat{\rho}^2) e^{-ik\hat{\varphi}} U_k - \hat{\rho} e^{-i(k+1)\hat{\varphi}} U_{k+1}}{1 - \hat{\rho}^2}$$

($1 < k < N$).

Пренебрегая краевыми эффектами при $k=1$ и N и осуществляя скользящее вычисление величин Y_k с помощью векторного фильтра с последующей их задержкой при когерентном накоплении, приходим к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель». При этом режекторный фильтр является адаптивным и одноканальным, а

когерентный накопитель – многоканальным. Адаптивный режекторный фильтр (АРФ) используется и в случае произвольных корреляционных свойств помехи [5, 7]. Скользящая обработка в АРФ описывается алгоритмом

$$Z_j = \sum_{k=0}^m \hat{g}_k e^{ik\hat{\varphi}} U_{j-k}, \quad j = \overline{m+1, N}, \quad (2)$$

где m – порядок АРФ; \hat{g}_k – коэффициенты импульсной характеристики АРФ, а при канонической форме реализации АРФ его весовые коэффициенты, определяемые с помощью адаптивных алгоритмов по оценкам коэффициентов межпериодной корреляции помехи $\hat{\rho}_{1s}$, $s = \overline{2, m}$ [5, 7], что при $m \geq 2$ соответствует числу оцениваемых коэффициентов корреляции, равному $m-1$. Оценки $\hat{\rho}_{1s}$ и $e^{i\hat{\varphi}}$ находятся в соответствии с максимально правдоподобными алгоритмами оценивания работы [8].

Реализация АРФ по алгоритму (2) в цифровом виде предполагает использование комплексных перемножителей, число которых равно порядку фильтра. При этом существенно усложняется структура АРФ, особенно высоких порядков, и повышаются требования к быстродействию арифметических операций для выполнения обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора.

В работе [9] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Режектирование «остановленной» помехи теперь может быть осуществлено фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [10-12]. Оценки коэффициентов межпериодной корреляции помехи на выходе автокомпенсатора находятся в соответствии с максимально правдоподобными алгоритмами оценивания или их упрощенными вариантами работы [13].

Скользящая обработка в АРФ m -го порядка приводит к вычислению отсчетов Z_j , $j = \overline{m+1, N}$. Алгоритм квазиоптимальной линейной фильтрации с учетом исключения из обработки m отсчетов переходного процесса АРФ в l -м доплеровском канале многоканального фильтра аналогично алгоритму (7) из работы [3] принимает вид

$$X_l = \sum_{j=m+1}^N h_{j-m,l} V^{(j-m-1)(l-1)} Z_j, \quad l = \overline{1, N-m},$$

где $h_{j-m,l}$ – весовые коэффициенты, подлежащие определению и обеспечивающие необходимое подавление боковых лепестков относительно основного лепестка амплитудно-частотной характеристики l -го канала многоканального фильтра; $V = e^{-i2\pi/(N-m)}$.

Соответствующая данному алгоритму структурная схема системы обработки когерентных сигналов приведена на рис. 1, где ЗУ – запоминающее устройство выходных отсчетов Z_j адаптивного режекторного фильтра (АРФ); МФ – многоканальный фильтр отсчетов Z_j .

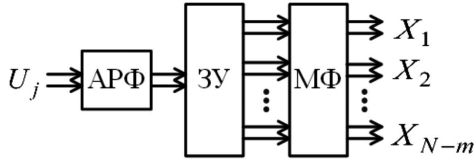


Рис. 1. Схема системы обработки сигналов

Решение о наличии сигнала принимается отдельно в доплеровских каналах многоканального фильтра по результатам сравнения с пороговыми уровнями обнаружения u_{0l} величин $u_l = |X_l|^2$. Для фиксации заданного уровня ложных тревог в условиях априорной неопределенности пороговые устройства должны быть адаптивными [14]. Заметим, что автокомпенсация доплеровской фазы пассивной помехи [9] приводит к локализации остатков режектирования помехи в граничных каналах МФ, облегчая тем самым обнаружение сигналов движущихся целей в свободных от остатков помехи каналах.

Критерии и методы оптимизации систем обнаружения

Процедура оптимизации системы обнаружения когерентных сигналов состоит в последовательной оптимизации параметров РФ и МФ. При автокомпенсации доплеровских сдвигов фазы помехи на входе системы обнаружения [9] оптимизация нерекурсивного РФ заданного порядка m сводится к выбору действительного вектора весовых коэффициентов $\mathbf{g} = \{g_k\}$, $k = \overline{0, m}$. В случае энергетического критерия решение данной задачи вытекает из максимизации усредненного по величине $\theta = \varphi_c - \varphi_n$ выигрыша в отношении сигнал/помеха μ [5]. При этом оптимальный вектор \mathbf{g} является собственным вектором $(m+1)$ -мерной матрицы $\|\rho_{jk}^n\|$, соответствующим ее минимальному собственному значению α_{\min} и обеспечивающим на выходе РФ $\mu_{\max} = (\alpha_{\min} + \lambda)^{-1}$. Максимизация аналогичным образом усредненной вероятности правильного обнаружения на выходе РФ приводит к вероятностному критерию оптимизации [6]. При найденных весовых коэффициентах g_k обработка в РФ может быть описана N -мерной матрицей режекции \mathbf{d} верхней треугольной формы с элементами $d_{jk} = g_{k-j}$ при $k \leq j+m$ и $d_{jk} = 0$ при $k > j+m$.

Для оптимизации параметров МФ необходимо использовать показатель эффективности системы обработки в целом. Пусть обработка в l -м канале МФ описывается вектор-столбцом весовых коэффициентов $\mathbf{h}_l = \{h_{kl} e^{i(k-1)\psi_l}\}^T$, $k, l = \overline{1, N-m}$. Порядок МФ с учетом исключения из обработки m выходных отсчетов РФ, соответствующих его переходному режиму, равняется $N-m$. Число каналов МФ обычно выбирается также

равным $N-m$, а среднее значение и ширина полосы пропускания каждого канала определяются соответственно величинами

$$\psi_l = 2\pi(l-1)/(N-m) \text{ и } \Delta\psi = 2\pi/(N-m).$$

Заметим, что при одинаковом и, следовательно, общем взвешивании для всех каналов ($\mathbf{h}_l = \mathbf{h}$) МФ реализуется на основе алгоритма дискретного преобразования Фурье.

Вначале рассмотрим энергетический критерий, соответствующий выигрышу в отношении сигнал/помеха на выходе l -го канала МФ:

$$\mu_l(\theta) = \frac{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{cl}(\theta) \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}, \quad l = \overline{1, N-m}, \quad (3)$$

где $\mathbf{h}_l = \{h_{kl}\}^T$ – $(N-m)$ – мерный вектор-столбец, $k = \overline{1, N-m}$; $\mathbf{r}_{cl}(\theta)$, \mathbf{r}_{nl} – корреляционные матрицы соответственно сигнала и помехи, элементы которых имеют вид:

$$r_{jk}^{cl}(\theta) = \rho_{jk}^c \cos[(j-k)(\theta - \psi_l)],$$

$$r_{jk}^{nl} = \rho_{jk}^n \cos[(j-k)\psi_l] + \lambda \delta_{jk}.$$

Символ $[\cdot]$ в выражении (3) означает операцию вычеркивания соответствующих переходному процессу в РФ первых строк и столбцов матрицы $\mathbf{d}^T \mathbf{r} \mathbf{d}$.

Полагая распределение величины θ равномерным в интервале $\Delta\psi$ любого канала МФ и исключая ее неопределенность путем усреднения выражения (3), найдем

$$\mu_l = \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l - \Delta\psi/2}^{\psi_l + \Delta\psi/2} \mu_l(\theta) d\theta = \frac{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}, \quad (4)$$

$$l = \overline{1, N-m},$$

где элементы матрицы \mathbf{r}_c имеют вид

$$r_{jk}^c = \rho_{jk}^c \text{sinc}[(j-k)\Delta\psi/2].$$

Задача оптимизации формулируется как $\max_{\mathbf{h}_l} \mu_l$ и

решается методами теории матриц. Выражение (4) является отношением Рэлея, максимальные значения которого $\mu_{l\max}$ для каждого канала МФ определяются из характеристических уравнений

$$\det\{[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] - \mu_l [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}]\} = 0, \quad l = \overline{1, N-m},$$

и являются максимальными собственными значениями матриц $[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}]$. Собственные векторы этих матриц, соответствующие $\mu_{l\max}$ и определяемые из матричных уравнений

$$[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l = \mu_{l\max} \mathbf{h}_l, \quad l = \overline{1, N-m},$$

представляют собой оптимальные векторы \mathbf{h}_l ,

$$l = \overline{1, N-m}.$$

Вероятностный критерий оптимизации введем на основе известного выражения для вероятности правильного обнаружения флюктуирующего сигнала на выходе l -го канала МФ:

$$D_l(q, \theta) = F^{1/[1+q\mu_l(\theta)]} = \exp\{\ln F/[1+q\mu_l(\theta)]\},$$

$$l = \overline{1, N-m},$$

где q – отношение сигнал/помеха на входе РФ; F – вероятность ложной тревоги; $\mu_l(\theta)$ – выигрыш в отношении сигнал/помеха, определяемый выражением (3).

В результате аналогичного выражению (4) усреднения получим

$$D_l(q) = \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l-\Delta\psi/2}^{\psi_l+\Delta\psi/2} D_l(q, \theta) d\theta =$$

$$= \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l-\Delta\psi/2}^{\psi_l+\Delta\psi/2} \exp\{\ln F/[1+q\mu_l(\theta)]\} d\theta, \quad (5)$$

$$l = \overline{1, N-m}.$$

Задача оптимизации теперь соответствует $\max_{h_l} D_l(q)$ при $F = \text{const}$, $q = \text{const}$ и решается методами нелинейного программирования, так как функционал (5) недифференцируем в явном виде по проекциям вектора \mathbf{h}_l . При относительно небольших размерах интервала усреднения $\Delta\psi$ оптимизацию МФ без большой погрешности можно проводить по энергетическому критерию, вытекающему из выражения (4). По этой же причине, вычисляя $\mu_l(\theta) = \mu_l$ при $\theta = \psi_l$, можно перейти к упрощенному соотношению

$$D_l(q) = \exp[\ln F/(1+q\mu_l)], \quad l = \overline{1, N-m},$$

которое удобно для раздельного по каналам МФ анализа эффективности системы обнаружения.

Для анализа эффективности системы обнаружения в целом и оптимизации МФ при одинаковом взвешивании во всех каналах ($\mathbf{h}_l = \mathbf{h}$) следует использовать среднюю по всем каналам вероятность правильного обнаружения

$$D(q) = \frac{1}{N-m} \sum_{l=1}^{N-m} D_l(q) =$$

$$= \frac{1}{N-m} \sum_{l=1}^{N-m} \exp[\ln F/(1+q\mu_l)]. \quad (6)$$

Таким образом, оптимизация систем обнаружения когерентных сигналов на основе комбинации РФ–МФ проводится в два этапа. На первом этапе по энергетическому [5] или вероятностному [6] критерию оптимизируется РФ. На втором этапе оптимизируется МФ. При этом в случае различного взвешивания в каналах используется аналитическая процедура оптимизации по энергетическому критерию максимума отношения Рэлея (4), являющаяся приближенным вариантом оптимизации по вероятностному критерию (5), а в случае одинакового взвешивания в каналах методами нелинейного программирования находится численное решение по вероятностному критерию максимума выражения (6). Анализ систем обработки также может быть проведен по энергетическому и вероятностному критериям, соответствующим выражениям (3) и (6).

Результаты оптимизации систем обнаружения

Сравним эффективность систем когерентной обработки при $N = 10$, $m = 5$, $\lambda = 10^{-4}$, $F = 10^{-3}$, совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$) и нормированной ширине гауссовского спектра помехи $\beta_{\Pi} = \Delta f_{\Pi} T = 0,05$. На рис. 2, 3 приведены зависимости $\mu(\theta)$ при $\theta = \psi_l$ и $D(q)$ соответственно. На обоих рисунках кривые 1 соответствуют РФ, а кривые 2 – системе РФ–МФ, пунктиром обозначены зависимости, соответствующие оптимизации РФ по энергетическому критерию [5], сплошными кривыми – оптимизации РФ по вероятностному критерию [6] (оптимизация каждого канала МФ в обоих случаях проведена по энергетическому критерию, практически эквивалентному в данной ситуации вероятностному критерию).

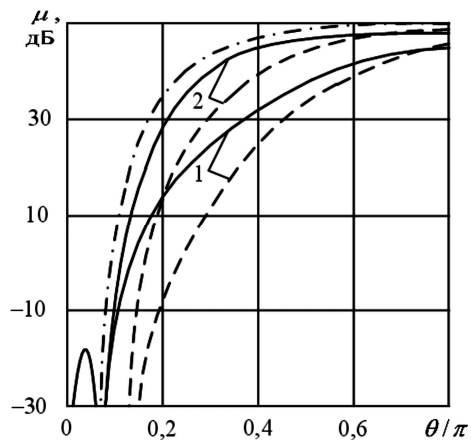


Рис. 2. Эффективность систем обнаружения по энергетическому критерию

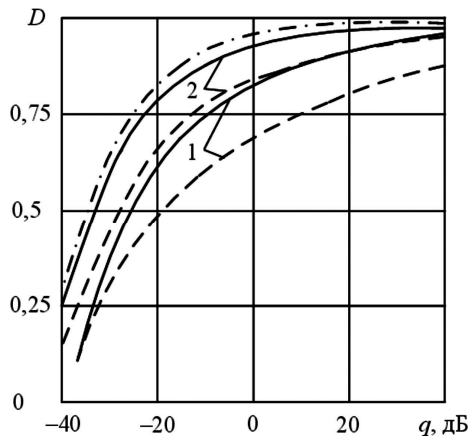
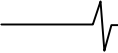


Рис. 3. Эффективность систем обнаружения по вероятностному критерию

Штрихпунктирные кривые определяют эффективность оптимальной системы, вытекающей из процедуры статистического синтеза путем вычисления отношения правдоподобия для одночастотного сигнала [3].

Из кривых на рис. 2 следует, что оптимизированный по энергетическому критерию РФ оказывается более узкополосным, чем оптимизированный по вероятностному критерию. Выигрыши последнего в диапазоне $\theta = (0,15...0,25)\pi$ составляют 18...36 дБ. С учетом последующей обработки в МФ это различие для системы



обработки в целом уменьшается за счет оптимизации параметров МФ до 10...28 дБ. При $m < 4$ оптимизация РФ по обоим критериям приводит к одинаковым результатам [6]. При уменьшении величины λ различие в эффективности сравниваемых вариантов системы также уменьшается, особенно с учетом обработки в МФ. Это обусловлено необходимостью более эффективного режектирования помехи до уровня собственного шума при снижении роли расширения полосы пропускания РФ [6], что сближает параметры РФ, оптимизированных по обоим критериям. Следует также отметить, что оптимизация системы РФ–МФ по вероятностному критерию позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы (штрихпунктирные кривые) в большей степени, чем при оптимизации по энергетическому критерию.

Кривые на рис. 3 показывают, что обусловленный оптимизацией по вероятностному критерию выигрыш в пороговом отношении сигнал/помеха q для РФ и системы РФ–МФ увеличивается с ростом усредненного значения вероятности D . При этом характер зависимостей $D(q)$ является результатом большего влияния на вероятностные характеристики эффективности системы при $\theta = (0,2...0,5)\pi$, чем при $\theta \rightarrow \pi$, где зависимость $D(\mu)$ имеет пологий характер. Сравнение с оптимальной системой позволяет установить, что оптимизированная по вероятностному критерию система РФ–МФ приближается по эффективности к оптимальной, уступая ей в величине порогового отношения сигнал/помеха q при $D = 0,5$ не более 2 дБ.

Заключение

Таким образом, при малом динамическом диапазоне помехи ($\lambda^{-1} \leq 40$ дБ) для систем обнаружения когерентных сигналов фиксированной структуры предпочтение следует отдать методу оптимизации по вероятностному критерию. При увеличении λ^{-1} происходит сближение параметров и эффективности систем в сравниваемых случаях, что с учетом удобств аналитического решения задачи оптимизации, а также более широких возможностей для реализации адаптивных алгоритмов обработки указывает на целесообразность использования метода оптимизации по энергетическому критерию.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Мальяренко, Д.И. Леховицкий [и др.]; под ред Я.Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Radar Handbook / Ed. by M. I. Skolnik. – 3rd ed. – McGraw–Hill, 2008. – 1352 p.
3. Попов Д.И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – Вып. 1. – С. 32-39.
4. Попов Д.И. Оптимизация систем когерентно-весовой обработки многочастотных сигналов // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – № 4. – С. 17-21.
5. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 52, № 4. – С. 46-55.
6. Попов Д.И. Синтез адаптивных режекторных фильтров высоких порядков // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42, № 6. – С. 46-51.
7. Режекторный фильтр: а. с. 934816 СССР, МПК6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52 / Д.И. Попов; заявл. 30.10.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 20 с.
8. Попов Д.И. Оценивание параметров пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 3. – С. 71-80.
9. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30-33.
10. Устройство для подавления пассивных помех: а. с. 875960 СССР, МПК6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. / Д.И. Попов; заявл. 07.01.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 11 с.
11. Устройство подавления пассивных помех: а. с. 1015757 СССР, МПК6 G 01 S 7/36 / Д.И. Попов; заявл. 05.12.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.
12. Устройство адаптивной режекции пассивных помех: а. с. 1098399 СССР, МПК6 G 01 S 7/36 / Д.И. Попов; заявл. 12.06.1981; опубл. 20.12.1998, Бюл. № 35. – 16 с.
13. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.
14. Попов Д.И. Адаптивные пороговые устройства // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 49, № 3. – С. 30-35.