

СДЦ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС: 7. ОСОБЕННОСТИ МПО СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В НЕКОГЕРЕНТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС*)

Д.И. ЛЕХОВИЦКИЙ, И.Г. КИРИЛЛОВ, С.И. БУРКОВСКИЙ

Седьмая статья цикла статей по теории и технике нетраекторной селекции движущихся целей (СДЦ) на фоне источников пассивных помех в системах междупериодной обработки (МПО) сигналов импульсных РЛС. Оценены потенциальные возможности последетекторной междупериодной обработки гауссовых (до детектора) сигналов на фоне гауссовых (до детектора) помех. Проанализированы причины подавления полезных сигналов вне зоны действия помех в известных системах последетекторной МПО и способы устранения этого эффекта. Обоснованы рациональная структура и параметры адаптивных квазиоптимальных систем последетекторной МПО.

Ключевые слова: некогерентные РЛС, последетекторная междупериодная обработка, пассивные помехи, адаптация.

ВВЕДЕНИЕ

Импульсные РЛС с зондирующими сигналами со случайной начальной фазой, в которых не используются системы обеспечения когерентности импульсов пачки отраженных сигналов (в частности, когерентный (опорный) гетеродин), в силу своей простоты широко распространены на практике. В литературе их часто называют РЛС с внешней когерентностью или некогерентными (НК) РЛС [1–3].

Междупериодная обработка (МПО) сигналов на фоне пассивных помех в таких РЛС имеет специфические особенности, порождаемые случайностью начальных фаз зондирующих импульсов и, как следствие, импульсов пачки отраженных сигналов на выходе линейного тракта. Они связаны с невозможностью когерентно накопить импульсы пачки полезных сигналов точечных целей и обеспечить когерентную компенсацию помех в линейных системах междупериодной обработки с постоянными параметрами (в частности, в неадаптивных системах череспериодного вычитания (ЧПВ) различной кратности). Когерентную компенсацию помех могут обеспечить адаптивные системы МПО, параметры которых оперативно подстраиваются под каждую реализацию случайного вектора фаз зондирующих импульсов пачки [4, 5]. Такая адаптация фактически реализует хорошо известный метод “эквивалентной внутренней когерентности”, но при этом теряется простота, свойственная МПО выходных сигналов амплитудного детектора.

На сегодня “неизвестна структура статистически оптимального устройства обработки видеосигналов и не оценены ее потенциальные возможности при обнаружении целей на фоне коррелированных отражений” [3, с. 106]. К негативным особенностям таких РЛС относят и их способность “... обнаруживать движущуюся цель только тогда, когда на входе одновременно с сиг-

налом присутствует помеха” [2, с. 19] или, что эквивалентно, “...отсутствие на выходе сигналов от цели и от пассивных помех, если эти сигналы не перекрываются” [1, с. 350].

Эти достаточно прочно установившиеся представления не могут быть приняты безоговорочно и нуждаются в коррекции, а некоторые — даже в пересмотре. Так, структура статистически оптимального устройства обработки гауссовых (до детектора) сигналов на фоне гауссовых (до детектора) помех в общем случае пачек произвольного размера действительно неизвестна (точнее, исключительно сложна). Но специфические особенности такой обработки могут проясниться уже при двухэлементной пачке, для которой явное представление оптимальной предпороговой статистики (ППС) и, тем самым, структура и параметры оптимальной МПО могут быть получены.

Анализ этой ППС объясняет и причины компенсации полезных сигналов движущихся целей в зонах, свободных от пассивных помех, и возможные способы устранения этого недостатка.

Статья посвящена синтезу структуры статистически оптимальных последетекторных обнаружителей гауссовых (до детектора) сигналов на фоне гауссовых (до детектора) помех, оценке их потенциальных возможностей, анализу причин подавления полезных сигналов вне зоны действия помех в известных системах последетекторной МПО, способам ослабления или даже устранения этого эффекта, обоснованию рациональной структуры и параметров квазиоптимальных адаптивных систем последетекторной МПО.

1. ОПТИМАЛЬНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА

Оптимальная обработка предполагает сравнение с порогом монотонно возрастающей функции (как правило, логарифма) отношения правдоподобия

$$L(\mathbf{v}) = p_1(\mathbf{v})/p_0(\mathbf{v}), \quad (1)$$

*) Радіоелектронні і комп'ютерні системи. — 2005. — № 2 (10). — С. 51–57.

где числитель и знаменатель – плотности распределения M – мерного вектора пачки $\mathbf{v} = \{v_i\}_{i=1}^M$ выходных сигналов амплитудного детектора (АД) анализируемого элемента разрешения по дальности в M смежных интервалах зондирования при наличии и отсутствии полезного сигнала соответственно. Элементы v_i вектора \mathbf{v} связаны с элементами u_i вектора $\mathbf{u} = \{u_i\}_{i=1}^M$ импульсов пачки отраженных сигналов на выходе приемника (входе АД) равенствами

$$v_i = \begin{cases} |u_i|^2 & \text{– для квадратичного детектора,} \\ |u_i| & \text{– для линейного детектора.} \end{cases} \quad (2)$$

Будем полагать, что вектор $\mathbf{u} = \mathbf{u}_\gamma$ ($\gamma = 0, 1$) входных сигналов АД является комплексным гауссовым (нормальным) вектором $\mathbf{u}_\gamma \sim CN(0, \Phi_\gamma)$ с нулевым средним значением ($\overline{\mathbf{u}_\gamma} = 0$). Его статистические свойства как при отсутствии ($\gamma = 0$), так и при наличии ($\gamma = 1$) полезного сигнала полностью определяется $M \times M$ корреляционной матрицей (КМ) междупериодных флюктуаций $\Phi_\gamma = \overline{\mathbf{u}_\gamma \mathbf{u}_\gamma^*}$ вида

$$\Phi_\gamma = \left\{ f_{ij}^{(\gamma)} \right\}_{i,j=1}^M = \begin{cases} \Phi_0 = \mathbf{I} + \eta \rho, & \gamma = 0, \\ \Phi_1 = \Phi_0 + \Phi_s, & \gamma = 1, \end{cases} \quad (3)$$

где \mathbf{I} – $M \times M$ единичная КМ взаимно независимых собственных шумов M смежных интервалов зондирования с одинаковой (принятой за единицу) дисперсией (мощностью), ρ – нормированная $M \times M$ КМ междупериодных флюктуаций пассивных помех, η – их относительная интенсивность (отношение “помеха / шум” (ОПШ)), Φ_s – $M \times M$ КМ импульсов пачки полезного сигнала, черта сверху и (*) – символы статистического усреднения и эрмитового сопряжения соответственно.

Можно показать, что в этих условиях плотность распределения случайного вектора M – элементной пачки на выходе АД можно записать в виде

$$p_\gamma(\mathbf{v}) = p_\gamma(v_1, v_2, \dots, v_M) = c_\gamma J_\gamma, \quad (4)$$

где

$$c_\gamma = \pi^{-M} \det^{-1} \Phi_\gamma \cdot \begin{cases} 2^{-M} & \text{– для квадратичного детектора,} \\ \prod_{i=1}^M v_i & \text{– для линейного детектора,} \end{cases}$$

$$J_\gamma = \int_0^{2\pi} \dots \int_0^{2\pi} \exp \left\{ -\mathbf{E}^*(\varphi) \cdot \mathbf{T}_\gamma \cdot \mathbf{E}(\varphi) \right\} d\varphi_1 \dots d\varphi_M; \quad (5)$$

$$\mathbf{E}(\varphi) = \left\{ \exp(j\varphi_i) \right\}_{i=1}^M,$$

$$\mathbf{T}_\gamma = \left\{ t_{ij}^{(\gamma)} \right\}_{i=1}^M = \mathbf{L} \cdot \Psi_\gamma \cdot \mathbf{L},$$

$$\Psi_\gamma = \left\{ \psi_{ij}^{(\gamma)} \right\}_{i=1}^M = \Phi_\gamma^{-1}$$

– $M \times M$ матрица, обратная КМ(3); $\mathbf{L} = \text{diag} \{ l_i \}_{i=1}^M$ – диагональная $M \times M$ матрица с элементами $l_i = |u_i|$.

Для случаев $M \in 1, 3$ интеграл (5) равен

$$J_\gamma = 2\pi \exp \left\{ -tr \mathbf{T}_\gamma \right\} = 2\pi \exp \left\{ -\frac{l_1^2}{\sigma_{1\gamma}^2} \right\}, \quad M = 1, \quad (6)$$

$$J_\gamma = 4\pi^2 \exp \left\{ -tr \mathbf{T}_\gamma \right\} I_0 \left(2 \left| t_{12}^{(\gamma)} \right| \right), \quad M = 2, \quad (7)$$

$$J_\gamma = \exp \left\{ -tr \mathbf{T}_\gamma \right\} \times \sum_{k=2}^{\infty} I_k \left(2 \left| t_{12}^{(\gamma)} \right| \right) I_k \left(2 \left| t_{13}^{(\gamma)} \right| \right) I_k \left(2 \left| t_{23}^{(\gamma)} \right| \right), \quad M = 3, \quad (8)$$

где I_k – модифицированная функция Бесселя k -го порядка, $\sigma_{1\gamma}^2 = 1 + \eta + \gamma h$, h – относительная мощность сигнала (отношение “сигнал / шум” (ОСШ)).

Для $M > 3$ интеграл существенно усложняется и его выражение становится чрезмерно громоздким. Используя (4), (7), можно получить оптимальную предпороговую статистику $\xi = \ln(L(\mathbf{v}))$. В частности для $M = 2$ она имеет вид

$$\xi = A \cdot \left(|u_1^2| + |u_2^2| \right) + \ln I_0 \left(2 \cdot |u_1| \cdot |u_2| \cdot \left| \psi_{21}^{(1)} \right| \right) - \ln I_0 \left(2 \cdot |u_1| \cdot |u_2| \cdot \left| \psi_{21}^{(0)} \right| \right), \quad (9)$$

где A – коэффициент, зависящий от параметров сигнала и помехи.

Из (9) следует, что оптимальная обработка предполагает комбинирование операций черепериодного накопления (ЧПН) и ЧПВ, вклад которых определяется параметрами сигналов и помех. В частности, при отсутствии помех ($\eta = 0, \Phi_0 = \mathbf{I}$),

$$\psi_{21}^{(0)} = 0, \quad I_0 \left(2 \cdot |u_1| \cdot |u_2| \cdot \left| \psi_{21}^{(0)} \right| \right) = 1,$$

так что

$$\xi = A \cdot \left(|u_1^2| + |u_2^2| \right) + \ln I_0 \left(2 \cdot |u_1| \cdot |u_2| \cdot \left| \psi_{21}^{(1)} \right| \right).$$

Отсюда следует, что при отсутствии помех операции ЧПВ исключаются из оптимальной обработки, которая в этом случае предусматривает только ЧПН вида $|u_1^2| + |u_2^2|$ или $(|u_1| + |u_2|)^2$, зависящего от параметров полезного сигнала.

На рис. 1 для $M = 2$ (а) и $M = 3$ (б) показаны характеристики обнаружения оптимальных додетекторных (кривые 1, 3) и последетекторных (кривые 2, 4) систем МПО M – элементных когерентных пачек полезного сигнала цели, движущейся с оптимальной скоростью.

Кривые 1, 2 соответствуют отсутствию ($\eta = 0$), а кривые 3, 4 – наличию пассивных помех с ОПШ $\eta = 40$ (дБ), гауссовой корреляционной функцией и коэффициентом междупериодной корреляции $\rho = 0,99$. Кривая 5 соответствует сравнению с порогом выходного сигнала АД только из одного периода зондирования (отсутствию МПО). Для всех кривых вероятность ложной тревоги (ВЛТ) $F = 10^{-3}$.

Из рисунка видно, что при отсутствии помех (кривые 1, 2) эффективность оптимальной последетекторной (некогерентной) и додетек-

торной (когерентной) обработки практически совпадают.

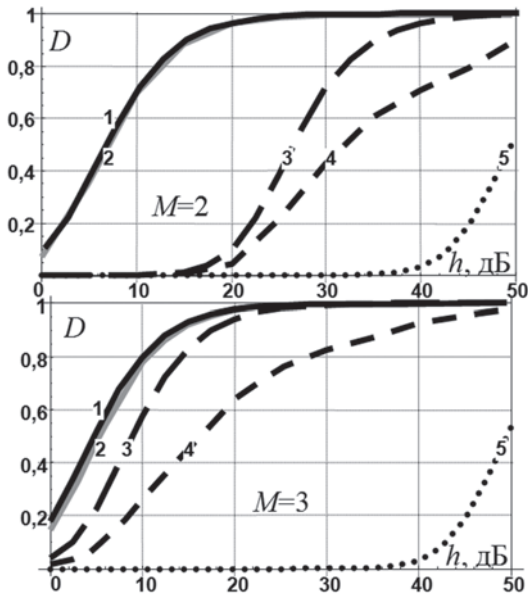


Рис. 1. Характеристики обнаружения когерентного сигнала

Этот результат физически очевиден. Действительно, в этом случае оптимальная додетекторная обработка сводится к когерентному накоплению импульсов пачки полезного сигнала, а последдетекторная — к их некогерентному накоплению. Потери последней в рассматриваемых условиях малой пачки $M \leq 3$ составляют доли дБ [4], что наглядно видно из рис. 1.

При наличии пассивных помех (кривые 3, 4) последдетекторная обработка, естественно, уступает додетекторной, поскольку утрачивается информация о фазе принимаемого сигнала. Тем не менее, ее эффективность оказывается достаточно высокой. В частности, по сравнению с отсутствием обработки ($M=1$) уже при $M=2$ требуемый уровень порогового сигнала для $D=0,5$ уменьшается примерно на 17 дБ, а при $M=3$ выигрыш в пороговом сигнале превышает 30 дБ.

Отсюда следует, что потенциальные возможности последдетекторной обработки достаточно высоки.

Однако оптимальная последдетекторная обработка становится практически нереализуемой в типичном для практики случае многоэлементных ($M \geq 3$) пачек отраженных сигналов.

Практический интерес в этих условиях представляют более простые квазиоптимальные системы последдетекторной обработки.

2. КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА

Известный вариант [3] такой обработки предполагает линейное весовое суммирование выходных сигналов АД $m < M$ смежных периодов зондирования с фиксированным вектором весов d_k ($k \in 1, m$), накопление $(M - m)$ квадра-

тов выходных сигналов весового сумматора и последующее сравнение результата с порогом. Рекомендуемые в [3] фиксированные знакочередующиеся веса d_k имеют следующие свойства: их модули симметричны относительно центрального элемента ($|d_k| = |d_{m+1-k}|$, $k \in 1, m$), а сумма равна нулю ($\sum_{k=1}^m d_k = 0$).

Первое свойство может быть оправдано только при постоянном периоде зондирования, в реальных условиях зачастую неприемлемом из-за эффекта слепых скоростей. Для его ослабления широко используется вобуляция периодов зондирования, при которой симметрия модулей весов не имеет теоретического обоснования и может оказаться далеко не лучшей по качеству подавления помех.

Второе свойство весов d_k приемлемо только при наличии мощных пассивных помех и когерентных сигналов точечных целей, движущихся со скоростями, близкими к оптимальной.

Однако при отсутствии помех именно это свойство (равенство суммы весов d_k нулю) является причиной основного недостатка таких схем — практически полного подавления полезного сигнала вне зоны помех независимо от скорости движения цели. Это связано с тем, что при любой скорости движения точечной цели амплитуды импульсов пачки полезных сигналов из m смежных периодов зондирования примерно одинаковы. Поэтому при отсутствии пассивных помех их взвешенная сумма примерно равна произведению амплитуды этих импульсов на сумму весов. При равенстве этой суммы нулю равно нулю и произведение в целом, т.е. полезный сигнал цели неизбежно подавляется.

Отсюда следует, что **причина подавления** полезного сигнала **вне зоны** пассивных помех — некогерентность РЛС, а **неоптимальность** использующихся линейных систем **последдетекторной МПО** с нулевой суммой весов (в частности, систем многократного череспериодного вычитания).

Для исключения этого эффекта должны использоваться не фиксированные, а изменяющиеся в соответствии с корреляционными свойствами помех веса, т.е. **последдетекторная** система МПО должна быть адаптивной и исключать операции череспериодного вычитания при отсутствии внешних помех.

3. АДАПТИВНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА НА ОСНОВЕ ОБЕЛЯЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Возможный вариант адаптивной системы последдетекторной междупериодной обработки показан на рис. 2 [5]. Она строится на основе обеляющего фильтра, включенного на выходе блока памяти, выполняющего функции M -отводной линии задержки (УМЗ) входных сигналов на вре-

мя между отводами, определяемое законом зондирования. Матричная импульсная характеристика обеляющего фильтра пропорциональна $M \times M$ матрице \mathbf{H}_v – сомножителю матрицы Ψ_{0v} в представлении

$$\Psi_{0v} = \mathbf{H}_v^T \cdot \mathbf{H}_v = \Phi_{0v}^{-1}, \quad \Phi_{0v} = \overline{\mathbf{v}_0 \cdot \mathbf{v}_0^T}, \quad (10)$$

где (T) – символ транспонирования. В реальных условиях априорного незнания КМ Φ_0 в ее роли выступает та или иная невырожденная матрица-оценка $\hat{\Phi}$, по которой и строится оценочная матрица $\hat{\mathbf{H}}$.

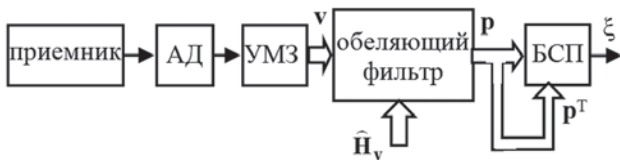


Рис. 2. Структура адаптивной системы последдетекторной МПО на основе обеляющего фильтра

Предпороговая статистика ξ , формируемая в блоке скалярного перемножения (БСП), в этом случае равна

$$\xi = \mathbf{p}^T \mathbf{p} = \sum_{i=1}^M p_i^2, \quad (11)$$

где $\mathbf{p} = (p_i)_{i=1}^M = \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{v}$ – M -мерный вектор выходных сигналов обеляющего фильтра – результат преобразования в нем M -мерного вектора \mathbf{v} выходных сигналов АД.

Эффективность последдетекторной системы МПО на основе обеляющего фильтра (рис. 2) иллюстрируется расчетным семейством кривых обнаружения $D(h)$, приведенным на рис. 3.

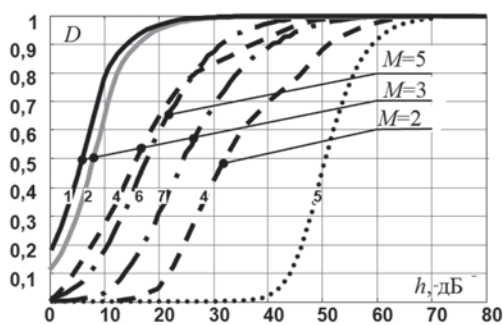


Рис. 3. Характеристики обнаружения когерентного сигнала ($F = 10^{-3}$)

Сплошные кривые 1, 2 здесь соответствуют оптимальной додетекторной обработке и обработке в схеме рис. 2 при отсутствии помех, штриховые кривые 4 – оптимальной последдетекторной обработке при $M = 2$ и $M = 3$, кривая 5 – отсутствию МПО, штрихпунктирные кривые 6 и 7 – обработке по схеме рис. 2 при $M = 3$ и $M = 5$ в гипотетических условиях точно известной матрицы (10), в той же сигнально-помеховой обстановке, что и на рис. 1.

Из рисунка видно, что в отсутствие помех адаптивная МПО рис. 2 не подавляет полезный сигнал и в рассматриваемых условиях весьма

близка по эффективности к оптимальной додетекторной обработке. Это связано с тем, что при отсутствии помех $\Phi_0 = \Psi_0 = \mathbf{H} = \mathbf{I}$, $\mathbf{p} = \mathbf{v}$, и, следовательно, обработка (11) заключается только в некогерентном накоплении выходных сигналов АД, исключающем подавление полезного сигнала.

В условиях помех (кривые 4, 6, 7) квазиоптимальная последдетекторная обработка (кривые 6, 7) уступает оптимальной, однако эффект от ее использования по сравнению с отсутствием МПО (кривая 5) достаточно велик. В частности, эффективность схемы рис. 2 при $M = 5$ практически совпадает с эффективностью существенно более сложной оптимальной последдетекторной обработки при $M = 3$.

В роли обеляющего в схеме рис. 2 могут использоваться адаптивные решетчатые фильтры (АРФ), имеющие важные практические достоинства [5, 6].

На рис. 4 в качестве примера показана осциллограмма выходного эффекта (сплошная кривая 2) схемы рис. 2 на основе АРФ при обработке реального сигнала (пунктирная кривая 1) одной из некогерентных РЛС миллиметрового диапазона при априори неизвестных статистических характеристиках помехи.

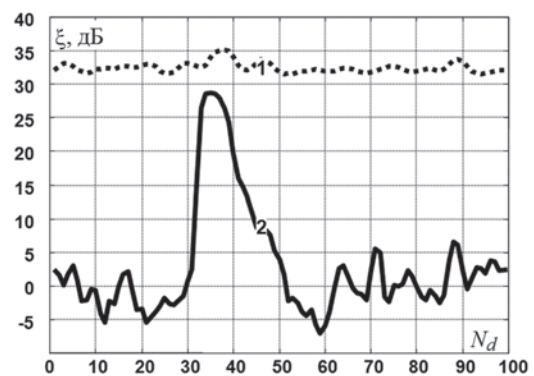


Рис. 4. Выходной эффект схемы рис. 2

В роли матрицы Φ_{v_0} использовалась оценочная корреляционная матрица вида

$$\hat{\Phi}_{v_0} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \mathbf{v}_i \cdot \mathbf{v}_i^T, \quad (12)$$

сформированная из $n/2 = 10$ M -мерных векторов \mathbf{v}_i из элементов дистанции, предшествующих элементу, проверяемому на наличие полезного сигнала, и $n/2$ аналогичных векторов из элементов дистанции, следующих за ним.

Видно, что обнаружить цель на входе схемы рис. 2 практически невозможно, тогда как на ее выходе (примерно на $N_d = 35$ -м элементе дальности) она надежно обнаруживается. Приведенные результаты натуральных экспериментов подтверждают возможность и целесообразность введения последдетекторной МПО в НК РЛС на основе АРФ.

Важным достоинством такого построения является также простота управления уровнем ложных тревог.

4. УПРАВЛЕНИЕ УРОВНЕМ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ

Такое управление возможно в случае, если плотность распределения предпороговой статистики в отсутствие сигнала не зависит от априори неизвестных статистических характеристик помех. Обеляющий фильтр не только декоррелирует помехи, но и стабилизирует их мощность, что и создает предпосылки для решения этой задачи.

Задание порога x_0 , обеспечивающего требуемый уровень вероятности ложных тревог F , возможно при известном законе распределения предпороговой статистики в отсутствие полезного сигнала. Его аналитическое отыскание применительно к схеме рис. 2 на основе АРФ, особенно в условиях (12), представляет собой исключительно сложную и к настоящему времени нерешенную задачу. Для ее решения авторами использовались большие массивы записей реальных отражений РЛС миллиметрового диапазона.

На рис. 5 показаны экспериментальные гистограммы выходного эффекта схемы рис. 2 при наличии на входе собственного шума приемника (кривая 1) и его смеси с интенсивной ($\eta \approx 30$ дБ) пассивной помехой (кривая 2).

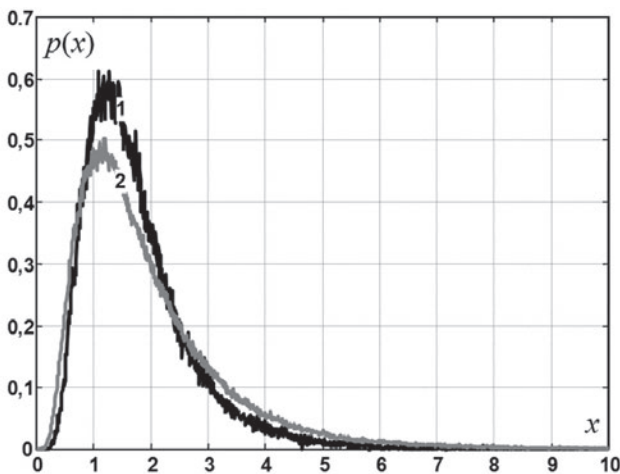


Рис. 5. Гистограммы выходного эффекта схемы рис. 2

Видно, что в обоих случаях гистограммы близки между собой, унимодальны, несимметричны и имеют затянутые “хвосты”. Известен целый ряд теоретических распределений с подобными свойствами, в частности, логнормальное и гамма распределения [7].

Анализ показал, что эмпирические гистограммы (рис. 5) с очень высокой точностью аппроксимируются логнормальным распределением вида [7, с. 129]

$$p(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{[\ln(x) - \omega]^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (13)$$

с параметрами $\omega = 0,442$; $\sigma = 0,51$ при отсутствии помех (кривая 1) и $\omega = 0,474$; $\sigma = 0,615$ при их наличии (кривая 2).

На рис. 6 для этих условий приведены зависимости значения $\mu = \lg F$ от порога x_0 , пронумерованные в соответствии с номерами гистограмм рис. 5.

Видно, что в силу упоминавшейся выше специфики схемы рис. 2, связанной с нормированием выходного эффекта, отличия кривых невелики, что позволяет практически всегда использовать один и тот же (большой) порог x_0 , рассчитанный для условий наличия внешних помех (кривая 2).

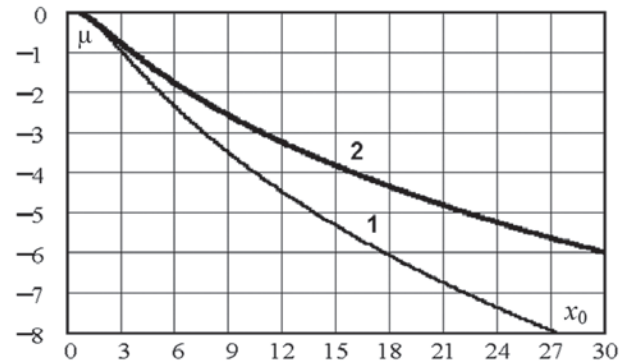


Рис. 6. Зависимость логарифма вероятности ложной тревоги от уровня порога

Такое завышение порога несущественно при их отсутствии, поскольку в этом случае отношение “сигнал / помеха + шум” оказывается большим, и вероятность правильного обнаружения будет достаточно высокой.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оптимальная последетекторная междупериодная обработка гауссовых (до детектора) сигналов на фоне гауссовых (до детектора) помех в некогерентных РЛС связана с формированием нелинейных (бесселевых) функций выходных сигналов амплитудного детектора. Такая обработка ни при каких условиях (в том числе и при отсутствии помех) не подавляет полезный сигнал, что свойственно описанным в литературе реальным НК РЛС. Показано, что эффект подавления сигнала в них обусловлен не некогерентностью РЛС, а спецификой использующихся неоптимальных последетекторных систем МПО. Их главный недостаток заключается в фиксации весовых коэффициентов МПО, сумма которых равна нулю. Это свойство весов полезно только при наличии интенсивных пассивных помех и точечных целей, движущихся с близкой к оптимальной скоростью, но недопустимо при отсутствии или малой интенсивности помех. В связи с этим практически приемлемыми являются адаптивные последетекторные системы МПО, веса которых меняются в соответствии с помеховой обстановкой. К их числу относится предложенная схема адаптивной МПО на основе обеляющего фильтра (рис. 2), функции которого могут успешно выполнять адаптивные решетчатые фильтры. Показано, что такие системы МПО

при существенно большей простоте, чем оптимальные, могут обеспечить достаточно высокую эффективность защиты некогерентных РЛС от пассивных помех.

Литература

- [1] Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г.П. Тартаковского. – М.: Сов. радио, 1963. – 424 с.
- [2] Фельдман Ю.И., Гидасов Ю.Б., Гомзин В.Н. Сопровождение движущихся целей / Под ред. Ю.И. Фельдмана. – М.: Сов. радио, 1978. – 288 с.
- [3] Морская радиолокация / Под ред. В.И. Винокурова. – Л.: Судостроение, 1986. – 256 с.
- [4] Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник // Под ред. Я. Д. Ширмана. – [Изд. 2-е, перераб. и доп.]. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
- [5] Леховицкий Д.И., Флексер П.М., Кириллов И.Г., Полишко С.В. Эффективность и особенности междупериодной обработки сигналов в некогерентных РЛС // 10-я юбил. МНК “Теория и техника передачи, приема и обработки информации”. Ч.1. – Х.: ХНУРЭ. – 2004. – С. 201 – 202.
- [6] Леховицкий Д.И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры // Радиофизика. – 1992. – Т. 35, № 9 – 10. – С. 790 – 808.
- [7] Справочник по теории вероятностей и математической статистике / В.С. Королюк, Н.И. Портенко, А.В. Скороход, А.Ф. Турбин. – М.: Наука, 1985. – 640 с.

Поступила в редколлегию 18.11.2011

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

Кириллов Игорь Германович, фото и сведения об авторе см. на с. 440.

Бурковский Сергей Иванович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник Харьковского университета Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба. Область научных интересов – обработка сигналов, моделирование боевых и сложных технических систем.



УДК 621.396.965:621.391.26

СРЦ в імпульсних РЛС: 7. Особливості МПО сигналів на тлі пасивних завад у некогерентних імпульсних РЛС / Д.І. Леховицький, І.Г. Кирилов, С.І. Бурковський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2011. Том 10. № 4. – С. 536-541.

Сьома стаття циклу статей з теорії й техніки нетраєкторної селекції рухомих цілей (СРЦ) на тлі джерел пасивних завад у системах міжпериодної обробки сигналів імпульсних РЛС. Оцінено потенційні можливості післядетекторної міжпериодної обробки (МПО) гаусових (до детектора) сигналів на тлі гаусових (до детектора) завад. Проаналізовано причини придушення корисних сигналів поза зоною дії завад у відомих системах післядетекторної МПО й способи усунення цього ефекту. Обґрунтовано раціональну структуру й параметри адаптивних квазіоптимальних систем післядетекторної МПО.

Ключові слова: некогерентні РЛС, післядетекторна міжпериодна обробка, пасивні завади, адаптація.

Л. б. Бібліогр.: 7 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

MTD in pulse radars: 7. Peculiarities of interperiod signal processing against the background of clutter in noncoherent pulse radars / D.I. Lekhovytskyi, I.G. Kirillov, S.I. Burkovskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. 2011. Vol. 10. № 4. – P. 536-541.

This is the seventh 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. The potential capabilities of after-detector interperiod processing (IPP) of Gaussian (before the detector) signals against the background of Gaussian (before the detector) clutter are evaluated. The causes of useful signal suppression outside the clutter area and ways to eliminate this effect are analyzed for the known systems of after-detector IPP. The rational structure and the parameters of adaptive quasi-optimal systems of after-detector IPP are substantiated.

Keywords: noncoherent radars, after-detector interperiod processing, clutter, adaptation.

Tab. Fig. Ref: items.