

АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МАЛОРАЗМЕРНЫХ НАЗЕМНЫХ ЦЕЛЕЙ

Е. А. Пафиков¹, А. И. Годунов², Н. К. Юрков³, О. В. Николаев⁴

¹ Филиал Военной академии материально-технического обеспечения имени генерала армии А. В. Хрулева в г. Пензе, Пенза, Россия
^{2,3} Пензенский государственный университет, Пенза, Россия
⁴ Главное ракетно-артиллерийское управление, Москва, Россия
^{1,4} evgeniy_pafikov@mail.ru, ² godunov@pnzgu.ru, ³ yurkov_NK@mail.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Решение задач обнаружения, селекции и распознавания малоразмерных наземных целей (МНЦ) (автомобилей различных классов, легкобронированных целей – бронированных машин пехоты и бронетранспортеров, сильнобронированных целей – танков) ведется как оптическими, оптико-электронными, тепловизионными, так и радиолокационными средствами разведки. Наиболее перспективными средствами разведки, обладающими свойствами всепогодности и всеуточности, являются радиолокационные средства и комплексированные системы. Использование различий в тонкой структуре отраженных сигналов позволяет формировать поляризационные, доплеровские, дальномерные, углочастотные, пространственно-временные и другие комбинированные радиолокационные портреты целей, которые являются основой для решения проблемы обнаружения/распознавания МНЦ при наличии средств снижения заметности и средств радиоэлектронной защиты, а также наличия мощных помеховых отражений от местных предметов. Решение проблемы селекции неподвижных и малоподвижных МНЦ возможно лишь при использовании поляризационных и поляризационно-дальномерных портретов и созданных на их основе алгоритмов адаптивного обнаружения сигнала. *Материалы и методы.* Предлагается провести анализ интегральных функций распределения для продольно-угловых и поперечно-угловых колебаний МНЦ, представленных в виде совокупности блестящих точек относительно центра масс и движущихся по неровной поверхности. Выявить, какие отличия в спектральных характеристиках этих колебаний для автомобилей и бронетанковой техники наиболее критические. Определить алгоритмы адаптивного обнаружения сигнала, отраженного от рассмотренных радиолокационных целей по выборочным значениям спектра элементов матрицы рассеяния и оценить их эффективность. *Результаты и выводы.* Таким образом, определены алгоритмы адаптивного обнаружения сигнала, отраженного от малоразмерных целей по выборочным значениям спектра элементов матрицы рассеяния, которые снижают корреляции отсчетов помехи на выходе процессора и дают возможность нахождения решающих правил в явном виде и получение уравнений для оценки максимального правдоподобия неизвестных параметров сигнального и помехового векторов.

Ключевые слова: спектральная характеристика, объекты бронетанковой техники, цель, алгоритм

Для цитирования: Пафиков Е. А., Годунов А. И., Юрков Н. К., Николаев О. В. Алгоритмы адаптивного обнаружения сигнала, отраженного от малоразмерных наземных целей // Надежность и качество сложных систем. 2023. № 2. С. 32–43. doi:10.21685/2307-4205-2023-2-4

ADAPTIVE DETECTION ALGORITHMS FOR SIGNAL REFLECTED FROM SMALL-SIZED GROUND TARGETS

Е.А. Pafikov¹, А.И. Godunov², Н.К. Yurkov³, О.В. Nikolaev⁴

¹ Branch of the Military Academy of Logistics named after Army General A.V. Khrulev in Penza, Penza, Russia
^{2,3} Penza State University, Penza, Russia
⁴ Main Rocket and Artillery Directorate, Moscow, Russia
^{1,4} evgeniy_pafikov@mail.ru, ² godunov@pnzgu.ru, ³ yurkov_NK@mail.ru

Abstract. *Background.* Solving the problems of detection, selection and recognition of small ground targets (MNTs) (vehicles of various classes, lightly armored targets – armored infantry vehicles and armored personnel carriers, heavily armored targets – tanks) is carried out both by optical, optoelectronic, thermal imaging, and radar reconnaissance means. The most promising means of reconnaissance, which have the properties of all-weather and all-day operation,

are radar facilities and integrated systems. The use of differences in the fine structure of the reflected signals makes it possible to form polarization, Doppler, rangefinder, angle-frequency, space-time and other combined radar portraits of targets, which are the basis for solving the problem of detection and recognition of MNCs in the presence of means of reducing visibility and means of electronic protection, as well as the presence powerful interference reflections from local objects. The solution to the problem of selection of stationary and slow-moving MNCs is possible only with the use of polarization and polarization-rangefinder portraits and adaptive signal detection algorithms created on their basis. *Materials and methods.* The article proposes to analyze the integral distribution functions for the longitudinal-angular and transverse-angular oscillations of the MNC, presented as a set of shiny points relative to the center of mass and moving along an uneven surface. To reveal what differences in the spectral characteristics of these oscillations for cars and armored vehicles are the most critical. Determine the algorithms for adaptive detection of a signal reflected from the considered radar targets using sample values of the spectrum of the elements of the scattering matrix and evaluate their effectiveness. *Results and conclusions.* Thus, algorithms for adaptive detection of a signal reflected from small targets based on sample values of the spectrum of the elements of the scattering matrix are defined, which reduce the correlation of interference samples at the output of the processor and make it possible to find decision rules in explicit form and obtain equations for estimating the maximum likelihood of unknown signal and noise parameters. vectors.

Keywords: spectral characteristic, objects of armored vehicles, target, algorithm

For citation: Pafikov E.A., Godunov A.I., Yurkov N.K., Nikolaev O.V. Adaptive detection algorithms for signal reflected from small-sized ground targets. *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh sistem = Reliability and quality of complex systems.* 2023;(2):32–43. (In Russ.). doi:10.21685/2307-4205-2023-2-4

Введение

В настоящее время стремительное развитие танков и бронированных машин оказывает существенное воздействие на формы и методы ведения боевых действий. Их активное применение приводит к развитию систем противодействия и разработке средств борьбы с ними.

Одним из важнейших объектов поражения, согласно мнению специалистов, является бронетанковая техника, которая и в будущем сохранит свое значение основной ударной силы сухопутных войск. При использовании обычных систем оружия ей отводится решающая роль при проведении как наступательных, так и оборонительных операций [1]. Поэтому борьба с объектами бронетанковой техники (ОБТ) на современном этапе и перспективе является первоочередной задачей, к решению которой будут привлечены практически все виды Вооруженных сил и родов войск.

Алгоритмы адаптивного обнаружение сигнала

Движение объектов ОБТ по неровностям трассы без отрыва от ее поверхности приводит к появлению вибраций, которые зависят от формы пространственного спектра неровностей дороги, собственных колебательных характеристик объекта как механической системы, скорости движения и типа грунта. Составляющая спектра, связанная с действием этого фактора, имеет сплошной вид с локальными максимумами, обусловленными амплитудно-частотными характеристиками подвески ходовой части объекта и характеристиками грунта. Некоторым из возбуждаемых при этом колебаний удается поставить в соответствие собственные колебания поддрессорной массы на подвеске и колебания колеса на шине или катка на бандаже. Резонансные частоты подвески у тяжелых и легких гусеничных объектов составляют 1,1 и 1,4 Гц соответственно. Для гусеничной техники характерны также вибрации, возбуждаемые при движении катков по неровностям трассы, сосредоточенные в диапазоне частот 20...60 Гц [1–4]. При движении колесной техники по неровностям трассы вибрации возбуждаются [2]:

- за счет колебаний кузова в диапазоне частот 1...2 Гц;
- за счет колебаний мостов в диапазоне частот 5...13 Гц;
- за счет колебаний двигателя на подвеске в диапазоне частот 5...30 Гц. Основная энергия сигнала при движении колесной техники по неровностям дороги приходится на диапазон частот 1...20 Гц, а максимум спектральной плотности – на диапазон частот 6...12 Гц [2];
- удары при отрыве ходовой части объекта от поверхности трассы движения возбуждают колебания с частотами, равными единицам герц;
- вибрации, связанные с наличием гусеничного движителя, возникают за счет движения опорных катков по профилированной гусенице и возбуждают излучение на так называемой «траковой» частоте и ее гармониках. Спектр этого излучения зависит от скорости движения объекта, а значение «траковой» частоты можно определить из соотношения

$$f = 2 V / L,$$

где L – длина гусеницы, м; V – скорость объекта, м/с.

При скоростях движения 3...15 м/с значение частоты «траковой» составляющей в спектре находится в диапазоне 15...60 Гц [1]. Достаточно интенсивное излучение возбуждается в диапазоне 16...20 Гц за счет многополярности подвески гусениц. Значения частот колебаний, возбуждаемых вследствие нецентрированности колес и катков, можно определить из соотношения

$$f = 2V / d,$$

где V – скорость движения, м/с; d – диаметр катка, м.

Как видно из соотношения, спектр колебаний зависит от скорости движения. При движении со скоростями 3...15 м/с он сосредоточен в диапазоне частот от 0,5 до 1 Гц [2–4]. Удары траков гусениц о дорогу с твердым покрытием приводят к возбуждению колебаний, значение частоты которых зависит от скорости движения и лежит в диапазоне от 10 до 60 Гц;

Неравномерность движения объекта, связанная с изменением скорости движения объекта по величине или направлению, приводит к силовым воздействиям на грунт и, соответственно, к возбуждению соответствующих вибраций. Эти воздействия носят кратковременный характер (по времени равны длительности маневра) и выражаются в виде всплесков энергии вибраций.

Из проведенного анализа следует, что механизмы возбуждения вибраций объектов техники различных классов определяют структуру частотных спектров их сигналов и несут информацию о конструктивных особенностях и, следовательно, классах объектов. При этом параметры механизмов возбуждения, связанных со скоростью движения, режимом работы двигателей объектов и степенью неровности поверхности движения, изменяют свои значения в довольно широких пределах, что находит свое отражение в вариациях структур спектров доплеровских сигналов.

Анализ выполненных ранее работ [1–9] показал, что для гусеничных машин наиболее существенными являются колебания корпуса относительно продольной и поперечной осей. При этом в спектре отраженного сигнала могут наблюдаться два характерных пика, обусловленных продольно-угловыми и поперечно-угловыми резонансами подрессоренной массы.

Учитывая, что наземная цель может быть описана совокупностью N_0 элементарных отражателей с эффективной поверхностью рассеивания (ЭПР) $\sigma_p = \sigma_0$ и одного доминирующего отражателя с $\sigma_1 = aN_0\sigma_0$, где a – отношение ЭПР доминирующего отражателя к сумме отражателей с σ_0 , ширину спектра $G(\Omega)$ отраженного сигнала в соответствии с выражением $\Delta\Omega_2 = \sqrt{M_2 \{G(\Omega)\}}$ [2, 3] можно представить в виде

$$\Delta\Omega_2 = \sqrt{\frac{4K^2 L^2 \left(aN_0 \sum_{p=1}^{N_0} l_p^2 + \sum_{q=1}^{N_0} l_q^2 \right)}{aN_0^2 v}} M^2 \{|\xi|\} KL\xi \sqrt{M_2 \{|\xi|\}}, \quad (1)$$

где L – протяженность цели; K – волновое число; M_2 – 2-й момент распределения модуля скорости изменения коэффициента ширины объекта наблюдения; ξ – коэффициент «ширины» цели; v – число пар отражателей; $|\xi|$ – модуль скорости угла наблюдения цели; $l_p l_q$ – проекция расстояния между двумя отражателями на оси, перпендикулярную и параллельную к направлению облучения.

С учетом соотношения $\Delta\Omega_2 = 2\pi\Delta F_2$ выражение (1) может быть преобразовано к виду [2]

$$\Delta F_2 = \frac{\xi L_H}{\lambda} \sqrt{\Omega_\theta^2 \sigma_\theta^2 \cos^2 \phi + \Omega_\epsilon^2 \sigma_\epsilon^2 \sin^2 \phi}, \quad (2)$$

где $\sigma_\theta \sigma_\epsilon$ – среднеквадратические отклонения амплитуд продольно-угловых и поперечно-угловых колебаний; $\Omega_\theta \Omega_\epsilon$ – частоты продольно-угловых и поперечно-угловых колебаний; ϕ – ракурс цели; L_H – высота цели.

Примем для объекта $L_H = 2,5$ м, тогда для РЛС, работающей в 2-миллиметровом диапазоне радиоволн, выражение (2) примет вид

$$\Delta F_2 = \sqrt{(\Omega_\theta \sigma_\theta \cos \phi)^2 + (\Omega_\epsilon \sigma_\epsilon \sin \phi)^2} = 11,7\phi L_H = \eta. \quad (3)$$

Определим пределы изменения η при изменении σ_θ , σ_ε , ϕ .

Плотность вероятности скорости движения $W(V)$ может быть представлена в виде [2]

$$W(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}1,39} e^{-\frac{0,5(V-V_0)^2}{1,39^2}},$$

где V – скорость объекта, м/с; V_0 – математическое ожидание его скорости. Плотность распределения σ_θ , σ_ε может быть получена из соотношения

$$W(\sigma_\varepsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}0,026} e^{-\frac{(\sigma_\varepsilon-0,51)^2}{2 \cdot 0,026^2}}; \quad (4)$$

$$W(\sigma_\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}0,14} e^{-\frac{(\sigma_\theta-2)^2}{2 \cdot 0,14^2}}. \quad (5)$$

Для выявления практически возможных значений эффективной ширины спектра флуктуации сигнала, отраженного от объекта, был также рассмотрен равновероятный закон распределения скоростей. Для этого случая:

$$W(\sigma_\varepsilon) = \begin{cases} 0, & \text{если } \sigma_\varepsilon < 0,4^0, \\ 1, & \text{если } 0,4^0 \leq \sigma_\varepsilon \leq 0,8^0, \\ 0, & \text{если } \sigma_\varepsilon > 0,8^0; \end{cases} \quad (6)$$

$$W(\sigma_\theta) = \begin{cases} 0, & \text{для } \sigma_\theta < 1^0, \\ 1, & \text{для } 1^0 \leq \sigma_\theta \leq 2^0, \\ 0, & \text{для } \sigma_\theta > 2^0. \end{cases} \quad (7)$$

Предположим, что углы визирования объектов лежат в пределах $\pm 180^\circ$. Для упрощения вычислений закон распределения углов визирования можно принять равновероятным

$$W(\phi) = \begin{cases} 0, & \text{если } \phi < 0, \\ \frac{1}{2\pi}, & \text{если } 0 \leq \phi \leq 2\pi, \\ 0, & \text{если } \phi > 2\pi. \end{cases} \quad (8)$$

В этом случае функция распределения нескольких случайных величин $\Phi(\eta)$ может быть представлена в виде [2]

$$\Phi(\eta) = \int_{-\infty}^{\eta} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{90^0} f[\sigma_\theta, \phi, \sigma_\varepsilon(\sigma_0, \phi, \eta)] \frac{d\sigma_\varepsilon(\sigma_\theta, \phi, \eta)}{d\eta} d\phi_0 d\sigma_0 d\eta. \quad (9)$$

Для плотностей распределения (6) и (7) с учетом перевода градусной меры в радианную имеем

$$\Phi(\eta) = \frac{10^6}{4,32\pi^2} \int_0^{\eta} \int_{-\infty}^{0,025 \cdot 2\pi} \int_0^{\eta} \frac{\eta}{(\eta^2 - \sigma_0^2 \cos^2 \phi) \sin^2 \phi} \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\sigma_\theta - 0,035)^2}{0,0024^2}\right] \times \\ \times \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{\eta^2 - \sigma_0^2 \cos^2 \phi} - 0,086 \sin \phi)^2}{0,0045^2 \sin^2 \phi}\right] d\phi d\sigma_0 d\eta; \quad (10)$$

$$\Phi(\eta) = \frac{10^4}{4,88\pi} \int_{0,0175}^{\eta} \int_0^{0,035 \cdot 2\pi} \int_0^{\eta} \eta [(\eta^2 - \sigma_0^2 \cos^2 \phi) \sin \phi]^{-1} d\phi d\sigma_0 d\eta. \quad (11)$$

Определение $\Phi(\eta)$ с помощью выражений (10) и (11) вызывает серьезные трудности, поэтому вычисления проводились на основе метода Монте-Карло.

Анализ выражения (3) и распределения $W(\sigma_\theta)$ показывает, что ΔF_2 зависят от угла визирования и скорости движения.

Для движущихся автомобилей в литературе [2–4] имеются данные не по угловым, а по линейным перемещениям корпуса, обусловленными воздействием трассы.

Применительно к этому случаю выражение (1) может быть записано в виде [2]

$$\Delta\Omega_2 = k\Delta IF_{\text{виб}} / \sqrt{2} \quad (12)$$

или

$$\Delta\Omega_2 = \Delta IF_{\text{виб}} / \lambda\sqrt{2}, \quad (13)$$

где $F_{\text{виб}}$ – частота вибраций корпуса автомобиля; ΔI – амплитуда этих вибраций.

Из материалов, приведенных в работах [2–4], следует, что частота и амплитуда вибрации для автомобилей могут быть связаны соотношением

$$\Delta I(\text{мм}) \approx 0,51 / F_{\text{виб}}^2. \quad (14)$$

Объединяя уравнения (12), (13) и (14), получим $\Delta F_2 \approx 0,36 / \lambda F_{\text{виб}}$ или применительно к радиолокационной станции миллиметрового диапазона [2]:

$$\Delta F_2 \approx 42 / F_{\text{виб}}. \quad (15)$$

С использованием тех же материалов были вычислены вероятности появления ΔF_2 , превышающие некоторую величину $\Delta F_{2i} = P(\Delta F_2 \leq \Delta F_{2i})$.

В работе [2] амплитуды продольно-угловых и поперечно-угловых колебаний движущихся объектов распределены по нормальным законам. В результате дифференцирования, являющегося линейной операцией, свойство нормальности сохраняется.

Комбинация этих законов (сумма проекций на линию визирования) будет. Поэтому скорость флуктуаций угла наблюдения ξ будет также нормальной. Для нормального закона в соответствии с выражением (1) могут быть записаны следующие соотношения для спектральных моментов:

$$\frac{M_4\{\xi\}}{M_2^2\{\xi\}} = 3\mu, \quad (16)$$

где

$$\mu = \frac{\left(aN_0 \sum_{p=1}^{N_0} I_p^4 + \sum_{q=1}^{V_0} I_q^4 \right) (aN_0^2 + V_0)}{\left(aN_0 \sum_{p=1}^{N_0} I_p^4 + \sum_{q=1}^{V_0} I_q^4 \right)^2} \quad (17)$$

или $\gamma = 3\mu$.

Параметр γ характеризует форму спектра сигнала. Расчеты показывают, что для $N = 5$ и $q = 1$ имеем $\mu = 1,7$; $\gamma = 5,1$.

Для аппроксимации спектра отраженного сигнала от бронированной цели воспользуемся выражением [2]

$$G(\Omega) = \left(1 - 0,21 \frac{\Omega}{\Delta\Omega_2^2} \right)^{-n} \quad (18)$$

или, заменяя $\Omega = 2\pi F$, получим

$$G(F) = \left(1 - 0,21 \frac{\Omega}{\Delta\Omega_2^2} \right)^{-n}. \quad (19)$$

Спектральная плотность флуктуаций сигнала, отраженного от движущегося автомобиля, может быть аппроксимирована выражением [2, 4]

$$G(F) = \left(1 + 0,14 \frac{F_2^2}{\Delta F_2^2}\right)^{-3}. \quad (20)$$

Расчеты, проведенные для $N = 6$ и $\alpha = 9$ (объекта типа автомобиль), дают $\mu = 1,4$. Для этого случая $\gamma = 4,2$, $\eta \cong 5$.

Вычисленные на основе предложенных моделей интегральные функции распределения показывают, что пределы изменений среднеквадратической ширины спектров сигналов, отраженных от различных классов имеют существенные отличия. Так, в пределах от 0 до 20 Гц лежит 87 % всех значений среднеквадратической ширины спектра от объектов 2-го класса и только 13 % от объектов 1-го класса. Существенно (с вероятностью $\sim 0,9$) отличаются также и коэффициенты формы спектральных плотностей γ флуктуаций сигнала, отраженного от этих объектов.

Целесообразно рассмотреть возможность синтеза адаптивных процедур на основе критерия отношения правдоподобия (ОП), обладающих свойством асимптотического подобия, т.е. независимости вероятности ложных тревог от неизвестных параметров помехи, а также возможность нахождения в явном виде структуры решающих правил (РП) и получения уравнений для оценки максимального правдоподобия неизвестных параметров как помехи, так и сигнала. К этому следует добавить также, что РП ОП всегда являются функциями достаточных статистик, если последние существуют [3, 4].

Итак, будем полагать, что осуществляется спектральный анализ временного ряда в полосе частот ΔF в l -м канале дальности. Тогда на выходе процессора БПФ наблюдается выборка $y_{nl} = \{y_{1l}, y_{2l}, \dots, y_{nl}\}$, которая может состоять из спектральных компонент шума либо из компонент суммы сигнальной компоненты $GS(f)$ с заданной интенсивностью G и шума. Будем считать, что параметры спектра помехи неизвестны.

Очевидно, что выборочные значения спектра можно представить в виде

$$y_n = \lambda GS_n(f) + \theta_n(f), \quad (21)$$

где $\lambda = 1$ с вероятностью P_1 , $\lambda = 0$ с вероятностью P_2 ($P_1 + P_2 = 1$); $S_n(f)$ – спектральные компоненты сигнала; G – случайный параметр, по смыслу представляющий собой амплитуду спектральной плотности сигнала, распределенную равномерно в диапазоне $\Delta G = G_2 - G_1$. Выборочные значения спектра помехи будем полагать распределенными нормально с корреляционной матрицей $K_Q = \sigma_f^2 \|\delta_{ij}\|$. Здесь σ_f^2 – неизвестная интенсивность спектра шума, которая также распределена равномерно в интервале $\Delta \sigma_f^2$.

Оптимальный алгоритм обнаружения состоит в сравнении с порогом ОП:

$$\Lambda(y_n) = \frac{W(y_n / H_1)}{W(y_n / H_0)}, \quad (22)$$

где $W(y_n / H_{i,0})$ – плотности распределения выборки конкурирующих гипотез о наличии и отсутствии сигнала соответственно, определяемые как

$$\begin{cases} W(y_n / H_0) = \frac{1}{(2\pi\sigma_f^2)^{n/2}} \exp(-n/2), \\ W(y_n / H_1) = \frac{1}{(2\pi\sigma_f^2)^{n/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} (Y_n - \hat{G}S_n)^T (y_n - \hat{G}S_n)\right). \end{cases} \quad (23)$$

Оценки максимального правдоподобия параметров σ_f^2, σ^2, G находятся из системы уравнений [1, 4]

$$\frac{\partial \ln W(y_n / H_0)}{\partial (\sigma_f^2)} = 0; \quad \frac{\partial \ln W(y_n / H_1)}{\partial (\sigma^2)} = 0; \quad \frac{\partial \ln W(y_n / H_1)}{\partial (G)} = 0.$$

После преобразования и решения оценки неизвестных параметров будут иметь вид

$$\hat{\sigma}_f^2 = \frac{y_n^T y_n}{n}; \quad \hat{\sigma}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{G} S_i)^2; \quad \hat{G} = \frac{\sum_{i=1}^n Y_i S_i}{\sum_{i=1}^n S_i^2}. \quad (24)$$

После подстановки (23), (24) в соотношение (22) отношение правдоподобия нетрудно записать как

$$\Lambda(y_n) = \left[\frac{\sum_{i=1}^n y_i^2}{\sum_{i=1}^n y_i^2} - \frac{1}{S_0} \left(\sum_{i=1}^n y_i S_i \right)^2 \right]^{n/2},$$

где $S_0 = \sum_{i=1}^n S_i^2$.

Выражение, определяемое (23), необходимо сравнивать с порогом $C_{12} = \frac{P_2}{P_1} \frac{a_2(y_n)}{a_1(y_n)}$ [2, 5, 6].

Величина $a_2(y_n)$ имеет отношение к ситуации, когда принимается и обрабатывается чисто шумовая выборка, поэтому в соответствии с [2] определится как

$$a_2(y_n) = W(\hat{\sigma}_f^2) \frac{2\pi}{\det^{1/2} D_1}.$$

Здесь $D_1 = -\frac{\partial \ln W(y_n / H_0)}{\partial (\hat{\sigma}_f^2)} = \frac{n}{2} \frac{1}{Y_n^T Y_n}$.

Окончательно величина $a_2(y_n)$ может быть найдена по соотношению

$$a_2(y_n) = \frac{2}{\Delta \hat{\sigma}_f^2} \sqrt{2\pi / n^3} Y_n^T Y_n.$$

Величина $a_1(y_n)$ найдется аналогичным образом:

$$a_1(y_n) = W(\hat{G}, \hat{\sigma}^2) \frac{2\pi}{\det^{1/2} D_1}.$$

Полагая, что численные значения оценок параметров \hat{G} и $\hat{\sigma}^2$ независимы и распределены равномерно в пределах интервалов ΔG , $\Delta \sigma^2$ для их совместного распределения, нетрудно записать

$$W(\hat{G}, \hat{\sigma}^2) = \frac{1}{\Delta \sigma^2}.$$

Матрица D_1 , как и ранее, может быть определена как

$$D_1 = \left\| \begin{array}{cc} \frac{\partial^2 \ln W(y_n / H_1)}{\partial G^2} & -\frac{\partial^2 \ln W(y_n / H_1)}{\partial G \partial (\sigma^2)} \\ -\frac{\partial^2 \ln W(y_n / H_1)}{\partial (\sigma^2) \partial G} & -\frac{\partial^2 \ln W(y_n / H_1)}{\partial (G^2)^2} \end{array} \right\|_{\substack{G = \hat{G} \\ \sigma^2 = \hat{\sigma}^2}} \quad (25)$$

Осуществляя расчеты согласно (25) с учетом (23), после достаточно громоздких преобразований получим для элементов матрицы D_1

$$\left. \frac{\partial \ln W(y_n / H_1)}{\partial G^2} \right|_{\substack{G = \hat{G} \\ \sigma^2 = \hat{\sigma}^2}} = -\frac{S_0 n}{(Y_n - \hat{G} S_n)^T (Y_n - \hat{G} S_n)} = -\frac{S_0 n}{Q_1(\hat{G})};$$

$$\left. \frac{\partial \ln W(y_n / H_1)}{\partial (\sigma^2)^2} \right|_{\substack{G = \hat{G} \\ \sigma^2 = \hat{\sigma}^2}} = -\frac{n^3}{2Q_1^2(\hat{G})}; \quad \left. \frac{\partial \ln W(y_n / H_1)}{\partial G \partial (G^2)} \right|_{\substack{G = \hat{G} \\ \sigma^2 = \hat{\sigma}^2}} = 0.$$

Тогда

$$\det D_1 = \frac{n^4}{2} \frac{S_0}{\theta_L^3(\hat{G})}, \tag{26}$$

а

$$a_1(y_n) = \frac{2\pi\sqrt{2}\theta_1^{3/2}(\hat{G})}{\Delta G \Delta \sigma^2 n^2 S_0^{1/2}}. \tag{27}$$

С учетом уравнений (26), (27) порог C_{12} нетрудно записать в виде

$$G_{12} = \frac{P_2}{P_1} \frac{\Delta G}{\sqrt{\pi}} \sqrt{S_0 / 2\hat{\sigma}^2} \frac{\hat{\sigma}_f^2}{\hat{\sigma}^2}. \tag{28}$$

Видно, что порог является функцией оценок параметров дисперсий выборочных значений спектра, т.е. является переменным. Взяв логарифм от соотношений (22) и (23) с учетом их равенства, получим решающее правило обнаружения:

$$\left(\frac{n}{2} - 1 \right) \ln \hat{\sigma}_f^2 + \left(\frac{3}{2} - \frac{n}{2} \right) \ln \hat{\sigma}^2 > \frac{H_1}{H_0} \ln R \tag{29}$$

или, что аналогично, через элементы выборочных значений спектра характеристики практически совпадают, а при $P_F > 0,1$ отличие составляет 10–15 %, что объясняется усложнением алгоритма и ошибками при определении оценок неизвестных параметров.

Таким образом, определены алгоритмы адаптивного обнаружения сигнала, отраженного от РЛЦ по выборочным значениям спектра элементов матрицы рассеяния, оценена их эффективность. Приведенные алгоритмы были использованы при проектировании реальных устройств обнаружения РЛЦ по спектральным преобразованиям отраженного сигнала:

$$\left(\frac{n}{2} - 1 \right) \ln \sum_{i=1}^n y_i^2 - \left(\frac{3}{2} - \frac{n}{2} \right) \ln \left[\sum_{i=1}^n y_i^2 - \frac{1}{S_0} \left(\sum_{i=1}^n y_i S_i \right)^2 \right] > \frac{H_1}{H_0} \ln R. \tag{30}$$

Здесь $R = \frac{P_2}{P_1} \frac{\Delta G}{\sqrt{\pi}} \sqrt{S_0 / 2}$.

Вариант функциональной схемы обнаружителя, синтезированного в соответствии с выражением (30), изображен на рис. 1.

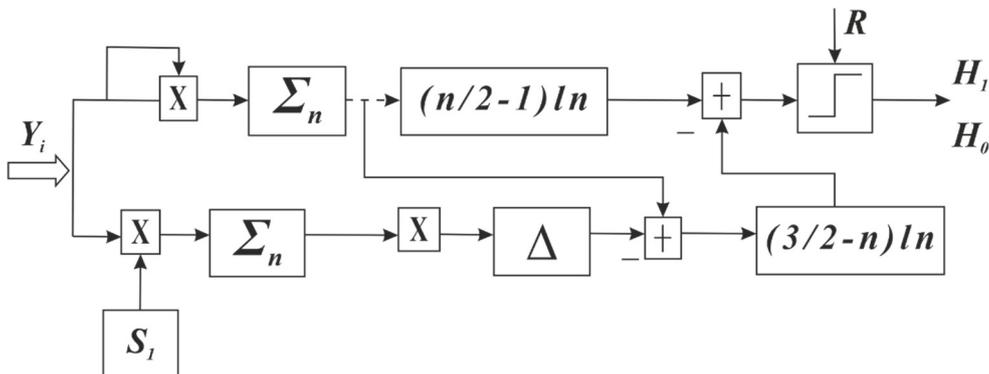


Рис. 1. Структурная схема спектрального адаптивного обнаружителя на основе отношения правдоподобия

Здесь символом \widehat{S}_i обозначен генератор ожидаемых значений спектральной плотности на частотах $f_i, i = \overline{1, n}$ при выполнении гипотезы H_1 . Отметим, что суммирование в выражение (10) может быть выполнено на n -отводных линиях задержки [1, 2]. Найдем характеристики обнаружения, соответствующие полученному алгоритму. Если пренебречь зависимостью порога от элементов выборки, то для оценки эффективности обнаружения целесообразно вернуться к соотношению (3). Тогда решение о наличии сигнала будет принято в случае, если

$$\sum_{i=1}^n y_i / \left(\sum_{i=1}^n y_i^2 - Z_n^2 \right) \geq C. \quad (31)$$

Соотношение (11) может быть преобразовано к виду

$$\sum_{i=1}^n y_i / \left(\sum_{i=1}^n y_i^2 - Z_n^2 \right) = 1 + Z_n^2 / \sum_{i=1}^{n-1} Z_i^2, \quad (32)$$

где Z_i – независимые нормально распределенные величины с параметрами $(0, \sigma)$ при $i \neq n$ и (τ_n, σ) при $i = n$. В свою очередь:

$$m_n = \begin{cases} 0, & \text{при } \lambda = 0, \\ G\sqrt{S_0}, & \text{при } \lambda = 1. \end{cases}$$

Из формулы (32) видно, что алгоритм обнаружения сводится к сравнению с порогом величины $T^2 = \frac{Z_n^2}{\sum_{i=1}^n Z_i^2}$.

Для расчета характеристик обнаружения определим вероятность $P(T^2 \geq C_1 = C - 1)$. Очевидно, что

$$P(T^2 \geq C_1) = 1 - F(\sqrt{C_1}) + F(-\sqrt{C_1}),$$

где $F(\cdot)$ – интегральный закон распределения для T^2 .

Вводя новую переменную $t = \sqrt{n-1}T = \frac{Z_n}{\sqrt{(1/n-1)\sum_{i=1}^{n-1} Z_i^2}}$, вероятность превышения порога

можно представить в виде

$$P(T^2 \geq C_1) = 1 - F_t(\sqrt{(n-1)C_1}) + F_t(-\sqrt{(n-1)C_1}). \quad (33)$$

В выражении (33) закон распределения величины t будет описываться распределением Стьюдента [1, 7], причем при выполнении гипотезы H_1 оно будет нецентральным, а при H_0 – центральным. Поскольку это распределение хорошо изучено и табулировано, характеристики обнаружения могут быть найдены для малых вероятностей ложной тревоги P_F . Для больших P_F и размера выборки $n > 10$ можно воспользоваться приближением

$$\sum_{i=1}^{n-1} Z_i^2 \approx (n-1)\sigma^2.$$

Тогда алгоритм обнаружения сводится к тому, что гипотеза H_1 принимается в случае, если $Z_n^2 \geq (n-1)\sigma^2 C_1 = K_0$, что с точностью до постоянного коэффициента совпадает с алгоритмом обнаружения сигнала с неизвестной амплитудой в шуме известной интенсивности.

Характеристики обнаружения, рассчитанные по соотношению (33) при $n = 15$ и $q = \frac{S_0}{2\sigma^2} = 10$, приведены на рис. 2 под цифрами 1 и 2 соответственно.

Здесь же символами (*) обозначена кривая для известных значений параметров спектра шума. Видно, что при малых значениях P_F характеристики практически совпадают, а при $P_F > 0,1$ отличие составляет 10–15 %, что объясняется усложнением алгоритма и ошибками при определении оценок неизвестных параметров.

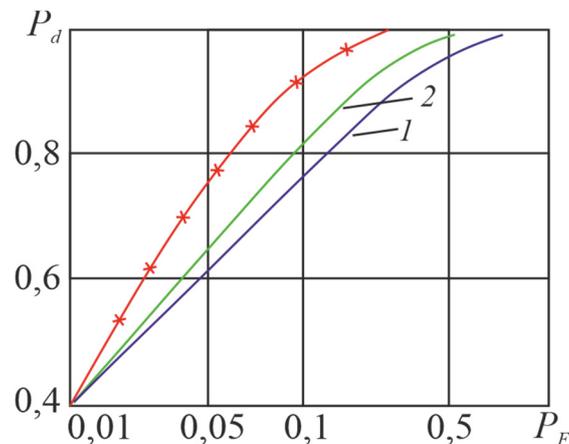


Рис. 2. Характеристики адаптивного спектрального обнаружения

Заключение

Таким образом, определены алгоритмы адаптивного обнаружения сигнала, отраженного от малоразмерных целей по выборочным значениям спектра элементов матрицы рассеяния, оценена их эффективность. Приведенные алгоритмы были использованы при проектировании реальных устройств обнаружения МРЦ по спектральным преобразованиям отраженного сигнала.

Для совместного использования устройств доплеровской селекции предложим практически важные рекомендации:

1. Переход из временной области в спектральную приводит к снижению корреляции отсчетов помехи на выходе процессора БПФ. Расширение спектра помехи от 15 до 70 Гц приводит к существенному снижению вероятности обнаружения. Способ с «плавающим» порогом дает выигрыш в пороговом отношении сигнал/помеха до 3дБ. Увеличение глубины флуктуации полезного сигнала приводит к незначительным (не более 2 дБ) потерям в пороговом отношении сигнал/помеха, вследствие чего способ с плавающим порогом является более устойчивым.

2. Спектральные адаптивные способы, синтезированные на основе критерия отношения правдоподобия, обладают свойством асимптотического подобия. Достоинством указанных способов является также возможность нахождения решающих правил в явном виде и получение уравнений для оценки максимального правдоподобия неизвестных параметров сигнального и помехового векторов.

Список литературы

1. Акиншин Н. С., Быстров Р. П., Румянцев В. Л. Миллиметровая радиолокация. Методы обнаружения негауссовских сигналов. М. : Радиотехника, 2010. 528 с.
2. Вознесенский А. В., Акиншин Н. С., Александров С. Б. Статистический анализ спектральных признаков распознавания наземных целей // Вопросы специальной радиоэлектроники. Сер.: РЛТ. 1988. Вып. 14. С. 53–60.
3. Акиншин Н. С., Голубицкий В. Э., Александров С. Б. [и др.]. Статистические характеристики огибающей сигналов, отраженных от движущихся наземных целей в КВЧ ММД волн // Оборонная техника. 1988. № 7. С. 37–42.
4. Акиншин Н. С., Румянцев В. Л., Процюк С. В. Методы построения систем обнаружения негауссовских сигналов. Тула : ЗАО НПФ «Лидар», 1999. 233 с.
5. Подчуфаров А. Ю., Викторов А. В., Крапивкин Г. И. Распознавание мешающих отражений по виду их спектра // Вестник Тульского государственного университета. Сер.: Проблемы специального машиностроения. 2003. № 6, ч. 2. С. 97–100.
6. Акиншин Н. С., Вознесенский А. В., Александров С. Б. Модель сигнала отраженного от движущейся наземной цели // Вопросы специальной радиоэлектроники. Сер.: РЛТ. 1988. Вып. 14. С. 40–42.
7. Акиншин Н. С., Зотов Ю. М., Александров С. Б. [и др.]. Исследование эффективности обнаружителей негауссовских сигналов, основанных на различиях спектров сигнала и помехи // Вопросы специальной радиоэлектроники. Сер.: РЛТ. 1989. Вып. 20. С. 49–61.

8. Акиншин Н. С., Никитин Н. А., Александров С. Б. Статистические характеристики спектров сигналов, отраженных от неподвижных наземных целей в КВЧ ММ ДВ // Вопросы специальной радиоэлектроники. Сер.: РЛТ. 1987. Вып. 17. С. 104–105.
9. Акиншин Н. С., Лискин В. М., Александров С. Б. Анализ возможности обнаружения неподвижных наземных объектов и различения их классов в КВЧ ММ ДВ // Оборонная техника. 1987. № 5. С. 45–50.
10. Акиншин Н. С., Лискин В. М., Никитин Н. А., Процюк С. В. Анализ спектральных характеристик сигналов, отраженных от наземных объектов в интересах их распознавания // Оборонная техника. 1986. № 12. С. 43–46.

References

1. Akinshin N.S., Bystrov R.P., Rumyantsev V.L. *Millimetrovaya radiolokatsiya. Metody obnaruzheniya negaussovskikh signalov = Millimeter radar. Methods of detecting non-Gaussian signals*. Moscow: Radiotekhnika, 2010:528. (In Russ.)
2. Voznesenskiy A.V., Akinshin N.S., Aleksandrov S.B. Statistical analysis of spectral signs of recognition of ground targets. *Voprosy spetsial'noy radioelektroniki. Ser.: RLT = Questions of special radio electronics. Ser.: RLT*. 1988;(14):53–60. (In Russ.)
3. Akinshin N.S., Golubitskiy V.E., Aleksandrov S.B. et al. Statistical characteristics of the envelope of signals reflected from moving ground targets in EHF MMD waves. *Oboronnaya tekhnika = Defense technology*. 1988;(7):37–42. (In Russ.)
4. Akinshin N.S., Rumyantsev V.L., Protsyuk S.V. *Metody postroeniya sistem obnaruzheniya negaussovskikh signalov = Methods of constructing systems for detecting non-Gaussian signals*. Tula: ZAO NPF «Lidar», 1999:233. (In Russ.)
5. Podchufarov A.Yu., Viktorov A.V., Krapivkin G.I. Recognition of interfering reflections by the type of their spectrum. *Vestnik Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Ser.: Problemy spetsial'nogo mashinostroeniya = Bulletin of Tula State University. Ser.: Problems of special mechanical engineering*. 2003;(6):97–100. (In Russ.)
6. Akinshin N.S., Voznesenskiy A.B., Aleksandrov S.B. Model of a signal reflected from a moving ground target. *Voprosy spetsial'noy radioelektroniki. Ser.: RLT = Questions of special radio electronics. Ser.: RLT*. 1988;(14):40–42. (In Russ.)
7. Akinshin N.S., Zotov Yu.M., Aleksandrov S.B. et al. Investigation of the effectiveness of detectors of non-Gaussian signals based on differences in signal and interference spectra. *Voprosy spetsial'noy radioelektroniki. Ser.: RLT = Questions of special radio electronics. Ser.: RLT*. 1989;(20):49–61. (In Russ.)
8. Akinshin N.S., Nikitin N.A., Aleksandrov S.B. Statistical characteristics of signal spectra reflected from stationary ground targets in EHF MM DV. *Voprosy spetsial'noy radioelektroniki. Ser.: RLT = Questions of special radioelectronics. Ser.: RLT*. 1987;(17):104–105. (In Russ.)
9. Akinshin N.S., Liskin V.M., Aleksandrov S.B. Analysis of the possibility of detecting stationary ground objects and distinguishing their classes in EHF MM DV. *Oboronnaya tekhnika = Defense equipment*. 1987;(5):45–50. (In Russ.)
10. Akinshin N.S., Liskin V.M., Nikitin N.A., Protsyuk S.V. Analysis of spectral characteristics of signals reflected from ground objects in the interests of their recognition. *Oboronnaya tekhnika = Defense equipment*. 1986;(12):43–46. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Евгений Анатольевич Пафиков

кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры производства
и эксплуатации боеприпасов,
Филиал Военной академии
материально-технического обеспечения
имени генерала армии А. В. Хрулева в г. Пензе
(Россия, г. Пенза, Военный городок)
E-mail: evgeniy_pafikov@mail.ru

Evgeniy A. Pafikov

Candidate of technical sciences, associate professor,
associate professor of the sub-department
of production and operation of ammunition,
Branch of the Military Academy of Logistics
named after Army General A.V. Khrulev in Penza
(Voennyi gorodok, Penza, Russia)

Анатолий Иванович Годунов

доктор технических наук, профессор,
профессор кафедры автоматизации и телемеханики,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: godunov@pnzgu.ru

Anatoly I. Godunov

Doctor of technical sciences, professor,
professor of the sub-department
of automatics and telemechanics,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Николай Кондратьевич Юрков

доктор технических наук, профессор,
заслуженный деятель науки РФ,
заведующий кафедрой конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: yurkov_NK@mail.ru

Олег Владимирович Николаев

начальник отдела высокоточных систем,
Главное ракетно-артиллерийское управление
(Россия, г. Москва, Большой Козловский переулок, 6)
E-mail: evgeniy_pafikov@mail.ru

Nikolay K. Yurkov

Doctor of technical sciences, professor,
the honoured worker of science
of the Russian Federation,
head of the sub-department
of radio equipment design and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Oleg V. Nikolaev

Head of the high-precision systems department,
Main Rocket and Artillery Directorate
(6 Bolshoy Kozlovsky lane, Moscow, Russia)

**Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов /
The authors declare no conflicts of interests.**

Поступила в редакцию/Received 24.02.2023

Поступила после рецензирования/Revised 27.03.2023

Принята к публикации/Accepted 28.04.2023