

СДЦ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС: 4. РЕЗЕРВЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ СИСТЕМ СДЦ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ИНТЕРВАЛОВ ЗОНДИРОВАНИЯ

Д.И. ЛЕХОВИЦКИЙ, В.П. РЯБУХА, Г.А. ЖУГА, Д.С. РАЧКОВ, Е.А. КАТЮШИН

Четвертая статья цикла статей по теории и технике нетраекторной селекции движущихся целей (СДЦ) на фоне источников пассивных помех в системах междупериодной обработки сигналов импульсных РЛС. Рассматриваются оптимальная и штатная системы междупериодной обработки импульсной РЛС 10-сантиметрового диапазона с попачечной вобуляцией интервалов зондирования, анализируются характеристики обнаружения сигналов на фоне маскирующих пассивных помех при сочетании когерентного и бинарного некогерентного накопления сигнала, оцениваются выигрыши в эффективности теоретически оптимальных систем СДЦ по сравнению со штатной системой.

Ключевые слова: пассивные помехи, импульсные РЛС, вобуляция интервалов зондирования, междупериодная обработка (МПО), селекция движущихся целей, обнаружение, стабилизация уровня ложных тревог (СУЛТ).

ВВЕДЕНИЕ

Когерентно-импульсные РЛС с **попачечной вобуляцией интервалов зондирования (ПВ ИЗ)** широко распространены как в странах дальнего зарубежья, так и в странах СНГ, в том числе в Украине. В англоязычной литературе они обычно называются “**pulsed radars with batch-to-batch staggering of pulse repetition intervals**”. Такие РЛС периодически излучают n когерентных пачек из m зондирующих радиоимпульсов каждая, образующих $M = n \cdot m$ – мерные **когерентные** пакеты зондирующих импульсов. Временные интервалы T_i (частоты $F_i = 1/T_i$) следования импульсов в i -й ($i \in 1, n$) пачке постоянны, но различны в разных пачках. Попачечную вобуляцию используют для сокращения числа зон слепых скоростей, увеличения зоны однозначного измерения радиальной скорости или дальности целей [1, 2].

В качестве типовой РЛС с **ПВ ИЗ** ниже рассматривается РЛС [3]. Систему междупериодной обработки (МПО) этой РЛС, решающую задачу селекции движущихся целей (СДЦ) в каждом элементе разрешения по дальности, будем далее называть **штатной**. Именно она ниже является основным объектом исследования.

В **штатной** системе междупериодной обработки используется неадаптивная система СДЦ в сочетании с когерентным и бинарным некогерентным накопления импульсов пакета. По структуре и параметрам она отличается от теоретически оптимальных для соответствующих условий.

К настоящему времени в связи с бурным развитием цифровой элементной базы появились реальные возможности приблизить системы СДЦ таких РЛС к оптимальным [6, 7]. Практически важны при этом оценки теоретически достижимого выигрыша за счет такого приближения, определяющие резервы совершенствования штатной системы СДЦ и его целесообразность.

Цель статьи – количественно оценить резервы совершенствования штатной системы СДЦ

РЛС с **ПВ ИЗ** для заданных моделей сигналов и помех.

Статья организована следующим образом.

В п. 1 рассматриваются особенности штатной системы МПО, в п. 2 – оптимальные системы МПО. В п. 3 аналитически и методом моделирования сравниваются характеристики обнаружения сигналов штатной и оптимальной систем МПО.

1. ШТАТНАЯ СИСТЕМА МПО КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В РЛС С ПВ ИЗ

А. Передатчик РЛС с **ПВ ИЗ** [3] периодически излучает $M = n \cdot m$ – мерные **когерентные пакеты** радиоимпульсов, составленные из $n = 4$ **пачек** по m импульсов в каждой со значениями $m = 8, 12$ или 16 в зависимости от используемого режима зондирования. Интервалы зондирования импульсов T_i в i -й ($i \in 1, 4$) пачке постоянны, но различны от пачки к пачке. В частности, для одного из режимов зондирования они равны $T_1 = 633$ мкс, $T_2 = 612$ мкс, $T_3 = 670$ мкс, $T_4 = 721$ мкс [3].

В приемнике после **внутрипериодной** обработки (согласованной фильтрации одиночных радиоимпульсов пакета) и фазового детектирования формируются комплексные амплитуды отраженных сигналов M смежных периодов зондирования (азимуты) из N элементов дальности, которые после преобразования в цифровую форму запоминаются в блоке памяти.

В нем в каждом k -м ($k \in 1, N$) элементе дальности образуется $M = n \cdot m$ – мерный вектор

$$\mathbf{u}(k) = \left\{ \mathbf{u}_i(k) \right\}_{i=1}^n = \mathbf{y}(k) + \gamma \cdot \mathbf{s}(k), \quad \gamma = 0, 1 \quad (1)$$

комплексных амплитуд шума и пассивной помехи (ПП) $\mathbf{y}(k)$ или (при $\gamma = 1$) их аддитивной смеси с полезным сигналом $\mathbf{s}(k)$, $k \in 1, N$. Вектор (**пакет**) (1) состоит из $n = 4$ **пачек** m – элементных векторов комплексных амплитуд $\mathbf{u}_i = \{u_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^m$, $i \in 1, 4$.

Сформированный в блоке памяти комплексный массив входных данных обрабатывается

штатной системой МПО (рис. 1). Междупериодная обработка разделяется на когерентную **внутрипачечную** и некогерентную бинарную **междупачечную**.

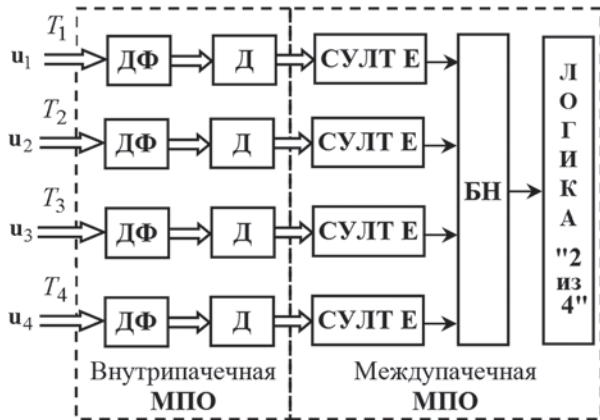


Рис. 1. Штатная система МПО (ДФ – доплеровские фильтры, Д – детекторы, БН – бинарный накопитель)

Б. На этапе **внутрипачечной МПО** (рис. 1) каждый из $n=4$ комплексных $m \times N$ -мерных входных массивов независимо обрабатывается набором из m “сглаженных” доплеровских фильтров (ДФ) с низким уровнем боковых лепестков, настроенных на частоты, равномерно расположенные на интервале $(0, F_i)$, $i \in 1, 4$.

Когерентная внутрипачечная обработка сводится к весовому суммированию (фильтрации)

$$\xi_i(v, k) = \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \mathbf{u}_i(k) = \sum_{\ell=1}^m r_{\ell}^{(i)*}(v) \cdot u_{\ell}^{(i)}(k) \quad (2)$$

элементов каждой пачки в фильтрах с импульсными характеристиками (ИХ) вида

$$\mathbf{r}_i(v) = \{r_{\ell}^{(i)}(v)\}_{\ell=1}^m = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}_i(f_v), \quad i \in 1, 4; v \in 1, m. \quad (3)$$

Здесь $\mathbf{D} = \text{diag}\{d_{\ell}\}_{\ell=1}^m$ – диагональная $m \times m$ матрица “сглаживания” с элементами d_{ℓ} на главной диагонали, зависящими от размера m пачки,

$$\mathbf{x}_i(f_v) = \exp\{(j \cdot 2\pi \cdot f_v \cdot T_i \cdot \ell)\}_{\ell=1}^m \quad (4)$$

– вектор отсчетов комплексной гармоники частотой f_v в моменты времени $\tau_{\ell} = T_i \cdot \ell$, $\ell \in 1, m$.

В соотношении (2) и далее звездочка (*) обозначает операцию эрмитового сопряжения.

Частоты настройки m фильтров i -й пачки

$$f_v = (v-1) \cdot F_i / m, \quad v \in 1, m; i \in 1, 4. \quad (5)$$

В связи с этим опорный вектор, определяющий “несглаженную” ИХ v -го фильтра равен

$$\mathbf{x}_i(f_v) = \mathbf{x}_i(v) = \exp\{(j \cdot 2\pi \cdot (v-1) \cdot \ell / m)\}_{\ell=1}^m, \quad (6)$$

и, следовательно, одинаков для всех $n=4$ пачек с разными частотами F_i следования импульсов. Поэтому при **внутрипачечной** обработке (2) каждой из пачек используется один и тот же набор из m “сглаженных” ДФ с коэффициентами “сглаживания” (окнами) d_{ℓ} А.Ф. Кукольникового [3].

На рис. 2 сплошными кривыми показаны квадраты модулей $kp(f)$ (в дБ) частотных ха-

рактеристик (ЧХ) “средних” ($v = m/2$) штатных доплеровских фильтров пачек размером $m=8$ и $m=12$. Штриховыми кривыми показаны $kp(f)$ для “несглаженных” ДФ с ИХ (6), согласованных с прямоугольной пачкой.

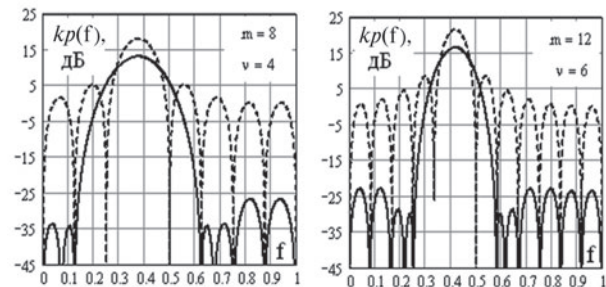


Рис. 2. Квадраты АЧХ доплеровских фильтров

Каждая из ЧХ (рис. 2) периодична с единичным периодом на нормированной частотной оси f , градуированной в долях частоты повторения F_i . Одной и той же точке f этой оси в фильтрах пачек с различными частотами повторения $F_i = 1/T_i$ соответствует различная доплеровская частота

$$f_{\partial} = f \cdot F_i, \quad i \in 1, 4. \quad (7)$$

ЧХ других штатных ДФ имеют ту же форму, но смещены по частотной оси.

Из сравнения сплошных и штриховых кривых видно, что используемые окна существенно уменьшают уровень боковых лепестков ЧХ доплеровских фильтров, но одновременно расширяют главный лепесток и уменьшают его максимальное значение. За счет этого на выходах ДФ мощность ПП (например, от местных предметов), спектр которых сосредоточен в зоне этих боковых лепестков, может быть существенно ниже, чем на выходах “несглаженных” фильтров. Поэтому для сигналов движущихся целей с доплеровскими частотами в окрестности максимумов ЧХ “сглаживание” дает выигрыш в энергетическом отношении сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ).

В штатной неадаптивной системе СДЦ “сглаживание” ИХ фильтров в условиях ПП необходимо.

Однако в зонах, свободных от ПП, “сглаживание” сопровождается потерями в отношении сигнал-шум (ОСП) из-за расширения главного лепестка ЧХ ДФ и уменьшения его уровня. Нетрудно показать, что эти потери равны

$$\delta\mu = \left(\sum_{\ell=1}^m d_{\ell} \right)^2 / \left(m \cdot \sum_{\ell=1}^m d_{\ell}^2 \right) \quad (8)$$

и, например, при $m=8$ составляют $\delta\mu = 1.32$ дБ.

Отмеченные особенности штатной внутрипачечной МПО влияют на свойства последующей междупачечной МПО и эффективность СДЦ в целом.

После когерентного накопления выходные сигналы m доплеровских фильтров каждой из $n=4$ пачек пакета детектируются и поступают в блок междупачечной МПО (рис. 1).

В. В блоке междупачечной МПО предусматривается **бинарное некогерентное** междупачечное накопление сигналов с последующим принятием решения об обнаружении (или необнаружении) цели. Для этого протектированные сигналы m доплеровских фильтров каждой из 4-х пачек сравниваются с энергетическим (первым) порогом в устройстве стабилизации уровня ложных тревог (СУЛТ Е).

Первый порог устанавливается по заданной условной вероятности ложной тревоги (ВЛТ) F_1 . При этом пачка считается обнаруженной, если она обнаруживается (превосходит первый порог) хотя бы в одном из m доплеровских фильтров. В этом случае на выходе СУЛТ Е формируется единица, в противном случае – нуль.

Количество СУЛТ Е равно количеству пачек $n = 4$ в пакете (рис. 1). Тем самым в каждом элементе разрешения по дальности на выходах 4-х СУЛТ Е получается последовательность нулей и единиц, по одному (нуль или единица) на выходе каждого СУЛТ Е.

В бинарном накопителе (БН) члены последовательности суммируются, их сумма s далее сравнивается со вторым порогом $K = 2$. Отметка о наличии цели в анализируемом импульсном объеме выдается при $s \geq K = 2$, в противном случае ($s < K$) считается, что цель отсутствует.

2. ОПТИМАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ МПО КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ГАУССОВЫХ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

А. Характеристики штатной МПО будем сравнивать с характеристиками системы МПО, в которой решение о наличии сигнала в $M = n \cdot m$ – мерном входном векторе (1)

$$\mathbf{u}(k) = \{u_\ell(k)\}_{\ell=1}^M = \{\mathbf{u}_i(k)\}_{i=1}^n \quad (9)$$

принимается по результатам сравнения с порогом квадрата модуля

$$\varsigma_\gamma = |\xi(v, k)|^2 = |\mathbf{x}^*(v) \cdot \mathbf{v}(k)|^2 \quad (10)$$

случайной величины

$$\xi(v, k) = \mathbf{x}^*(v) \cdot \mathbf{v}(k), \quad (11)$$

на выходе согласованного с сигналом с доплеровским сдвигом частоты f_v фильтра с ИХ

$$\mathbf{x}(v) = \mathbf{x}(f_v) = \exp \left\{ (j \cdot 2\pi \cdot (v-1) \cdot \ell / M) \right\}_{\ell=1}^M, \quad (12)$$

на вход которого поступает вектор

$$\mathbf{v}(k) = \Psi \cdot \mathbf{u}(k) \quad (13)$$

– результат преобразования вектора $\mathbf{u}(k)$ в фильтре с матричной импульсной характеристикой (МИХ)

$$\Psi = \Phi^{-1}, \quad (14a)$$

обратной $M \times M$ корреляционной матрице (КМ)

$$\Phi = \Phi(k) = \mathbf{y}(k) \cdot \mathbf{y}^*(k) \quad (14б)$$

междупериодных флуктуаций ПП.

Такая МПО когерентной пачки полезного сигнала на фоне **гауссова** вектора ПП оптимальна [1, 2, 6] и в гипотетической ситуации известной КМ $\Phi = \Phi(k)$ определяет верхнюю границу эффективности (в частности, по критерию Неймана – Пирсона) такой обработки. Разница между ней и эффективностью штатной системы МПО определяет верхнюю границу резервов улучшения последней.

Построенная в соответствии с (9)–(14) схема оптимальной системы МПО показана на рис. 3.

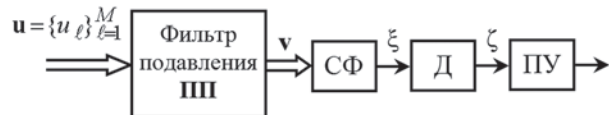


Рис. 3. Оптимальная система МПО

Она содержит последовательно соединенные оптимальный **фильтр подавления ПП** с МИХ Ψ (14a) и когерентный накопитель (**согласованный фильтр (СФ)**) импульсов пачки сигнала цели, движущейся с заданной скоростью. Квадрат модуля выходного сигнала накопителя, формируемый квадратичным детектором (Д), в пороговом устройстве (ПУ) сравнивается с порогом, после чего принимается решение о наличии или отсутствии цели в проверяемом импульсном объеме [1, 2].

При реально неизвестной доплеровской частоте сигнала используется последовательный обзор или набор из M согласованных доплеровских фильтров, перекрывающих возможный диапазон доплеровских частот сигналов целей (рис. 4).

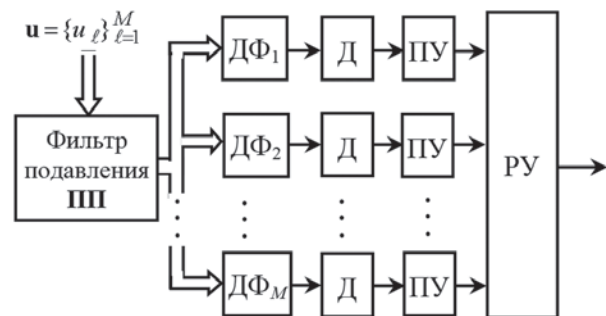


Рис. 4. Структура оптимальной системы МПО сигнала цели с неизвестной скоростью (РУ – решающее устройство)

Из сравнения рис. 1 и рис. 3 видно, что штатная система МПО отличается от оптимальной отсутствием **фильтра подавления**, использованием рассогласованных доплеровских фильтров **когерентного** междупериодного накопления **пакета** импульсов и бинарного некогерентного накопления.

3. СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ ШТАТНОЙ И ОПТИМАЛЬНОЙ СИСТЕМ МПО

3.1. Основные расчетные соотношения

А. Общепринятыми показателями качества систем МПО являются статистические характеристики обнаружения – условные вероятности

ложной тревоги (**ВЛТ**) F и правильного обнаружения (**ВПО**) D , равенствами [1, 2]

$$F = \int_{x_0}^{\infty} p_{\zeta_0}(x) dx, \quad D = \int_{x_0}^{\infty} p_{\zeta_1}(x) dx, \quad (15)$$

связанные с плотностью распределения $p_{\zeta_\gamma}(x)$ предпороговой статистики (**ППС**) ζ_γ при отсутствии ($\gamma=0$) и наличии ($\gamma=1$) сигнала на входе системы **МПО**.

К сожалению, аналитически точно определить характеристики обнаружения штатной системы **МПО** не удастся, поскольку необходимые для этого плотности распределения векторов $\xi_i = \{|\xi_i(v)|\}_{v=1}^m$, сформированных при квадратичном детектировании в общем случае произвольно коррелированных напряжений $\xi_i(v)$ на выходах доплеровских фильтров (рис. 1), неизвестны [4, 5].

Поэтому мы получим приближенные аналитические решения этой задачи в гипотетических условиях известных **КМ** гауссовых **ПП** для двух “предельных” случаев, соответствующих **независимости** (нулевой корреляции) и **полной взаимной зависимости** (единичной корреляции) выходных напряжений всех фильтров всех пачек штатной системы **МПО**. Точность таких приближений оценим далее методом математического моделирования.

Б. Выходной сигнал v -го ($v \in 1, m$) доплеровского фильтра i -й ($i \in 1, n=4$) пачки представляет собой случайную нормальную комплексную величину, квадрат модуля которой $\zeta_\gamma = |\xi_i(v)|^2$ имеет экспоненциальное распределение [1]

$$p_{\zeta_i}(x) = (\bar{\zeta})^{-1} \cdot \exp\{-x/\bar{\zeta}\}, \quad \gamma=0, 1, \quad (16)$$

полностью определяющееся одним параметром – средним значением $\bar{\zeta}_\gamma$:

$$\begin{aligned} \bar{\zeta} &= \overline{|\xi_i(v)|^2} = \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \Phi_{\gamma ii} \cdot \mathbf{r}_i(v) = \\ &= \begin{cases} \bar{\zeta}_0 = \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \Phi_{ii} \cdot \mathbf{r}_i(v), & \gamma=0, \\ \bar{\zeta}_1 = \bar{\zeta}_0(1 + \mu_i(v)), & \gamma=1. \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

Величина

$$\mu_i(v) = \bar{\zeta}_1 / \bar{\zeta}_0, \quad \bar{\zeta}_s = \bar{\zeta}_1 - \bar{\zeta}_0 \quad (18)$$

имеет очевидный смысл энергетического отношения сигнал/(помеха + шум) (**ОСПШ**) на выходе v -го фильтра i -й пачки, $\bar{\zeta}_s$ – сигнальная составляющая ζ_γ .

Для штатной системы **МПО**

$$\bar{\zeta}_s = h \cdot \left| \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \mathbf{D}_i \cdot \mathbf{x}_i(f_s) \right|^2, \quad (19)$$

где \mathbf{D}_i ($i \in 1, n$) – диагональная $m \times m$ матрица модуляции пачки при вращении антенны.

Для входного некогерентного сигнала:

$$\bar{\zeta}_s = h \cdot \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \mathbf{r}_i(v). \quad (20)$$

Выберем порог $x_{0i}(v)$ (первый порог) на выходах **квадратичных** детекторов из условия

$$x_{0i}(v) = \bar{\zeta}_0 \cdot \ln(1/F_1) = \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \Phi_{ii} \cdot \mathbf{r}_i(v) \ln(1/F_1). \quad (21)$$

В силу (15), (16) вероятность превышения порога в отсутствие сигнала, т.е. **ВЛТ** $F_i(v)$ ($v \in 1, m; i \in 1, n=4$), в этом случае одинакова для всех фильтров всех пачек и равна

$$F_i(v) = \int_{x_{0i}(v)}^{\infty} p_{\zeta_0}(x) dx = \exp\{-x_{0i}(v)/\bar{\zeta}_0\} = F_1. \quad (22)$$

В пренебрежении взаимной корреляцией помех на выходах m фильтров пачки, для **ВЛТ** F_Σ , обусловленной объединением их результатов, т.е. для вероятности превышения первого порога помехой на выходе хотя бы одного из m фильтров в любой из $n=4$ пачек, получим

$$F_\Sigma = 1 - (1 - F_1)^m \approx m \cdot F_1, \quad (23)$$

а вероятность этого события не менее, чем в двух пачках [1, с. 245]

$$F = \sum_{\ell=2}^n C_n^\ell \cdot F_\Sigma^\ell \cdot (1 - F_\Sigma)^{n-\ell} \approx C_n^2 F_\Sigma^2 = 6 \cdot F_\Sigma^2, \quad (24)$$

где C_n^ℓ – число сочетаний из $n=4$ элементов по ℓ .

Отсюда следует, что при используемой стратегии принятия решения заданная **ВЛТ** F будет обеспечена при

$$F_1 \approx m^{-1} \cdot F_\Sigma \approx m^{-1} \cdot \sqrt{F/6}. \quad (25)$$

В условиях (16) **ВПО** сигнала на выходе v -го фильтра i -й пачки [1, 2]

$$D_i(v) = \int_{x_{0i}(v)}^{\infty} p_{\zeta_1}(x) dx = \exp\left\{-\frac{x_{0i}(v)}{\bar{\zeta}_1}\right\} = F_1^{\frac{1+\mu_i(v)}{1}}. \quad (26)$$

Полагая выходные сигналы фильтров независимыми, для **ВПО** сигнала хотя бы в одном из m фильтров любой из $n=4$ пачек получим

$$D_{\Sigma i} = 1 - \prod_{v=1}^m (1 - D_i(v)). \quad (27)$$

Итоговая **ВПО** сигнала не менее чем в двух пачках равна

$$\begin{aligned} D &= 1 - \left\{ \prod_{i=1}^n (1 - D_{\Sigma i}) + \sum_{\ell=1}^n D_{\Sigma \ell} \cdot \prod_{i \neq \ell}^n (1 - D_{\Sigma i}) \right\} = \\ &= 1 - \prod_{i=1}^n (1 - D_{\Sigma i}) \cdot \left(1 + \sum_{\ell=1}^n \frac{D_{\Sigma \ell}}{(1 - D_{\Sigma \ell})} \right). \end{aligned} \quad (28)$$

Здесь первое слагаемое в фигурных скобках – вероятность пропуска цели во всех пачках, второе – вероятность обнаружения ее в одной из пачек, а их сумма – вероятность обнаружения цели менее чем в двух пачках.

В противоположной “предельной” ситуации полной взаимной зависимости (единичной корреляции) выходных сигналов всех фильтров всех пачек может использоваться подобная (26) формула

$$D = F^{(1+\mu)^{-1}}, \quad (29)$$

где $\mu = \max_{i,v} \mu_i(v)$ – максимальное по всем фильтрам значение **ОСПШ**.

Основанную на формулах (26) – (28) методику расчетов далее для краткости будем называть первой, а на формуле (29) – второй.

3.2. Результаты расчетов и моделирования

А. На рис. 5 приведены семейства характеристик обнаружения, рассчитанные по первой (а) и второй (б) методикам (п. 3.1Б), а также полученные методом математического моделирования (б). Параметром семейств служат значения относительной интенсивности **ПП** η с гауссовой **КМ** (41) при модуле коэффициента междупериодной корреляции, равном $\rho_1 = 0.99$. Пачка когерентного сигнала размера $M = 4 \cdot m = 48$ описывается первой моделью **Сверлинга**, радиальная скорость цели равна $v = 365$ м/с (1336 км/ч). Пунктирные кривые соответствуют оптимальной системе (рис. 3), сплошные кривые – штатной системе **МПО** (рис. 1).

Как следует из сравнения приведенных рисунков, для оптимальной обработки, расчет эффективности обнаружения которой не связан с учетом взаимной зависимости выходных сигналов фильтров, расчетные (рис. 5, а, б) и экспериментальные (рис. 5, б) характеристики практически совпадают, что свидетельствует о высоком качестве использованной модели.

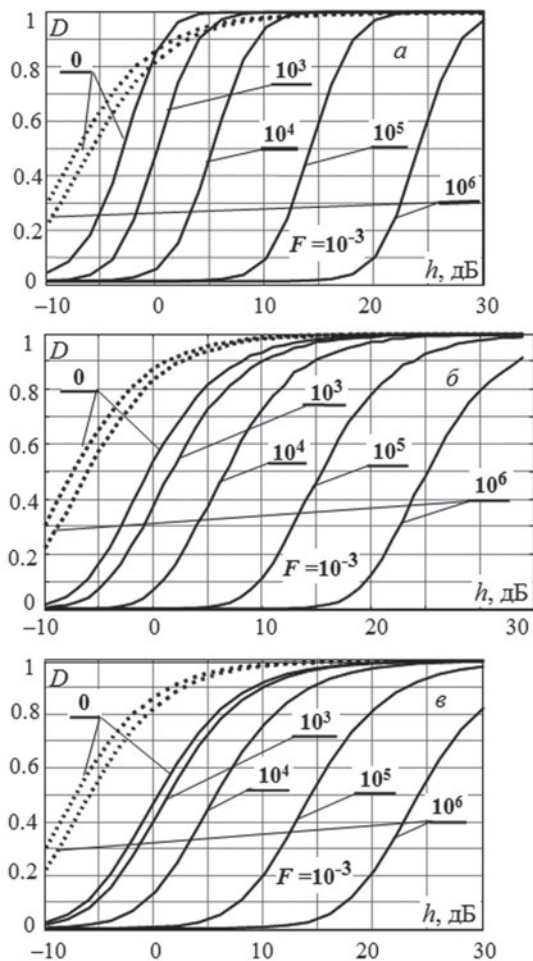


Рис. 5. Расчетные (а, б) и экспериментальные (в) характеристики обнаружения

Для штатной системы **МПО** эти характеристики (сплошные кривые) заметно отличаются. Первая методика (рис. 5, а) достаточно точна для “малых” значений **ВПО** $D \leq 0.3$, но по мере роста интенсивности сигнала h выше “порогового” значения $h_{\text{пор}}$, при котором **ВПО** $D_{\text{пор}} = D(h_{\text{пор}}) = 0.5$, дает все более завышенные значения D . Ошибки могут быть настолько большими, что рассчитанная **ВПО** штатной системы **МПО** может стать выше **ВПО** оптимальной (рис. 5, а), что невозможно и, естественно, не наблюдается в эксперименте (рис. 5, б).

Вторая методика завышает значения **ВПО** в области $D \leq 0.3$, но точнее первой в области “больших” значений $D \geq 0.7$ (рис. 5, б), так что рассчитанные на ее основе значения **ВПО** штатной системы никогда не выше потенциально достижимых при оптимальной обработке (штриховые кривые).

Тем самым первая методика, на практически важных уровнях **ВПО** $D \geq 0.5$ завышающая эффективность штатной системы, дает **нижнюю** границу теоретических **резервов** ее совершенствования (оцениваемых уровнем требуемого порогового сигнала), связанных с приближением обработки к оптимальной.

В приведенном примере эти резервы существенно зависят от относительного уровня **ПП** η и не превосходят 5 – 7 дБ вплоть до значений $\eta \leq 30$ дБ. Помеха такого уровня ниже или соизмерима с уровнем боковых лепестков **ЧХ** штатных фильтров (рис. 2), так что полезные сигналы в этих условиях маскируются практически только шумом приемника. Однако при $\eta \geq 40$ дБ рост интенсивности **ПП** сопровождается пропорциональным ростом требований к пороговому сигналу. Эта пропорциональность – следствие принципа суперпозиции, справедливого для штатных фильтров, представляющих собой линейные непараметрические системы (с постоянными параметрами, не зависящими от параметров входных воздействий). В то же время оптимальная **МПО** реализуется параметрической системой, параметры которой меняются так, что большие изменения интенсивности **ПП** на входе мало меняют уровень их остатков на выходе [6, 7]. В связи с этим **теоретические** резервы по пороговому сигналу для вполне возможных на практике значений $\eta = 40, 50$ и 60 дБ в условиях примера рис. 5, а могут достигать 10, 20 и 30 дБ соответственно.

Б. Важным показателем систем **МПО** служат статистические скоростные характеристики (**ССХ**) – зависимости **ВПО** цели от ее радиальной скорости при заданной **ВЛТ**.

На рис. 6 для условий рис. 5 показаны **ССХ** оптимальной (пунктирные кривые) и штатной (сплошные кривые) систем **МПО**, рассчитанные по первой (а) и второй (б) методикам.

В обоих случаях непериодичность и флуктуации **ССХ** порождены попачечной вобуляцией интервалов зондирования, ослабляющей эффект “слепых” скоростей.

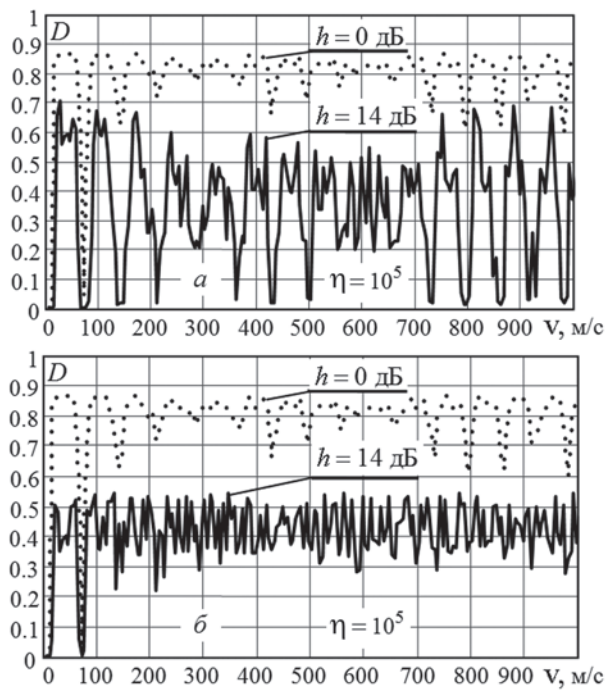


Рис. 6. ССХ оптимальной (пунктирные) и штатной (сплошные) систем МПО

Видно, что в приведенных условиях штатная МПО далека от оптимальной – даже при относительной интенсивности сигнала $h=14$ дБ она уступает оптимальной МПО при $h=0$ дБ.

В. Эффективность как оптимальной, так и штатной систем МПО существенно зависит от формы спектра (КМ) междупериодных флуктуаций ПП. Для иллюстрации этого на рис. 7 показаны полученные по первой (а) и второй (б) методикам, а также в математическом эксперименте (б) характеристики обнаружения когерентного сигнала в тех же условиях, что и на рис. 5 ($\rho_1 = 0.99$, $M = 4 \cdot m = 48$, $v = 365$ м/с), но для ПП с экспоненциальной КФ.

Видно, что в этих условиях пороговые сигналы существенно выше, чем при гауссовой КФ ПП (рис. 5), причем их рост при оптимальной обработке (штриховые кривые) значительно превосходит рост для штатной. Механизм этого явления раскрыт в [6]. Здесь мы отметим только, что из-за этого различия резервы повышения эффективности штатной системы МПО в условиях таких ПП сравнительно невелики и в рассмотренном примере при $v = 365$ м/с не превосходят 6 дБ практически независимо от интенсивности ПП.

При других скоростях цели они могут быть и несколько больше, и меньше. Их зависимость от скорости цели показана рис. 8, где для условий рис. 7 и относительной мощности ПП $\eta = 50$ дБ приведены ССХ оптимальной и штатной систем МПО, рассчитанные по первой (а) и второй (б) методике.

В отличие от ПП с гауссовой (колокольной) КФ, близкие к показанным на рис. 6 ССХ здесь получаются при существенно более высоких (на 27 дБ – для оптимальной и на 13 дБ – для штатной систем МПО) уровнях порогового сигнала.

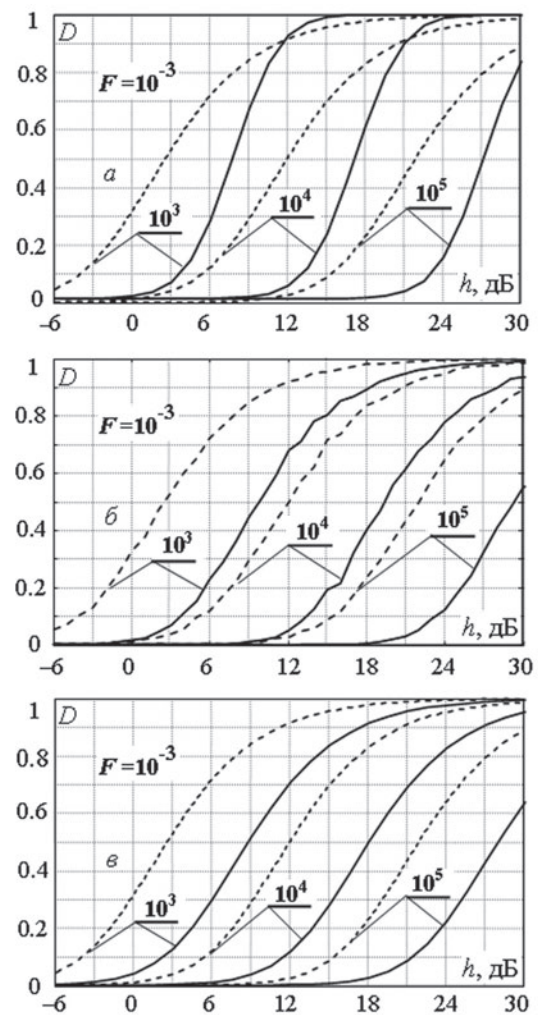


Рис. 7. Расчетные (а, в) и экспериментальные (б) характеристики обнаружения ($p=1$)

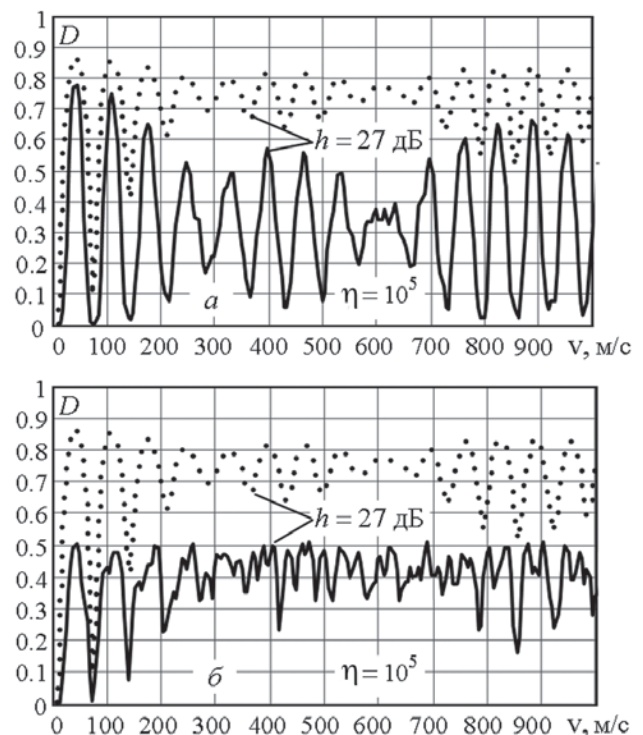


Рис. 8. ССХ оптимальной (пунктирные) и штатной (сплошные) систем МПО ($p=1$)

Г. О качестве проводки целей, радиальная скорость которых меняется в процессе полета, судят по усредненным характеристикам обнаружения

$$\overline{D(h)} = \int_0^{\infty} D(h, v) p(v) dv, \quad (30)$$

где $p(v)$ – плотность распределения радиальных скоростей цели.

На рис. 9, а для условий рис. 5, б приведены усредненные характеристики обнаружения оптимальной (пунктирные кривые) и штатной (сплошные кривые) систем МПО, полученные в математическом эксперименте. В нем ВПО определялась отношением числа обнаруженных целей (сигналы которых превысили порог, установленный по заданной ВЛТ) к общему числу $N = 3000$ целей в зоне обзора с радиальными скоростями, равномерно распределенными в интервале $v \in [0, 1000]$ м/с.

На рис. 9, б для тех же условий показаны экспериментальные характеристики обнаружения некогерентных сигналов.

Из сравнения рис. 9, а и рис. 5, б видно, что для оптимальной обработки усредненные характеристики обнаружения (рис. 9, а) мало отличаются от характеристик обнаружения цели с радиальной скоростью $v = 365$ м/с (рис. 5, б). Это связано с малой неравномерностью соответствующей ССХ (пунктирные кривые на рис. 6). Неравномерность ССХ штатной МПО (сплошные кривые на рис. 6) выше, поэтому сплошные кривые на рис. 9, а и 5, б различаются сильнее.

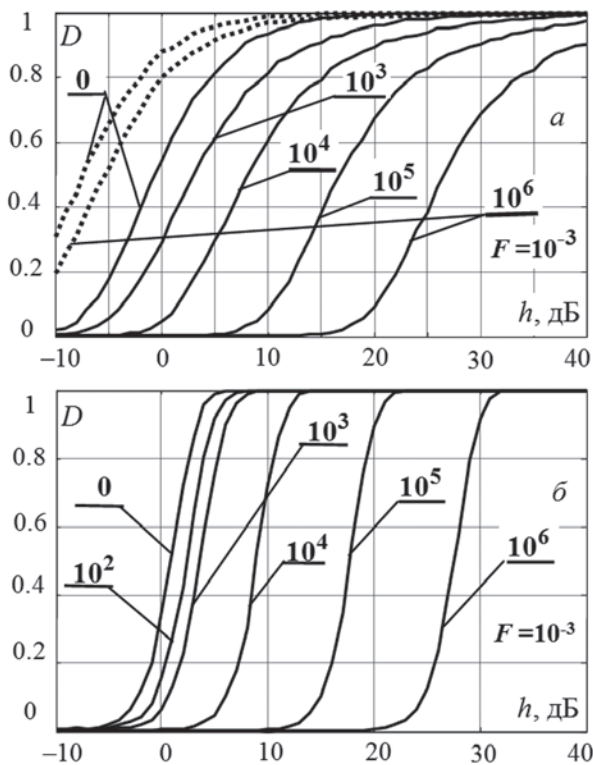


Рис. 9. Усредненные характеристики обнаружения когерентных сигналов (а) и характеристики обнаружения некогерентных сигналов (б)

Из сравнения сплошных кривых на рис. 9, а и рис. 9, б следует, что для ВПО $D \approx 0.5$ усредненный уровень пороговых когерентных сигналов близок к уровню пороговых некогерентных сигналов. Последние в связи с этим помимо самостоятельного значения могут служить и для приближенной оценки среднего по скорости уровня пороговых когерентных сигналов. Близость обусловлена тем, что КМ некогерентного сигнала совпадает с результатом усреднения (интегрирования) КМ когерентного сигнала цели, скорость которой равномерно распределена на интервале частотной периодичности. Однако такое совпадение не сопровождается точным совпадением усредненных по скорости характеристик обнаружения когерентного сигнала с характеристиками обнаружения некогерентного из-за нелинейной связи ВПО и КМ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты аналитических расчетов и математического эксперимента показывают, что имеются резервы повышения защищенности от пассивных помех РЛС с ПВ ИЗ [3]. В зависимости от интенсивности формы и ширины спектра ПП, скорости цели потери пороговых сигналов в штатной системе МПО теоретически могут быть уменьшены на 6 – 20 дБ.

Литература

- [1] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник / Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко, Д.И. Леховицкий, С.П. Лещенко и др. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
- [2] Алмазов В.Б., Белов А.А., Кокин В.Н., Рябуха В.П. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие. – Х.: ХВУ, 1996.
- [3] Май И.Д., Каспирович А.Г., Винник В.А., Донченко А.И., Мотыль В.Н., Антоненко В.Г. Радиолокационная станция 36Дб. Эксплуатация и техническое обслуживание: Учебное пособие. – Запорожье, КЭМЗ “Искра”, 2003.
- [4] Морская радиолокация / Под ред. В.И. Винокурова. – Л.: Судостроение, 1986.
- [5] Леховицкий Д.И., Кириллов И.Г., Бурковский С.И. Особенности междупериодной обработки сигналов на фоне пассивных помех в некогерентных импульсных РЛС. – Х.: Радиоелектронні і комп’ютерні системи, 2005, №2 (10).
- [6] Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Жуга Г.А. СДЦ в импульсных РЛС: 1. Физический смысл и экстремальные свойства операций оптимальной междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех – настоящий сборник.
- [7] Леховицкий Д.И. СДЦ в импульсных РЛС: Почти без формул, но с картинками. 1. Оптимальная междупериодная обработка гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех. – Х.: Прикладная радиоэлектроника, т.5, 2006, №2, с. 192 – 200.

Поступила в редколлегию 24.10.2011

Леховицкий Давид Исаакович, фото и сведения об авторе см. на с. 404.

Рябуха Вячеслав Петрович, фото и сведения об авторе см. на с. 404.

Жуга Геннадий Александрович, фото и сведения об авторе см. на с. 422.

Рачков Дмитрий Сергеевич, фото и сведения об авторе см. на с. 404.

Катюшин Евгений Анатольевич, фото и сведения об авторе см. на с. 499.

бінарного некогерентного накопичення сигналу, оцінюються вираші ефективності теоретично оптимальних систем СРЦ у порівнянні зі штатною системою.

Ключові слова: пасивні завади, імпульсні РЛС, вобуляція інтервалів зондування, міжперіодна обробка, селекція рухомих цілей, виявлення, стабілізація рівня хибних тривоги.

Л. 9. Бібліогр.: 7 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

MTD in pulse radars: 4. Reserves for MTD systems improvement in radars with batch-to-batch staggering of pulse repetition intervals / D.I. Lekhovytskyi, V.P. Ryabukha, G.A. Zhuga, D.S. Rachkov, E.A. Katyushin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. 2011. Vol. 10. № 4. — P. 500-507.

This is the fourth paper of paper series devoted to the theory and technique of non-trace moving target detection (MTD) against the background of Gaussian clutter in pulse radar interperiod processing systems. Optimal and standard systems of interperiod signal processing of a 10-cm-band pulse radar with batch-to-batch staggering of pulse repetition intervals are considered. The characteristics of signal detection against the background of masking clutter using a combination of coherent and binary noncoherent signal accumulation are analyzed. Efficiency gains of theoretically optimal MTD systems as compared with the standard one are evaluated.

Keywords: clutter, pulse radar, staggering of pulse repetition intervals, interperiod signal processing, moving target detection, detection, stabilization of false alarm rate.

Fig. 9. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.965:621.391.26

СРЦ в імпульсних РЛС: 4. Резерви вдосконалювання систем СРЦ РЛС із попачковою вобуляцією інтервалів зондування / Д.І. Леховицький, В.П. Рябуха, Г.О. Жуга, Д.С. Рачков, Є.А. Катюшин // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2011. Том 10. № 4. — С. 500-507.

Четверта стаття циклу статей з теорії й техніки не-траєкторної селекції рухомих цілей (СРЦ) на тлі джерел пасивних завад у системах міжперіодної обробки сигналів імпульсних РЛС. Розглядаються оптимальна й штатна системи міжперіодної обробки імпульсної РЛС 10-сантиметрового діапазону з попачковою вобуляцією інтервалів зондування, аналізуються характеристики виявлення сигналів на тлі пасивних маскувальних завад, при сполученні когерентного й