

УДК 621.391:621.396.96

АНАЛИЗ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

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

ANALYSIS OF MULTICHANNEL DETECTORS MULTI-FREQUENCY SIGNALS

Popov D.I.

Based on the correlation properties and the above algorithms for detecting multi-frequency radar signals, the analysis of the detection characteristics of multi-channel Doppler frequency detection systems for multi-frequency signals for various types of interperiod processing (optimal or quasi-optimal) in frequency channels is carried out. The multichannel construction of systems when detecting a target at an unknown speed leads to separate detection in each frequency channel. The use of the matrix eigenvalue method made it possible to transform the characteristic function of the output (decisive) statistics to a form convenient for integration and obtain calculated expressions for the probabilities of false alarm and correct detection, with the help of which the desired detection characteristics are determined. In particular, the gains in the signal-to-noise threshold ratio of the multi-frequency signal detection system, invariant in each frequency channel to Doppler phase shifts, are established in comparison with the known detection system and in comparison with the multi-channel Doppler frequency system. At the same time, energy gains are achieved in comparison with single-frequency interperiod processing systems. The analysis of the effectiveness of optimal systems makes it possible to establish the maximum detection capabilities of the target signal for this class of systems. A comparative analysis of multichannel detection systems shows that the proposed quasi-optimal detection system based on single-channel coherent accumulation, although inferior in threshold signal-to-noise ratio to the optical system, but unlike it is technically feasible.

Key words: detection algorithm, analysis, Doppler phase, multi-frequency signal, block diagrams, radial velocity of the target, detection characteristic.

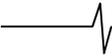
Ключевые слова: алгоритм обнаружения, анализ, доплеровская фаза, многочастотный сигнал, структурные схемы, радиальная скорость цели, характеристика обнаружения.

Введение

Когерентно-импульсные радиолокационные системы нашли применение для решения широкого круга задач гражданского и оборонного характера, включающих обнаружение и измерение координат целей [1-4]. При этом априорная неопределенность корреляционных характеристик пассивных помех существенно затрудняет реализацию эффективного обнаружения движущихся целей, что стимулирует инновационное развитие радиолокационных систем и методов обработки радиолокационных сигналов. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, 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

На основе корреляционных свойств и приведенных алгоритмов обнаружения многочастотных радиолокационных сигналов проведен анализ характеристик обнаружения многоканальных по доплеровской частоте систем обнаружения многочастотных сигналов для различных характеров межпериодной обработки (оптимальной или квази-оптимальной) в частотных каналах. Многоканальное построение систем при обнаружении цели с неизвестной скоростью приводит к разделению обнаружению в каждом частотном канале. Использование метода собственных значений матриц позволило преобразовать характеристическую функцию выходной (решающей) статистики к удобному для интегрирования виду и получить расчетные выражения для вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения, с помощью которых определяются искомые характеристики обнаружения. Установлены, в частности, выигрыши в пороговом отношении сигнал/шум системы обнаружения многочастотного сигнала, инвариантной в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз, по сравнению с известной системой обнаружения и по сравнению с многоканальной по доплеровской частоте системой. При этом достигаются энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами межпериодной обработки. Анализ эффективности оптимальных систем позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для данного класса систем. Сравнительный анализ многоканальных систем обнаружения показывает, что предложенная система квазиоптимального обнаружения на основе одноканального когерентного накопления хотя и уступает в пороговом отношении сигнал/шум оптимальной системе, но в отличие от нее является технически реализуемой.

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 [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 нерекурсивных режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12].

При измерении координат движущихся целей актуальной задачей является измерение радиальной скорости (частоты), основанное на измерении доплеровского сдвига частоты сигнала [13-16]. Для исключения отсчетов по шумам измерение должно быть совместным с обнаружением. Совместное обнаружение-измерение пачки когерентных радиоимпульсов при неизвестной доплеровской частоте основано на многоканальной фильтрации, позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [13-14].

При совместном измерении времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости) возникают известные противоречия между условиями однозначного измерения данных координат. В плане преодоления данных противоречий заслуживают внимания многочастотные сигналы, применение которых позволяет повысить эффективность обнаружения отраженных сигналов и дальность действия радиолокатора.

В работе [17] синтезированы алгоритмы и соответствующие им системы оптимальной и квазиоптимальной обработки многочастотных сигналов. Представляет интерес сравнительный анализ эффективности обнаружения в предложенных и известных системах, начиная с системы оптимальной обработки, указывающей теоретический предел при обработке многочастотных сигналов. В данной статье анализ ограничивается многоканальными по доплеровской частоте системами обнаружения многочастотных сигналов.

Алгоритм оптимального обнаружения

В результате внутривыборочной обработки для каждой из частотных компонент, представляющих собой когерентные пачки радиоимпульсов, образующих с внутренним шумом приемника аддитивную смесь, получаем последовательность N цифровых отсчетов комплексных огибающих $U_j^{(l)} = x_j^{(l)} + iy_j^{(l)}$, следующих через период повторения T и образующих совокупность векторов $\{U_l\} = \{U_1, \dots, U_L\}$, где вектор-столбец $U_l = \{U_j^{(l)}\}^T$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$, L – число используемых частотных каналов. Учитывая, что полезный сигнал и шум являются нормальными случайными процессами,

совместное распределение величин $U_j^{(l)}$ определяется $N \times L$ -мерным нормальным распределением. При условии статистической независимости сигналов в каждом частотном канале, что обеспечивается соответствующим разносом несущих частот, искомое распределение записывается в виде произведений плотностей вероятностей для каждого частотного канала [17], а элементы корреляционной матрицы для суммы сигнала и шума $R_l^{cum} = q_l R_l^c + R_l^m$ и диагональной матрицы для одного шума $R_l^m = R^m = I$ соответственно имеют вид:

$$R_{jk}^{cum(l)} = q_l R_{jk}^{c(l)} + R_{jk}^m = q_l \rho_l(j, k) e^{i(j-k)\varphi_l} + \delta_{jk}, \quad R_{jk}^m = \delta_{jk},$$

где q_l – отношение сигнал/шум для l -го частотного канала; $\rho_l(j, k)$ – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала; φ_l – доплеровские сдвиги фаз сигнала за период повторения T в l -м частотном канале, причем $\varphi_l = r_l \varphi_1$, где $r_l = f_l / f_1 < 1$ – отношение несущих частот l -го и 1-го частотных каналов; δ_{jk} – символ Кронекера.

Алгоритм оптимального обнаружения определяется путем вычисления отношения правдоподобия [17]. При этом для обнаружения отраженного сигнала достаточно сравнить с пороговым уровнем u_0 величину:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L U_l^T Q_l U_l = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^N Q_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0, \quad (1)$$

где $Q_l = I - W_l^{cum}$ – матрица обработки для l -го частотного канала, элементы которой $Q_{jk}^{(l)} = \delta_{jk} - W_{jk}^{cum(l)}$; W_l^{cum} – матрица, обратная соответствующей матрице R_l^{cum} , причем $W_{jk}^{cum(l)} = (1/q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\varphi_l}$.

Алгоритм (1) определяет структуру оптимального обнаружителя многочастотных сигналов (рис. 1, где ПБ – пороговый блок), в соответствии с которой в каждом частотном канале необходимо осуществлять весовое суммирование попарных произведений входных величин $U_j^{(l)}$ с последующим суммированием результатов обработки всех частотных каналов. Причем весовые коэффициенты зависят от корреляционных свойств сигнала и шума и доплеровского смещения частоты, которое в данном случае предполагается известным.

Анализ алгоритма оптимального обнаружения

Для расчета характеристик обнаружения необходимо найти распределение случайной величины u , получаемой на выходе системы оптимальной обработки многочастотного сигнала (рис. 1). При этом будем использовать универсальную методику анализа на основе метода характеристических функций [18]. Характеристическая функция величины u при нормальном распределении вектора U_l определяется как:

$$\begin{aligned} \Theta_u(it) &= \overline{\exp(itu)} = \\ &= \prod_{l=1}^L \overline{\exp(itu_l)} = \prod_{l=1}^L [\det(I - 2itR_l Q_l)]^{-1}. \end{aligned} \quad (2)$$

Плотность вероятности величины u определяется при помощи преобразования Фурье характеристической

функции (2):

$$w(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_u(it) \exp(-itu) dt. \quad (3)$$

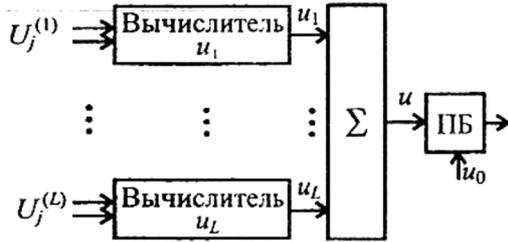


Рис. 1. Структурная схема оптимального обнаружителя многочастотных сигналов

Дальнейший анализ зависит от метода приведения определителя в подынтегральном выражении к более удобному для исследования виду. Используем для этой цели метод собственных значений [18]. Тогда характеристическую функцию (2) можно представить в виде:

$$\Theta_u(it) = \prod_{l=1}^L \Theta_{u_l}(it) = \left(\prod_{l=1}^L \prod_{j=1}^N (1 - 2it\lambda_j^{(l)}) \right)^{-1}, \quad (4)$$

где $\lambda_j^{(l)}$ – собственные значения матриц $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$.

Точное выражение для искомой плотности вероятности $w(u)$ получается при интегрировании в соотношении (3) с использованием метода вычетов и с учетом выражения (4). При этом необходимо учитывать, что собственные значения являются кратными $\lambda_j^{(l)} = \lambda_j$, $l = \overline{1, L}$, причем кратность числа λ_j равна L . Тогда вероятность превышения порога u_0 величиной u может быть представлена в виде:

$$P(u \geq u_0) = \int_{u_0}^{\infty} w(u) du = \sum_{j=1}^K \frac{1}{(L-1)!} \frac{d^{L-1}}{d\lambda_j^{L-1}} \left[\lambda_j^{L-1} \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_j}\right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^N \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_j}\right)^{-L} \right], \quad (5)$$

где K – число различных положительных собственных значений матриц $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, не равных нулю.

Использование в (5) собственных значений матриц $\mathbf{R}^{\text{ш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$, приводит к вычислению вероятности ложной тревоги F , а собственных значений матриц $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{R}_l^{\text{сш}} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_l^{\text{сш}}) = q_l \mathbf{R}_l^{\text{с}}$ – вероятности правильного обнаружения D .

На практике скорость движения цели является неизвестной, что предполагает многоканальное построение алгоритма обработки в каждом частотном канале. При этом интервал значений фазы $[-\pi, \pi]$ разбивается на M подынтервалов, каждому из которых соответствует доплеровский канал, настроенный на величину $\psi_m^{(l)} = \psi_m = \Delta\psi(m-1)$, где $\Delta\psi = 2\pi / M$ – интервал неопределенности величины φ_l в каждом доплеровском канале. Тогда алгоритм обработки в l -м частотном канале имеет вид:

$$u_m^{(l)} = \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_{lm} \mathbf{U}_l = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(lm)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_{0m}^{(l)}, \quad (6)$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, M},$$

где элементы матрицы обработки

$$Q_{jk}^{(lm)} = \delta_{jk} - W_{jk}^{\text{сш}(lm)} = \delta_{jk} - (1/q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\psi_m},$$

В связи с тем, что отраженный от движущейся цели сигнал попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов, объединение последних посредством линейного суммирования не представляется возможным. Это приводит к необходимости отдельного обнаружения в каждом частотном канале путем сравнения с пороговым уровнем обнаружения $u_{0m}^{(l)}$ в каждом доплеровском канале величин $u_m^{(l)}$ (рис. 2), учитывая, что доплеровские каналы системы обработки инвариантны относительно некоррелированного (внутреннего) шума, пороговые уровни обнаружения $u_{0m}^{(l)} = u_0^{(l)}$, а вероятности ложной тревоги одинаковы и равны F_{l1} . Вероятности правильного обнаружения в частотных каналах D_l зависят от соответствующих расстроек между величинами φ_l и ближайшими к ним значениями $\psi_m^{(l)} = \psi_m$.

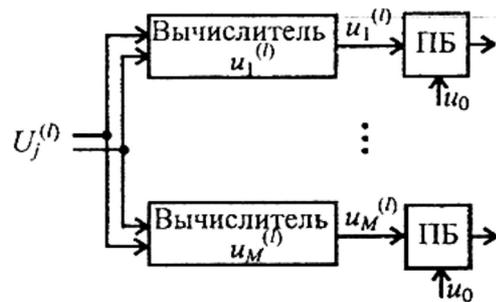


Рис. 2. Структурная схема l-го канала обнаружителя многочастотных сигналов

Для определения вероятностей F_{l1} и D_l находим характеристическую функцию величины $u_m^{(l)}$ и применяем метод собственных значений:

$$\Theta_{u_m^{(l)}}(it) = \overline{\exp(itu_m^{(l)})} = [\det(\mathbf{I} - 2it\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_{lm})]^{-1} = \left(\prod_{j=1}^N (1 - 2it\lambda_j^{(lm)}) \right)^{-1},$$

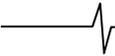
где $\lambda_j^{(lm)}$ – собственные значения матрицы $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_{lm}$.

Последующие вычисления интеграла (3) и вероятности превышения порога u_0 величиной $u_m^{(l)}$ с учетом некратных собственных значений $\lambda_j^{(lm)}$ приводят к выражению:

$$P(u_m^{(l)} \geq u_0) = \sum_{j=1}^K \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_j^{(lm)}}\right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^N \left(1 - \frac{\lambda_n^{(lm)}}{\lambda_j^{(lm)}}\right)^{-1}, \quad (7)$$

по которому вычисляются вероятности F_{l1} и D_l при использовании собственных значений $\lambda_j^{(lm)}$ соответственно матриц $\mathbf{R}^{\text{ш}} \mathbf{Q}_{lm} = \mathbf{Q}_{lm}$ и $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_{lm} = \mathbf{R}_l^{\text{сш}} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_{lm}^{\text{сш}})$.

Вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском



канале $F_{i1} = F_1$ связана с вероятностью ложной тревоги F для всей многоканальной системы:

$$F = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - F_{il})^M \approx 1 - (1 - F_1)^{LM} = LM F_1. \quad (8)$$

Из (8) следует, что $F_1 \approx F / LM$. При условии статистической независимости сигналов в каждом частотном канале вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах равна $\prod_{l=1}^L (1 - D_l)$.

Тогда вероятность правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале определяется как:

$$D = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - D_l). \quad (9)$$

На рис. 3 приведены характеристики обнаружения системы обработки по алгоритму (1) (сплошные линии), рассчитанные в соответствии с (5), и многоканальной системы по алгоритму (6) (штриховые кривые), рассчитанные в соответствии с выражениями (7)-(9) при $\varphi_l = \psi_m$. Расчеты соответствуют $F = 10^{-6}$, $M = N = 20$, отношению несущих частот $r_2 = f_2 / f_1 = 0,95$ и равномерному распределению излучаемой мощности между частотными каналами, при котором $q_l = q / L$, где q – отношение суммарной мощности многочастотного сигнала к шуму. Кроме того, при расчете использовались совместные флуктуации сигнала ($\rho_l(j, k) = 1$), которые являются предельным случаем медленных флуктуаций, описываемых экспоненциальной функцией корреляции $\rho_l(j, k) = \exp(-\pi \Delta f_l T |j - k|)$. Отличия в величине пороговых отношений сигнал/шум для обеих моделей флуктуаций при нормированной ширине спектра $\Delta f_l T \leq 0,01$, $D = 0,9$ и $L > 1$ не превосходит долей децибела. Из сравнения сплошных и штриховых кривых на рис. 3 следует, что обусловленное априорной неопределенностью величин φ_l многоканальное построение системы обработки приводит к незначительным (менее 0,4 дБ) проигрышам в величине порогового отношения сигнал/шум. Аналогичная ситуация имеет место и при $L > 2$.

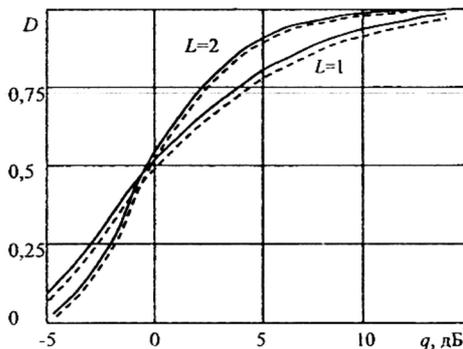


Рис. 3. Характеристики обнаружения многочастотных сигналов

Применение многочастотного сигнала в области больших вероятностей $D > 0,5$, как видно из приведенных кривых, позволяет уменьшить известные потери, присущие медленно флуктуирующему сигналу. Это объясняется тем, что вероятность одновременного за-

мирания на нескольких частотах оказывается меньше, чем на одной частоте. Так как при статистической независимости отраженных компонент многочастотного сигнала максимумы диаграмм вторичного излучения цели на различных частотах смещены друг относительно друга, что приводит к уменьшению изрезанности суммарной диаграммы вторичного излучения и, следовательно, к уменьшению относительной величины флуктуаций отраженного сигнала.

Анализ алгоритма квазиоптимального обнаружения

Весовые коэффициенты в алгоритмах (1) и (6) зависят от априорно неизвестных корреляционных свойств сигнала и доплеровского смещения частоты (скорости цели), что вызывает известные трудности при реализации оптимальных алгоритмов. В связи с этим представляет интерес многоканальный квазиоптимальный алгоритм [17]:

$$u_m^{(l)} = e^{-i\psi_m} X_l + e^{-i\psi_m} X_l^* = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(lm)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0, \quad (10)$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, M},$$

где $X_l = \sum_{j=2}^N U_{j-l}^{(l)*} U_j^{(l)}$, элементы матриц обработки

$$Q_{j-1,j}^{(lm)} = e^{-i\psi_m}, \quad Q_{j,j-1}^{(lm)} = e^{i\psi_m}, \text{ остальные элементы равны } 0.$$

Структурная схема многоканального обнаружителя на основе алгоритма (10) в каждом частотном канале реализуется на основе одноканального когерентного накопления попарных произведений поступающих отсчетов (см. рис. 1 в работе [17]). Расчет характеристик обнаружения такой системы осуществляется в соответствии с выражениями (7)-(9) при выше приведенных элементах матриц обработки.

Для сравнительного анализа представляет интерес система на основе многоканального когерентного накопления поступающих отсчетов, алгоритм обработки которой в l -м частотном канале имеет вид:

$$u_l = \left| \sum_{j=1}^N e^{-i\psi_l} U_j^{(l)} \right|^2. \quad (11)$$

При неизвестной скорости цели данный алгоритм обработки реализуется в виде N -канального построения в каждом частотном канале, что приводит к необходимости отдельного сравнения с пороговым уровнем величин $u_m^{(l)}$, $l = \overline{1, L}$, $m = \overline{1, N}$. Эффективность такой системы определяется величиной порогового отношения сигнал/шум:

$$q = \frac{L}{N} \left(\frac{\log(F / LN)}{\log(1 - (1 - D)^{1/L})} - 1 \right).$$

На рис. 4 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов L для рассматриваемых многоканальных по доплеровской частоте систем обнаружения многочастотного сигнала при $D = 0,9$, $M = N$, $\varphi_l = \psi_m$ и тех же значениях F и N . Кривая 1 соответствует оптимальной системе обработки на основе алгоритма (6), 2 – системе на основе алгоритма (11), 3 – квазиоптимальной системе на основе алгоритма (10).

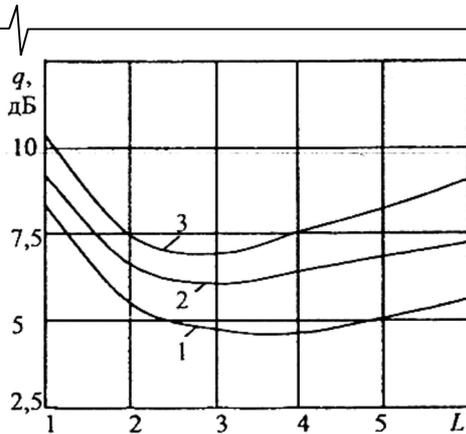


Рис. 4. Зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов

Полученные зависимости $q(L)$ для многоканальных систем обнаружения многочастотных сигналов имеют минимумы в пороговом отношении сигнал/шум, которые соответствуют оптимальному числу частотных каналов $L = 2...4$. При этом для рассматриваемых систем эти минимумы смещены в зависимости от характера обработки в частотных каналах. Система квазиоптимальной обработки многочастотного сигнала (кривая 3) при $L = 2...4$ имеет выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум 3...3,5 дБ по сравнению с обработкой одночастотного сигнала ($L = 1$), а по сравнению с системой многоканального накопления (кривая 2) имеются незначительные потери в эффективности обнаружения, которые не превышают 1 дБ при $L = 1...3$, однако, техническая реализация системы многоканального накопления является более сложной. Максимальный выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум по сравнению с квазиоптимальными системами обработки (кривые 2 и 3) соответственно 1,5...2,5 дБ обеспечивает оптимальная система (кривая 1), которая в силу известных затруднений практически не реализуема.

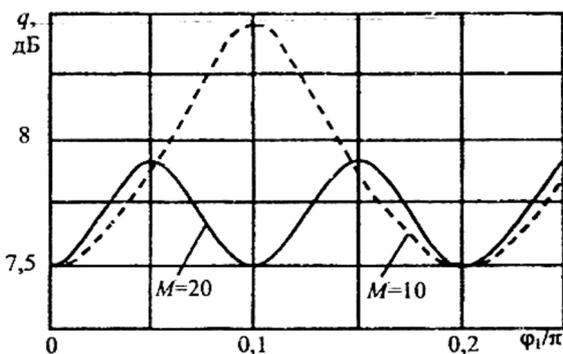


Рис. 5. Зависимости порогового отношения сигнал/шум от значения доплеровской фазы

На рис. 5 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от значения доплеровской фазы φ_l для системы обнаружения на основе алгоритма (10) при $L = 2$, прежних значениях D , N , F и различном числе доплеровских каналов M . Минимумы кривых соответствуют условию $\varphi_l = \psi_m$. В остальных случаях имеют место межканальные потери, не превосходящие 0,5 дБ при $M = N = 20$. При сокращении числа каналов ($M = N/2 =$

$= 10$) межканальные потери увеличиваются до 1 дБ.

Заключение

Таким образом, многоканальное построение систем при обнаружении цели с неизвестной скоростью приводит к отдельному обнаружению в каждом частотном канале. При этом достигаются энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами межпериодной обработки. Анализ эффективности оптимальных систем позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для данного класса систем. Сравнительный анализ многоканальных систем обработки показывает, что предложенная в работе [17] система квазиоптимальной обработки на основе одноканального когерентного накопления хотя и уступает в пороговом отношении сигнал/шум оптимальной системе, но в отличие от нее является технически реализуемой.

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: КВиЦ, 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. Оценка параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12-23.
17. Попов Д.И., Белокрылов А.Г. Синтез обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. № 11. С. 33-40.
18. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: в 2 т. / Пер. с англ. М.: Сов. Радио, 1961. Т. 1. 782 с.; 1962. Т. 2. 832 с.