УДК 621.03.9

Е. В. Азаренко, Ю. Ю. Гончаренко, Н. В. Коноваленко, С. В. Лазаренко

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОПАСНЫХ ЦЕЛЕЙ НА ПОДХОДАХ К ОХРАНЯЕМОМУ ПОТЕНЦИАЛЬНО-ОПАСНОМУ ОБЪЕКТУ

В работе показано, что идентификация опасных радиолокационных целей технически сводится к оптимальной фильтрации всех принятых отражённых сигналов: и от опасных целей, и от целей, создающих помехи. Условия оптимальной фильтрации характеризуются спектральной плотностью полезного сигнала на входе радиоприёмного устройства, которая определяется количеством принятых импульсных отражений от радиолокационной цели при её идентификации по критерию минимума среднего квадрата ошибки и степенью сопряжения амплитудно-частотной характеристики приёмного устройства амплитудному спектру входного полезного сигнала по критерию максимума отношения сигнал-шум.

Ключевые слова: опасная радиолокационная цель, электромагнитная волна, оптимальная фильтрация, идентификация, сигнал, шум.

1. Введение

Предупреждение чрезвычайных ситуаций террористического характера является актуальной проблемой на государственном уровне. Ее решением заняты административные и научные учреждения Украины соответствующего профиля [1-3]. Освещая обстановку в контролируемых зонах на подходах к объектам критической инфраструктуры с использованием радиолокационных средств, службы физической защиты объектов призваны в установленные сроки с момента обнаружения радиолокационной цели произвести ее идентификацию и выявление степени опасности [4-6].

Идентификация, от латинского identifico, – отождествление, установление тождественности неизвестного объекта известному на основании совпадения существенных признаков [7, 8]. Опасными радиолокационными целями являются вооруженные и невооруженные люди, животные и птицы, деревья и кустарники, беспилотные летательные аппараты и другие сверхмалые и распределённые цели [9]. Именно они представляют наибольшую опасность на подходах к охраняемым потенциально-опасным объектам. Все эти цели, попав в зону радиолокационного излучения, отражают электромагнитные волны, которые принимаются антенной РЛС и обрабатываются (усиливаются, декодируются, демоделируются, преобразуются, выделяются на фоне помех). С технической точки зрения, совокупность всех этих процессов принято называть фильтрацией сигналов [10].

Другими словами, задача идентификации опасных радиолокационных целей на подходах к охраняемому объекту технически сводится к оптимальной фильтрации принятых радиоприёмным устройством – радиолокационной станцией, всех отраженных сигналов, поступающих как от опасных целей, так и от целей, создающих помехи.

2. Постановка цели и задач научного исследования

Целью данной работы является определение условий идентификации опасных радиолокационных целей на подходах к охраняемому потенциально-опасному объекту.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи. Первоначально в общем виде сформулируем задачу оптимальной фильтрации сигналов. Затем рассмотрим оптимальную линейную фильтрацию по критерию минимума среднего квадрата ошибки. После чего остановимся на особенностях линейной фильтрации по критерию максимума отношения сигнал-шум.

Сформулируем задачи оптимальной фильтрации.

Пусть колебание *x(t)*, принятое в некотором интервале времени радиоприёмным устройством, является функцией от сигнала $S[t,\rho(t)]$ и шума $n(t)$ следующего вида:

$$x(t) = f\{S[t,\rho(t)], n(t)\}. \tag{1}$$

Сигнал $S[t,\rho(t)]$ в общем случае может зависеть не от одного, а от нескольких параметров $\rho_i(t)$.

Допустим, что сам сигнал или его параметр – случайный процесс, и априори известны некоторые статистические характеристики сигнала и шума. Предположим также, что известен вид функции $f\{S,n\}$ (способ комбинирования сигнала и шума).

Используя эти данные, необходимо определить устройство, изображённое на рис. 1, которое оптимальным образом решит, какая реализация самого сигнала $S[t,\rho(t)]$ или его параметр $\rho(t)$ содержится в колебаниях электромагнитных волн, описываемых зависимостью (1), принятых радиоприёмным устройством радиолокационной станции (РЛС).

Рис. 1. Схема оптимального фильтра

По причине наличия шума $n(t)$ с одной стороны, и случайного характера сигнала $S[t,\rho(t)]$ с другой, оценка реализации сигнала $\hat{S}[t,\rho(t)]$ или реализации его параметра $\hat{\rho}(t)$ не будет совпадать с истинной реализацией, поэтому возникает ошибка фильтрации.

Для количественной оценки качества фильтрации могут использоваться различные критерии, но наиболее часто используют критерий минимума среднего квадрата ошибки и критерий максимума отношения сигнал-шум. В зависимости от принятых допущений о характере сигнала и шума сформулированная задача решается методами линейной или нелинейной фильтрации.

Если сигнал и шум взаимодействуют аддитивно, то суммарный эффект действия равен сумме входящих эффектов. Получаем, что:

$$x(t) = S[t,\rho(t)] + n(t). \tag{2}$$

В этом случае при решении задачи идентификации опасных радиолокационных целей можно ограничится линейными методами фильтрации.

3. Оптимальная линейная фильтрация по критерию минимума среднего квадрата ошибки.

Пусть сигнал $S[t,\rho(t)] = S(t)$ и шум $n(t)$, определяющие колебания электромагнитных волн на входе приёмного устройства, описываются уравнением (2) и являются стационарными нормальными случайными процессами с известными ковариационными функциями, то есть:

$$\left.\begin{aligned} K_s(\tau) &= M\{S(t), S(t+\tau)\} \\ K_n(\tau) &= M\{n(t), n(t+\tau)\} \\ K_{sn}(\tau) &= M\{S(t), n(t+\tau)\} \end{aligned}\right\}. \tag{3}$$

Требуется определить систему, которая из принимаемого множества $x(t) = S(t) + n(t)$ с минимальной среднеквадратической ошибкой E^2 выделяет не параметр $\rho(t)$, а сам полезный сигнал $S(t)$. Другими словами, искомая оптимальная система должна минимизировать величину:

$$E^2 = M\left\{\left[\hat{S}(t) - S(t+\Delta)\right]^2\right\}, \tag{4}$$

где Δ – приращение времени, введенное для общности описания.

При $\Delta > 0$ оценка $\hat{S}(t)$ на входе системы должна представить (прогнозировать) значение входного сигнала $S(t)$ на время Δ.

При $\Delta = 0$ сформулированная задача сводится к выделению сигнала $S(t)$ из колебаний $x(t)$.

Строгое математическое решение сформулированной задачи для случая полубесконечного интервала наблюдения $(-\infty, t)$, было дано А.Н. Колмогоровым и Н. Винером [10]. В решении было показано, что оптимальное по критерию минимума среднего квадрата ошибки устройство относится к классу линейных фильтров с постоянными параметрами. Используя основные результаты Колмогорова-Винера, предположим, что на входе реализуемой линейной системы, изображенной на рис. 2, обладающей импульсной характеристикой $h(t)$, определяемой выражением

$$h(t) = \begin{cases} h(t), \text{ если } t \geq 0, \\ 0, \text{ если } t < 0, \end{cases} \tag{5}$$

воздействует стационарный случайный процесс, описываемый соотношением:

$$y(t) = \hat{S}(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau. \tag{6}$$

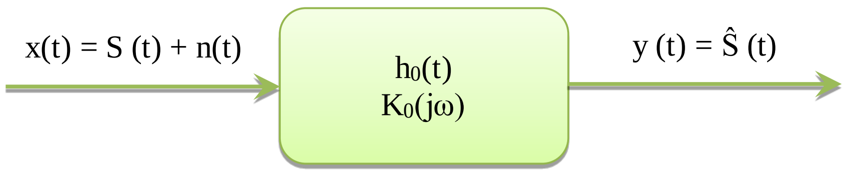

Рис. 2. Схема линейного фильтра

Подставляя (6) в (4), получим средний квадрат ошибки фильтрации:

$$E^2 = M\left\{\left[\int_0^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau - S(t+\Delta)\right]^2\right\}. \tag{7}$$

Выполнив в формуле (7) ряд преобразований, получим:

$$E^2 = K_s(0) - 2\int_0^{\infty} h(\tau) K_{sx}(t-\tau)\,d\tau + \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} h(\tau_1) h(\tau_2) K_x(\tau_2 - \tau_1)\,d\tau_2\,d\tau_1 . \qquad (8)$$

В новом выражении для среднего квадрата ошибки фильтрации появляются новые составляющие. Это взаимная ковариационная функция процессов $S(t)$ и $x(t)$:

$$K_{sx}(\tau) = M\{S(t), x(t+\tau)\}, \qquad (9)$$

и ковариационная функция случайного процесса $x(t)$:

$$K_x(\tau) = M\{x(t), x(t+\tau)\}. \qquad (10)$$

Чтобы определить импульсную характеристику $h_0(t)$ оптимального фильтра, минимизирующего средний квадрат ошибки, определяемый выражением (8), необходимо использовать один из методов вариационного исчисления.

Пусть

$$h(t) = h_0(t) + \mu\, g(t), \qquad (11)$$

где μ – параметр, не зависящий от t;

$g(t)$ – произвольная функция.

В этом случае условие минимума среднего квадрата ошибки запишется в виде:

$$\left.\frac{dE^2}{d\mu}\right|_{\mu=0} = 0. \qquad (12)$$

С учетом выражений (8) и (10) выражение (12) примет следующий вид:

$$\int_0^{\infty} dr \left[\int_0^{\infty} h_0(v)\,dv - K_{sx}(\tau + \Delta)\,d\tau \right] = 0. \qquad (13)$$

Соотношение (13) должно выполняться для произвольной функции $g(t)$, тогда импульсная характеристика $h_0(t)$ оптимального фильтра будет удовлетворять интегральному уравнению Фредгольма первого рода, то есть:

$$\int_0^{\infty} h_0(v) K_x(\tau - v)\,dv = K_{sx}(\tau + \Delta) \quad \text{ïðè} \quad \tau \ge 0 . \qquad (14)$$

Таким образом, задача нахождения оптимального сглаживающего фильтра (при $\Delta=0$) или оптимального прогнозирующего фильтра (при $\Delta>0$), которые могут технически реализоваться, сводятся к решению уравнения (14). Это достаточно сложная задача, которая обусловлена требованиями к технической реализации оптимального фильтра.

Рассмотрим частный случай. На вход фильтра поступает случайная последовательность $x(t)$, которая имеет дробно-рациональную спектральную плотность $S(\omega)$, что возможно, как правило, в результате высокочастотного детектирования электромагнитного сигнала, поступающего на вход приёмного устройства РЛС. Используя (14), получим $K_0(j\omega)$ –

комплексную частотную характеристику оптимального фильтра, минимизирующего средний квадрат ошибки:

$$K_0(j\omega)=\frac{1}{2\pi\cdot f(j\omega)}\int_0^{\infty}e^{-i\omega r}dr\int_0^{\infty}\frac{S_{sx}(\Omega)}{f^*(j\Omega)}e^{j\Omega(\tau+\Delta)}d\Omega, \tag{15}$$

где

$$\left.\begin{aligned}&f(j\omega)\cdot f^*(j\omega)=|f(j\omega)|^2=S_x(\omega),\\&S_x(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}K_x(r)e^{-j\omega r}dr,\\&S_{sx}=\int_{-\infty}^{\infty}K_{sx}(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau.\end{aligned}\right\}. \tag{16}$$

Тогда минимальное значение среднего квадрата ошибки фильтрации будет определяться выражением:

$$E_{\min}^2=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_s(\omega)-|K_0(j\omega)|^2\cdot S_x(\omega)\right]d\omega, \tag{17}$$

где

$$S_s(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}K_s(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau\,. \tag{18}$$

Для частного случая сглаживания аддитивного множества взаимно независимых стационарных случайных процессов $S(t)$ и $n(t)$, который называют белым шумом (математическое ожидание m_n=0 и корреляционная функция $R_n(\tau)=\frac{N_0}{2}\delta(\tau)$), выражение (17) упрощается и принимает вид:

$$K_0(j\omega)=1-\frac{N_0}{2S_s(\omega)+N_0}\,. \tag{19}$$

Под N_0 принято понимать общее число систем или число восстановлений одной и той же системы. Физический смысл N_0 состоит в количестве принятых импульсных отражений от радиолокационной цели при её идентификации. Значит, для рассматриваемого частного случая средний квадрат ошибки будет вычисляться по следующей формуле:

$$E_{\min}^2=\frac{N_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\ln\frac{1}{\pi}\left(1+\frac{2S_s(\omega)}{N_0}\right)d\omega. \tag{20}$$

Практическая реализация вычислений по формуле (20) оказывается довольно громоздкой, поэтому для их упрощения не будем накладывать на оптимальный фильтр требование технической реализуемости. Тогда нижний предел в выражении (14) будет равным -∞, и оно примет вид:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_0(v) K_x(\tau - v) dv = K_{sx}(\tau + \Delta). \tag{21}$$

Решение (21) позволяет получить следующее выражение комплексной частотной характеристики оптимального фильтра:

$$K_0(j\omega) = \frac{S_{sx}(\omega)}{S_x(\omega)} e^{j\omega\Delta}. \tag{22}$$

Для частного случая статистически независимого сигнала $S(t)$ и белого шума $n(t)$ (22) приводится к виду:

$$K_0(j\omega) = \frac{S_{sx}(\omega)}{S_x(\omega) + S_n(\omega)} e^{j\omega\Delta}. \tag{23}$$

Допуская равенство выражений (19) и (23), описывающих одну и ту же комплексную частотную характеристику оптимального фильтра, получим:

$$1 - \frac{N_0}{2S_s(\omega) + N_0} = \frac{S_s(\omega)}{S_S(\omega) + S_n(\omega)} e^{j\omega\Delta}. \tag{24}$$

После преообразования выражение (24) примет вид:

$$\frac{2}{2S_s(\omega) + N_0} = \frac{e^{j\omega\Delta}}{S_s(\omega) + S_n(\omega)}, \tag{25}$$

откуда следует, что:

$$S_s(\omega) = \frac{S_n e^{-j\omega\Delta} - 0{,}5N_0}{1 - e^{-j\omega\Delta}}. \tag{26}$$

В выражении (26) в общем случае слагаемое и сомножитель $e^{-j\omega\Delta}$ является убывающей функцией, поэтому можно утверждать, что спектральная плотность сигнала будет определяться N_0, то есть:

$$S_s(\omega) = f(N_0). \tag{27}$$

Таким образом, спектральная плотность полученного сигнала при оптимальной линейной фильтрации по критерию минимума среднего квадрата ошибки определяется количеством принятых импульсных отражений от радиолокационной цели при её идентификации.

4. Оптимальная линейная фильтрация по критерию максимума отношения сигнал-шум

Предположим, что на вход линейного фильтра с комплексной частотной характеристикой $K(j\omega)$, рис. 2, поступает комплексное множество $x(t)$, состоящее из полезного сигнала $S(t)$, который представляет собой случайный процесс со спектральной плотностью $S_n(\omega)$, и помехи $n(t)$,. Полезный сигнал $S(t)$ статистически независим от помехи $n(t)$, форма которого заранее известна, имеет амплитудный спектр $S(j\omega)$. Тогда на выходе фильтра случайный процесс $y(t)$ будет определяться результатом преобразования сигнала $S_{лф}(t)$ и преобразования помехи $n_{лф}(t)$ линейным фильтром, то есть:

$$y(t) = S_{лф}(t) + n_{лф}(t). \tag{28}$$

Составляющая полученного сигнала на выходе фильтра будет равна:

$$S_{лф}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_s(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \tag{29}$$

Дисперсия помехи на выходе фильтра:

$$\sigma_{лф}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_n(j\omega) \left|K(j\omega)\right|^2 d\omega. \tag{30}$$

Рассмотрим величину a, представляющую собой отношение мгновенного значения полезного сигнала на входе фильтра в некоторый момент времени t, равный T, к среднеквадратическому значению выходного шума, то есть:

$$a = \frac{\left|S_{лф}(T)\right|}{\sigma_{лф}}. \tag{31}$$

С учётом (29) и (30) выражение (31) примет вид:

$$a = \frac{\left|\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_s(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega\right|}{\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_n(j\omega) \left|K(j\omega)\right|^2 d\omega}}. \tag{32}$$

Линейный фильтр, максимизирующий отношение a, является оптимальным фильтром по критерию максимума отношения сигнал-шум. Его комплексные частотные импульсные характеристики определяются по формулам:

$$K_0(j\omega) = \frac{S^S(j\omega)}{S_n(\omega)} e^{-j\omega T}, \tag{33}$$

$$h_0(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} K_0(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \qquad (34)$$

где $S^S(j\omega)$ – комплексно-сопряжённая с амплитудным спектром функция входного сигнала $S(t)$;

$S_n(\omega)$ – спектральная плотность помехи.

Если помеха $n(t)$, входящая в случайный процесс $x(t)$, представляет собой стационарный нормальный Гауссовский процесс (белый шум), то выражения (33) и (34) приводятся к виду:

$$K_0(j\omega) = kS^S(j\omega) e^{-j\omega T}, \qquad (35)$$

$$h_0(t) = kS(T - t), \qquad (36)$$

где k – некоторая постоянная величина, технический смысл которой может быть определён как коэффициент усиления радиоприёмного устройства, принимающего отражённые радиолокационные сигналы.

С технических позиций коэффициент усиления приёмного устройства – постоянная величина на определённом участке полосы пропускания. В пределах всей полосы пропускания приёмного устройства коэффициент усиления изменяется в достаточно широких пределах. Это учитывается амплитудно-частотными характеристиками радиоприёмного устройства. Поэтому спектральная плотность полезного сигнала на выходе линейного фильтра будет определяться степенью сопряжения коэффициента усиления амплитудного спектра входного сигнала, то есть:

$$S_s(\omega) = K^S \cdot S(j\omega), \qquad (38)$$

где K^S – функция, показывающая степень сопряжения (соответствия) коэффициента усиления в полосе приёмного устройства амплитудному спектру входного сигнала.

Другими словами, спектральная плотность полезного сигнала при оптимальной линейной фильтрации по критерию максимума отношения сигнал-шум определяется степенью сопряжения (соответствия) амплитудно-частотной характеристики приёмного устройства амплитудному спектру входного полезного сигнала. Сведя в одну систему уравнений выражения (27) и (38) получим:

$$\left.\begin{aligned} S_s(\omega) &= f(N_0) \\ S_s(\omega) &= K^S \cdot S(j\omega) \end{aligned}\right\}, \qquad (39)$$

получим условия оптимальной фильтрации сигналов, принятых радиоприёмным устройством.

5. Выводы

Идентификация опасных радиолокационных целей на подходах к охраняемому потенциально-опасному объекту технически сводится к оптимальной фильтрации принятых радиоприёмным устройством РЛС всех отражённых сигналов, поступающих как от опасных целей, так и целей, создающих помехи этому приёму. Условия оптимальной фильтрации характеризуются спектральной плотностью полезного сигнала на входе радиоприёмного устройства. Она определяется количеством принятых импульсных отражений от радиолокационной цели при её идентификации по критерию минимума среднего квадрата ошибки и степенью сопряжения амплитудно-частотной характеристики приёмного устройства амплитудному спектру входного полезного сигнала по критерию максимума отношения сигнал-шум.

Литература

1. Гончаренко Ю.Ю. Оценка эффективности управления чрезвычайной ситуацией / Ю.Ю. Гончаренко, Е.В. Азаренко, Ю.В. Браславский и др. // Сб. науч. тр. СНУЯЭиП. – Вып. 2 (38). – Севастополь: СНУЯЭиП, 2011. – С. 239 – 245.

2. Азаренко Е.В. Защита информации в системах мониторинга чрезвычайных ситуаций / Е.В. Азаренко, О.В. Бляшенко, М.М. Дивизинюк, В.Е. Ковач // Науково-технічний збірник «Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні». – Київ: Державна служба спеціального звуку та захисту інформації в Україні НТУУ «КПІ», 2015 – Вип. 1. (29). – С. 82 – 87.

3. Гончаренко Ю.Ю. Защита информации – как один из ключевых аспектов предотвращения чрезвычайных ситуаций / Ю.Ю. Гончаренко, Е.Е. Смычков, В.В. Рыбко // Збірник наукових праць СНУЯЕтаП. – Севастополь: СНУЯЕтаП, 2012. – Вип. 1 (41). – С. 207 – 211.

4. Гончаренко Ю.Ю. Структура контура управления информационной безопасностью предприятия / Ю.Ю. Гончаренко // Научно-практический журнал «Экономика и управление». – №5. – Симферополь: НАПКС, 2012. – С. 97 –101.

5. Широков. Ю.Ф. Основы теории радиолокационных систем. – Самара: ГАЭУ, 2012. – 128 с.

6. Бакулев П.А. Радиолокационные и радионавигационные системы / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский / Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1994. – 296 с.

7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации / Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.

8. Информационные технологии в радиотехнических системах / Учеб. пособие, 2-е изд., перераб. и доп. / Васин В.А., И.Б. Власов и др. / Под ред. И.Б. Федорова. – М. Изд. МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2004. – 768 с.

9. Азаренко Е.В. Основные требования к системе поддержки принятия решения по предотвращению чрезвычайных ситуаций в прибрежных водах / Е.В. Азаренко, Ю.Ю. Гончаренко, А.Н. Фурсенко и др. // Сб. научн. трудов СНУЯЭиП. – Вып. 2 (34). – Севастополь: СНУЯЭиП, 2010. – С. 216 – 220.

10. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем / Учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.

Надійшла 07.12.2016 р. Рецензент: д.т.н., проф. Шелест М.Є.