

## СДЦ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС: 8. ОСОБЕННОСТИ ЗАЩИТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС ОТ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ\*)

Б.М. ВОВШИН, Д.И.ЛЕХОВИЦКИЙ, Г.А.ЖУГА, В.В. ЛАВРУКЕВИЧ

Восьмая статья цикла статей по теории и технике нетраекторной селекции движущихся целей (СДЦ) на фоне источников пассивных помех в системах междупериодной обработки сигналов импульсных РЛС. Анализируются особенности пассивных помех (ПП) в РЛС со сверхширокополосным зондирующим сигналом. Сравняется их относительная интенсивность в узкополосных (УП) и сверхширокополосных (СШП) РЛС. Синтезируются алгоритмы оптимальной междупериодной обработки (МПО) на фоне ПП СШП сигналов, отраженных от точечной и протяженной целей. Определяются показатели качества их обнаружения и отличия скоростных характеристик систем МПО в СШП и УП РЛС.

*Ключевые слова:* сверхширокополосные РЛС, пассивные помехи, оптимальная междупериодная обработка, слепые скорости.

### ВВЕДЕНИЕ

Целесообразность внедрения СШП сигналов в РЛС часто обосновывается их высокой устойчивостью к ПП вследствие резкого уменьшения импульсного объема сигнала. Поэтому в ряде работ [1, 2] делается предположение о возможности отказа от систем СДЦ в таких РЛС. Справедливость подобных утверждений выглядит достаточно спорной, так как вопросы защиты СШП РЛС и особенности построения их систем МПО с учетом специфики применяемых зондирующих сигналов (ЗС) в известной литературе не рассмотрены. В то же время выбор того или иного способа МПО может существенно повлиять на принципы построения СШП РЛС в целом.

Статья посвящена исследованию особенностей ПП в СШП РЛС, синтезу соответствующих устройств МПО и анализу их показателей качества.

### 1. ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ИНТЕНСИВНОСТЬ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В УП И СШП РЛС

Рассмотрим особенности ПП в СШП РЛС по сравнению с традиционной РЛС. В радиолокации источниками ПП для цели, находящейся в анализируемом импульсном объеме на дальности  $R$  от РЛС, обычно выступают независимые пассивные отражатели внутри этого объема, равного

$$V_p = I_1 \cdot I_2 \cdot R^2 \cdot c \cdot \tau_n / 4, \quad (1)$$

где  $I_{1,2} = \int_{\Omega} F_{1,2}^2(\theta) \cdot \cos\theta \, d\theta$  – интегралы от квадратов нормированных ДН  $F_{1,2}(\theta)$  в двух взаимно перпендикулярных плоскостях  $\varphi_1 = 0$ ,  $\varphi_2 = \pi/2$ ,  $\tau_n$  – длительность зондирующего сигнала (ЗС),  $c$  – скорость света.

При равномерном распределении отражателей в импульсном объеме интенсивность ПП равна [1, 2]:

$$\sigma_n^2 = V_p \cdot \sigma_1^2, \quad (2)$$

где  $\sigma_1^2$  – эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) единицы объема.

\*) Радиотехника. – 2008. – №8. – С. 91–96

При фиксированных значениях  $I_1$  и  $I_2$  импульсный объем  $V_p$  и, следовательно, ЭПР ПП  $\sigma_n^2$  тем меньше, чем меньше  $\tau_n$  (больше полоса сигнала). Поэтому во многих известных работах [3, 4] справедливо полагается, что абсолютный уровень ПП в УП РЛС существенно выше, чем в СШП РЛС.

При этом энергетический параметр обнаружения при воздействии ПП равен [1, 5]:

$$q_{\text{опт}}^2 = \frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{пп}}} = \frac{q_0^2}{1 + P_{\text{пп}}/P_{\text{ш}}}, \quad (3)$$

где  $q_0^2$  – параметр обнаружения в беспомеховой ситуации;  $P_{\text{пп}}$ ,  $P_{\text{ш}}$  – мощность ПП и собственных шумов приемника соответственно.

Сравним значение (3) в УП РЛС с шириной спектра зондирующих сигналов  $\Delta f_1$ , и в СШП РЛС с шириной спектра  $\Delta f_2 = W \cdot \Delta f_1$  при  $W > 1$ . Для обоих вариантов РЛС (варианты 1 и 2 соответственно) положим одинаковыми направленными свойствами антенн, шумовую температуру приемного устройства  $T_{\text{ш}}^0$ , ЭПР цели и излучаемую импульсную мощность  $P_{\text{и}0}$ .

В этих условиях мощность принятого сигнала, пропорциональная  $P_{\text{и}0}$ , будет одинакова в обеих РЛС, но мощность собственного шума приемника для СШП РЛС в  $W$  раз выше, чем в УП РЛС. С другой стороны, если в импульсном объеме УП РЛС находится  $N$  элементарных источников ПП с интенсивностью, пропорциональной  $\sigma_n^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_{0i}^2$ , то в импульсном объеме СШП РЛС их число в  $W$  раз меньше.

Пусть ЭПР всех отражателей одинакова и равна  $\sigma_0^2$ . Тогда для варианта 1

$$q_{\text{опт}1}^2 = \frac{q_{01}^2}{1 + \alpha_{\text{п}} \cdot P_{\text{и}0} \cdot N \sigma_0^2 / P_{\text{ш}1}} = \frac{q_{01}^2}{1 + \chi_n}; \quad (4)$$

для варианта 2

$$q_{\text{опт}2}^2 = \frac{q_{01}^2 / W}{1 + \chi_n / W^2}, \quad (5)$$

где  $\alpha_{\text{П}} = P_{\text{ПП}}/P_{\text{и0}}$ ;  $\chi_n = P_{\text{ПП1}}/P_{\text{ш1}}$ . Тогда отношение

$$\gamma_{\text{отн}} = \frac{q_{\text{опт2}}^2}{q_{\text{опт1}}^2} = \frac{W \cdot (1 + \chi_n)}{W^2 + \chi_n} \quad (6)$$

характеризует выигрыш (проигрыш) СШП РЛС для параметра обнаружения в зависимости от соотношения полос ЗС при заданном значении  $\chi_n$ .

Из (6) следует, что при отсутствии ПП ( $\chi_n = 0$ ) СШП РЛС потенциально проигрывает УП РЛС. Проигрыш снижается по мере увеличения значения  $\chi_n$ , но сохраняется вплоть до  $\chi_n = W \gg 1$ , когда сравниваемые РЛС становятся эквивалентными. При дальнейшем росте  $\chi_n$  СШП РЛС выигрывает в параметре обнаружения, но этот выигрыш достигает  $W$  раз только при бесконечно интенсивной ПП ( $\chi_n \rightarrow \infty$ ).

Если зафиксировать не импульсную мощность сравниваемых РЛС, а энергию ( $\Theta_0$ ) излучаемых сигналов  $P_{\text{и02}} = W \cdot P_{\text{и01}}$ , то (4) преобразуется к виду

$$\gamma_{\text{отн}} = \frac{W \cdot (1 + \chi_n)}{W + \chi_n}. \quad (7)$$

В этом случае сравниваемые РЛС эквивалентны уже при  $\chi_n = 0$ , а при  $\chi_n = W$  СШП РЛС выигрывает в  $W/2$  раз. При бесконечно интенсивной ПП ( $\chi_n \rightarrow \infty$ ) выигрыш составит  $W$  раз.

Рассчитанные по (6), (7) зависимости  $\gamma_{\text{отн}} = f(\chi_n)$  для рассмотренных случаев фиксированных  $P_{\text{и0}}$  и  $\Theta_0$  при различных значениях  $W$  показаны на рис. 1.

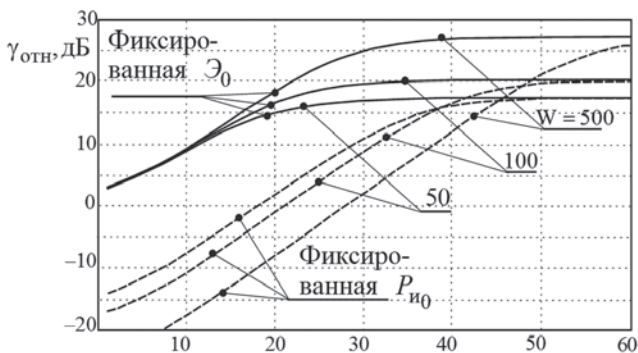


Рис. 1

Видно, что значение выигрыша в интервале  $\gamma_{\text{отн}} \in W/2, W$ , соответствующее близким к горизонтальным участкам кривых, возможно только при очень сильных помехах, особенно при фиксации  $P_{\text{и0}}$ . На наклонных участках кривых выигрыш существенно меньше и не пропорционален сокращению импульсного объема РЛС. В связи с этим возможность отказа от подавления ПП в СШП РЛС не очевидна.

## 2. ОПТИМАЛЬНАЯ МПО СШП СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

**А. Исходные соотношения, модели и допущения.** При синтезе системы МПО СШП РЛС можно рассматривать следующие виды ЗС [6]:

- короткие зондирующие радиоимпульсные (РИ) сигналы на несущей частоте  $f_0$ ;
- короткие зондирующие видеоимпульсные сигналы (ВИС) без несущей;
- многочастотные (МЧ) сигналы, образованные суммой квазигармонических УП составляющих.

Широкополосность любого из этих сигналов можно характеризовать эквивалентной длительностью импульса  $\tau_{\text{из}}$ , связанной с шириной спектра  $\Delta f_c$  равенством  $\tau_{\text{из}} = k_{\text{ф}}/\Delta f_c$ , где  $k_{\text{ф}}$  — коэффициент формы сигнала.

Будем полагать также, что

- цель в общем случае является протяженной, а в частном случае — точечной;
- отраженный от цели полезный сигнал — дружно флуктуирующая пачка импульсов, порожденных независимыми («разрешаемыми») блестящими точками (БТ) на поверхности цели;
- скорость цели  $V_{r0}$  такова, что за период повторения  $T_n$  ЗС она проходит расстояние, превышающее половину пространственной протяженности сигнала  $2 \cdot V_{r0} \cdot T_n/c \geq \tau_{\text{из}}/2$ , т.е. за время  $T_n$  цель переходит в другой элемент разрешения.

Эта модель поясняется рис. 2, на котором изображены эпюры сигналов на выходе устройства памяти системы МПО, показанного в виде  $M$  — отводной линии задержки с временным интервалом  $T_n$  между отводами, включенного на выходе устройства согласованной внутриимпульсной обработки (УВИО) СШП сигнала.

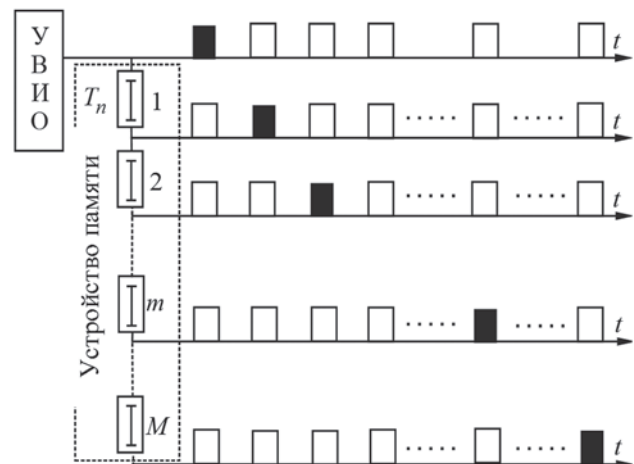


Рис. 2

Для РИ с несущей частотой оно представляет собой традиционный согласованный фильтр, для ВИС без несущей и МЧ сигналов — соответствующие УВИО, которые получены и исследованы в [7].

Незачерненные импульсы соответствуют отсчетам помехи (смеси шума и ПП), зачерненные

– отсчетам смеси помехи и полезного сигнала цели. Временной интервал между отсчетами внутри каждого периода  $\Delta t_V = 2 \cdot V_r \cdot T_n / c$ .

Модель входных воздействий системы МПО (рис. 2) имеет вид

$$\mathbf{y}_A = \mathbf{n} + A \cdot \mathbf{s}, \quad A = 1, 0, \quad (8)$$

где  $\mathbf{y}_A^T = \|\mathbf{y}_{1A}^T, \mathbf{y}_{2A}^T \dots \mathbf{y}_{MA}^T\|$  –  $M^2$  – мерный вектор, образованный  $M$  – мерными векторами  $\mathbf{y}_{iA}$ ,  $i \in 1, M$  отсчетов выходных сигналов устройства памяти в  $M$  моментов времени (в  $M$  элементах дистанции), разделенных интервалами  $\Delta t_V$ ;  $\mathbf{n} = \{\mathbf{n}_i\}_{i=1}^M$ ,  $\mathbf{s} = \{\mathbf{s}_i\}_{i=1}^M$  –  $M^2$  – мерные помеховое и сигнальное слагаемые этих отсчетов, составленные из  $M$  – мерных векторов помехи  $\mathbf{n}_i$ , и сигнала  $\mathbf{s}_i$ , в  $i$ -м ( $i \in 1, M$ ) элементе дистанции.

Векторы помехи  $\mathbf{n}_i$  полагаются случайными гауссовыми с нулевыми средними значениями ( $\overline{\mathbf{n}_i} = 0$ ) и одинаковой  $M \times M$  корреляционной матрицей (КМ)  $\Phi = \overline{\mathbf{n}_i \cdot \mathbf{n}_i^*}$ ,  $i \in 1, M$ , взаимно независимыми в этих элементах ( $\overline{\mathbf{n}_i \cdot \mathbf{n}_j^*} = 0$ ,  $i \neq j$ ;  $i, j \in M$ ). При этом КМ помехи в целом

$$\Phi_0 = \overline{\mathbf{n} \cdot \mathbf{n}^T} = \text{diag}\{\Phi\}_{i=1}^M \quad (9)$$

– блочно-диагональная  $M^2 \times M^2$  матрица с  $M \times M$  блоками  $\Phi$  на главной диагонали.

Вектор сигнала в рассматриваемой модели (рис. 2) имеет вид

$$\mathbf{s} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{s}_0, \quad (10)$$

где  $\mathbf{s}_0$  –  $M$  – мерный вектор полезного сигнала, который полагается случайным гауссовским с нулевым средним значением и  $M \times M$  КМ  $\Phi_{s_0} = \overline{\mathbf{s}_0 \cdot \mathbf{s}_0^T}$ ,  $\mathbf{T}^T = \|\mathbf{T}_1^T, \mathbf{T}_2^T \dots \mathbf{T}_M^T\|^2$  –  $M \times M$  неслучайная прямоугольная матрица «расстановки импульсов сигнала» с  $M \times M$  блоками  $\mathbf{T}_m = \mathbf{e}_m^{(M)} \cdot \mathbf{e}_m^{(M)T}$ , где  $\mathbf{e}_m^{(M)}$  –  $m$ -й столбец единичной  $M \times M$  матрицы  $\mathbf{I}_M$ .

Поэтому  $M^2 \times M^2$  КМ  $M^2$  – мерного вектора сигнала (9) равна

$$\Phi_s = \overline{\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^*} = \mathbf{T} \cdot \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{T}^T, \quad (11)$$

а анализируемый вектор входных воздействий (8) в целом является гауссовским с нулевым средним значением и КМ

$$\Phi_{y_A} = \begin{cases} \Phi_0, & A = 0, \\ \Phi_1 = \Phi_0 + \Phi_s = \Phi_0 + \mathbf{T} \cdot \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{T}^T, & A = 1. \end{cases} \quad (12)$$

**Б. Результаты синтеза оптимальной системы МПО.** В условиях (8), (9) – (12) предпороговая статистика оптимального обнаружителя может быть записана в виде [5, 8]:

$$\zeta_A = \mathbf{Y}_A^T \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{Y}_A, \quad A = 0, 1, \quad (13)$$

где  $\mathbf{L} = \Phi_0^{-1} - \Phi_1^{-1}$  – «решающая [8]» матрица обработки.

Используя формулу обращения [9], для матрицы  $\Phi_1^{-1}$  получим

$$\Phi_1^{-1} = \Phi_0^{-1} - \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T} \cdot (\mathbf{I}_M + \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{T}^T \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T})^{-1} \cdot \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{T}^T \cdot \Phi_0^{-1}. \quad (14)$$

Поэтому матрица

$$\mathbf{L} = \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T} \cdot (\mathbf{I}_M + \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{D})^{-1} \cdot \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{T}^T \cdot \Phi_0^{-1}, \quad (15)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{T}^T \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T}.$$

Учитывая вид матриц  $\mathbf{T}$  и  $\Phi_0$  в (9), получим

$$\mathbf{D} = \sum_{i=1}^M \mathbf{T}_i^T \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T}_i = \sum_{i=1}^M \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}_i^T \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}_i^T = \sum_{i=1}^M w_{ii} \cdot \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}_i^T = \text{diag}\{w_{ii}\}_{i=1}^M, \quad (16)$$

где  $w_{ii}$  –  $i$ -й диагональный элемент матрицы  $\Psi = \{w_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M = \Phi^{-1}$ .

Конкретизируем структуру решающей матрицы  $\mathbf{L}$  для рассматриваемой модели дружно флуктуирующей пачки полезного сигнала [8]:

$$\mathbf{s}_0 = \beta \cdot \mathbf{x}, \quad \Phi_{s_0} = \overline{\mathbf{s}_0 \cdot \mathbf{s}_0^T} = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T, \quad (17)$$

где  $\mathbf{x} = \{x_i\}_{i=1}^M$  –  $M$  – мерный неслучайный вектор ожидаемого сигнала с квадратом «длины»

$$\mathbf{x}^T \cdot \mathbf{x} = \sum_{i=1}^M x_i^2 = M, \quad (18)$$

$\beta$  – случайный гауссов амплитудный множитель с  $\overline{\beta} = 0$  и  $\overline{\beta^2} = \sigma_s^2$ .

В этом случае матрица в скобках первого равенства в (15) имеет вид

$$(\mathbf{I}_M + \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{D})^{-1} = (\mathbf{I}_M + \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{D})^{-1} = \mathbf{I}_M - \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{D} / (1 + \gamma_0), \quad \gamma_0 = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}, \quad (19)$$

и, следовательно,

$$(\mathbf{I}_M + \Phi_{s_0} \cdot \mathbf{D})^{-1} \cdot \Phi_{s_0} = \sigma_s^2 (\mathbf{I}_M - \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{D} / (1 + \gamma_0)) \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x} \cdot (1 - \gamma_0 / (1 + \gamma_0)) \cdot \mathbf{x}^T = (\sigma_s^2 / (1 + \gamma_0)) \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T.$$

Поэтому для решающей матрицы (15) справедливо равенство

$$\mathbf{L} = \sigma_s^2 / (1 + \gamma_0) \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{T}^T \cdot \Phi_0^{-1}, \quad (20)$$

в силу которого оптимальная предпороговая статистика с точностью до несущественного множителя может быть записана в виде

$$\zeta_A = \left| \sum_{i=1}^M \mathbf{y}_{iA}^T \cdot \Psi_i \cdot x_i \right|^2, \quad \Psi_i = \Psi \cdot \mathbf{e}_i, \quad \Psi = \Phi^{-1}. \quad (21)$$

При использовании ВИС без несущей взятие модуля в (21) не требуется.

### 3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ОПТИМАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ МПО

**А. Точечная цель.** Возможный вариант построенной в соответствии с (21) схемы оптимальной системы МПО дружно флуктуирующей пачки СШП импульсов, отраженных от точечной

цели, движущейся с известной скоростью, показан на рис. 3.

В ней выходные сигналы устройства памяти преобразуются в линейном фильтре с (матричной) импульсной характеристикой, пропорциональной матрице  $\Psi = \Phi^{-1}$ , обратной  $M \times M$  КМ помех  $M$  смежных периодов зондирования из каждого элемента дистанции. Такое преобразование, как известно, обеспечивает оптимальную компенсацию помех [10]. Включенные на выходах этого фильтра линии задержки на время  $m\bar{t}_V$ ,  $m \in 0, M-1$  совмещают во времени «сигнальные» отсчеты (зачерненные на рис. 2), которые затем когерентно накапливаются в сумматоре.

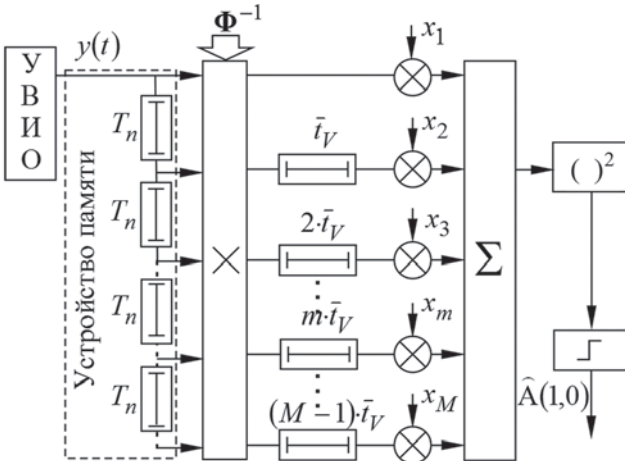


Рис. 3

Именно наличие этих задержек отличает схему на рис. 3 от хорошо известных классических схем МПО ПП гауссовских когерентных сигналов на фоне гауссовских ПП в УП РЛС [5], в которых, как правило, импульсы пачки полезных сигналов находятся в одном и том же элементе дистанции и поэтому совмещать их во времени не требуется. Квадрат накопленной суммы сравнивается с порогом, после чего принимается решение о наличии или отсутствии ожидаемого полезного сигнала в анализируемом интервале наблюдения.

**Б. Протяженная цель.** Для многоточечной цели модель анализируемой пачки на выходе устройства памяти системы МПО допускает подобное (8) представление в виде

$$y_A = n + A \cdot s, \quad A = 1, 0, \quad (22)$$

но структура матричных слагаемых здесь иная. Она поясняется рис. 4, где показаны эпюры отражений от всех БТ, перемещающихся со скоростью цели.

Временной интервал между «сигнальными» отсчетами внутри каждого периода определяется расположением БТ цели, а между отсчетами – каждой БТ в смежных периодах. Тогда, как и в условиях для рис. 2, он равен  $\Delta t_V = 2 \cdot V_r \cdot T_n / c$ .

Используя методику п. 3, можно показать, что в данном случае схема МПО на рис. 3 должна быть дополнена «блоком внутрипериодной обра-

ботки» для некогерентного (после квадратичного детектора) накопления взаимно независимых эхо-сигналов БТ (рис. 5).

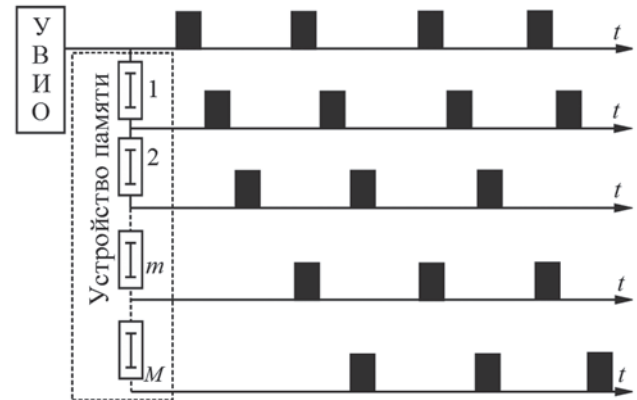


Рис. 4

Междупериодная обработка здесь предшествует внутрипериодной. Это объясняется тем, что оптимальная обработка для каждой БТ требует когерентного сложения сигналов на выходе УВ И О в  $M$  смежных периодах зондирования, а обработка  $Q$  независимых БТ – некогерентного накопления  $Q$  отсчетов от них внутри каждого периода зондирования. Такая процедура обработки протяженной цели, состоящей из независимых БТ, предложена и обоснована в [11].

#### 4. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ МПО СШП РЛС

Оценим характеристики обнаружения приведенных схем МПО на фоне ПП. Для дружно флуктуирующей (когерентной) пачки сигнала одиночной цели вероятность правильного обнаружения  $D$  связана с вероятностью ложной тревоги  $F$  равенством [5, 11, 12]

$$D = F^{1/(1+q_{\text{опт}}^2)}, \quad (23)$$

$$q_{\text{опт}}^2 = (\bar{\xi}_1 - \bar{\xi}_0) / \bar{\xi}_0. \quad (24)$$

Здесь  $q_{\text{опт}}^2$  – энергетическое отношение сигнал – (помеха + шум) (ОСПШ) на выходе линейной части схемы на рис. 3;  $\bar{\xi}_A$ ,  $A=0, 1$  – среднее значение предпороговой статистики (21) при отсутствии ( $A=0$ ) и наличии ( $A=1$ ) сигнала в смеси (8).

Нетрудно показать, что в силу (9) и свойств матрицы  $\mathbf{T}$  в (10)

$$\bar{\xi}_0 = \sum_{i=1}^M x_i \cdot \Psi_i^T \cdot \Phi \cdot \Psi_i x_i = \sum_{i=1}^M x_i^2 \cdot w_{ii} = \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}, \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_1 &= \bar{\xi}_0 + \sigma_s^2 \cdot (\mathbf{x}^T \cdot \mathbf{T}^T \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{x})^2 = \\ &= \bar{\xi}_0 + \sigma_s^2 \cdot \left( \sum_{i=1}^M x_i \cdot \mathbf{e}_i^* \cdot \Phi_0^{-1} \cdot \mathbf{e}_i \cdot x_i \right)^2 = \bar{\xi}_0 + \sigma_s^2 (\bar{\xi}_0)^2, \end{aligned} \quad (26)$$

откуда, в соответствии с (24),

$$q_{\text{опт}}^2 = \sigma_s^2 \bar{\xi}_0 = \sigma_s^2 \cdot \sum_{i=1}^M x_i^2 \cdot w_{ii}. \quad (27)$$



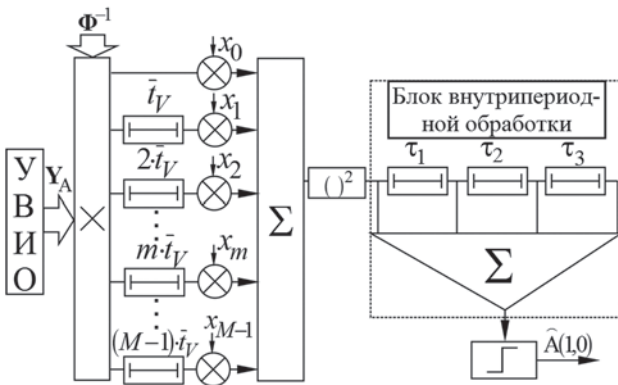


Рис. 5

Как следует из последнего равенства и (18), при отсутствии ПП, когда  $\Phi^{-1} = \mathbf{I}_M$  ( $w_{ii} = 1$ ), выходное ОСШ в  $M$  раз выше входного, что является следствием когерентного накопления  $M$  импульсов пачки, отраженной от цели с известной скоростью, на фоне белого гауссовского шума. Этот результат физически очевиден и хорошо известен из теории УП РЛС.

Равенство (27) совпадает с результатом усреднения по равномерно распределенной на интервале  $f_g \in -1/(2T_n), 1/(2T_n)$  доплеровской частоте выражения, описывающего ОСШ на выходе линейной части оптимального обнаружителя когерентной пачки полезного сигнала на фоне гауссовских ПП в УП РЛС [5, 10, 12]

$$q_{\text{опт}}^2 = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x}^* \cdot \Phi^{-1} \cdot \mathbf{x} = \sigma_s^2 \sum_{i, \ell=1}^M w_{i\ell} e^{j2\pi(i-\ell)f_g T_n}. \quad (28)$$

Это означает, что при оптимальной МПО СШП сигналов, отраженных от цели, движущейся со скоростью  $V_{r\text{min}} \geq c\tau_v/(2T_n)$ , исключается эффект «слепых» скоростей, присущий УП РЛС с постоянным интервалом зондирования. Поэтому в СШП РЛС можно обеспечить «беспровальную» по скорости проводку высокоскоростных целей без вобуляции интервалов зондирования.

Используя методику [2], можно показать также, что для СШП МЧ сигналов, состоящих из набора квазигармонических УП РИ [4], нормированная к  $\sigma_s^2$  зависимость показателя качества обнаружения от скорости имеет вид

$$K_V(\xi, \mu) = \left| 1 - e^{-j4\pi V_r T_n / \lambda_0} \sum_{m=-M/2}^{M/2} \exp\left( j \frac{4\pi m}{M} \frac{V_r T_n}{\Delta\lambda_{\text{СШП}}} \right) \right| = 1 - e^{-j2\pi\xi} \left( \frac{\sin(\pi\xi \cdot \mu)}{(\pi \cdot \xi \cdot \mu)} \right), \quad (29)$$

где  $\xi = \frac{V_r T_n}{\lambda_0 / 2}$  – путь цели за время  $T_n$ , выраженный в долях половины длины волны на центральной частоте спектра МЧ сигнала;  $\mu = \lambda_0 / \Delta\lambda_{\text{СШП}}$  – его параметр широкополосности;  $\Delta\lambda_{\text{СШП}} = c/\Delta f_c$  – длина волны, соответствующая ширине полосы МЧ сигнала. Так, при  $\mu \rightarrow 0$  (УП сигнал)  $K_V(\xi, 0) \rightarrow 1 - e^{-j2\pi\xi}$  и при целых  $\xi$   $K_V(\xi, 0) = 0$ , что соответствует «слепой» скорости цели в УП РЛС [12].

При  $\mu > 0$  (СШП РЛС) из-за модулирующего множителя в (29)  $K_V(\xi, \mu) \neq 0$  при любых произвольных  $\xi$ , что соответствует отсутствию эффекта «слепых» скоростей. Эффект сглаживания скоростной характеристики иллюстрируют расчетные кривые на рис. 6. В пределе для МЧ сигналов при  $\mu \rightarrow 2$  скоростная характеристика приближается к «беспровальной», соответствующей применению ВИС без несущей при скоростях целей  $V_{r\text{min}} > \ell_0 / (2T_n)$ , где  $\ell_0$  – пространственная протяженность ВИС.

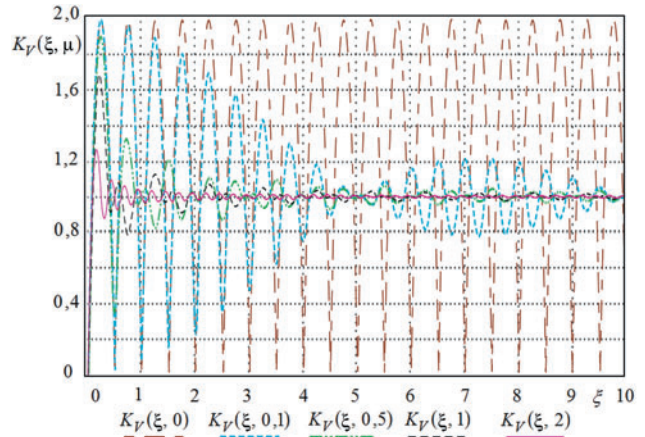


Рис. 6

Отметим, что сглаживание скоростной характеристики в системе МПО СШП РЛС аналогично сглаживанию изрезанности их зоны видимости на малых углах места, рассмотренному в [13]. В обоих случаях полностью или частично устраняется влияние интерференционных множителей, порожденных наложением гармонических колебаний.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оценены энергетические характеристики пассивных помех в импульсных СШП РЛС и обоснована необходимость применения и в импульсных СШП РЛС устройств МПО сигналов для ослабления влияния пассивных помех.

Синтезированы оптимальные системы МПО пачки дружно флуктуирующих (когерентных) СШП сигналов в условиях, когда за период зондирования цель пролетает путь, превышающий размеры элемента разрешения по дальности. Показано, что в этих условиях оптимальная МПО точечной цели на фоне гауссовых ПП сводится к сравнению с порогом квадрата результата когерентного накопления выходных сигналов фильтров, максимизирующих отношение сигнал – (помеха + шум) во всех элементах разрешения по дальности.

Показано, что пороговый сигнал синтезированного устройства МПО пачки в различных элементах дистанции совпадает с усредненным по всем скоростям значением порогового сигнала системы МПО когерентной пачки импульсов полезного сигнала в одном и том же элементе

дистанции УП РЛС. В связи с этим в СШП РЛС для целей, движущихся со скоростями, **превышающими скорость «неперекрывтия»** импульсов пачки, отсутствует эффект «слепых скоростей».

#### Литература.

- [1] *Skolnik M.I.* Radar Handbook. — Boston: Artech House 1989.
- [2] *Фельдман Ю.Н., Гидасов Ю.Б., Гомзин В.Н.* Сопровождение движущихся целей. — М: Сов. радио, 1987.
- [3] *Ultra — Wideband Radar Technology.* Edited by *James D Taylor*, CRC Press., Boca Raton, London, NY. 2000.
- [4] *Ширман Я.Д., Алмазов В.Б., Голиков В.Н., Гомозов В.И.* О первых отечественных исследованиях по сверхширокополосной радиолокации. — Радиотехника и электроника, 1991, № 1.
- [5] *Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С. и др.* Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. *Я.Д. Ширмана.* - М. Радиотехника, 2007.
- [6] *Вовшин Б.М.* Особенности радиолокационного наблюдения целей при использовании СШП сигналов с пространственно-временным и частотным разносом. В сб.: Тезисы докладов ЮНТК ЦНИИ р'ЭС - М.: 1996.
- [7] *Вовшин Б.М.* Безынерционный обзор пространства сверхширокополосными радиолокационными сигналами. — Антенны, 2006, вып. 7(110).
- [8] *Вудворт Ф.М.* Теория вероятностей и теория информации с применением в радиолокации. — М.: Сов. радио. 1955.
- [9] *Беллман Р.* Введение в теорию матриц. М.: Наука, 1968.
- [10] *Леховицкий Д.И.* СДЦ в импульсных РЛС: почти без формул, но с картинками. 1. Оптимальная междупериодная обработка гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех. — Прикладная радиоэлектроника, 2006. т.5, №2.
- [11] *Vovshin B.* UBS radars with the orthogonal range signal. Proc. on IRS, 2007, Germany.
- [12] *Бакулев П.А., Степин В.М.* Методы и устройства селекции движущихся целей. — М.: Радио и связь, 1986.
- [13] *Вовшин Б.М., Савкин М.А., Свердлов Б.Г.* Дальность действия и зоны видимости сверхширокополосных РЛС. Радиотехника, 2008, №2.

Поступила в редколлегию 29.11.2011



**Вовшин Борис Михайлович**, доктор технических наук, профессор, научный руководитель ЦНТИ «Элерон» (г. Москва). Область научных интересов: радиолокационные системы, пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех, адаптивные антенные решетки.

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

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



**Лаврукевич Владимир Владимирович**, ведущий специалист ЦНТИ «Элерон» (г. Москва). Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в радиотехнических системах различного назначения.

УДК 621.396.965:621.391.26

**СРЦ в импульсных РЛС: 8. Особенности защиты пассивных перешкод в надширокополосных РЛС** / Б.М. Вовшин, Д.И. Леховицкий, Г.О. Жуга, В.В. Лаврукевич // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2011. Том 10. № 4. — С. 542-547.

Десята стаття циклу статей з теорії й техніки нетраекторної селекції рухомих цілей (СРЦ) на тлі джерел пасивних перешкод у системах міжпериодної обробки сигналів імпульсних РЛС. Аналізуються особливості пасивних завад у РЛС з понадширокополосним зондувальним сигналом. Порівнюється їх відносна інтенсивність в вузькосмугових (ВС) і понадширокополосних (ПШС) РЛС. Синтезуються алгоритми оптимальної міжпериодної обробки (МПО) на тлі пасивних завад ПШС сигналів, відбитих від точкової й протяжної цілей. Визначаються показники якості їх виявлення й відмінності швидкісних характеристик систем МПО у ПШС і ВС РЛС.

*Ключові слова:* понадширокополосні РЛС, пасивні завади, оптимальна міжпериодна обробка, «сліпі» швидкості.

Л. 6. Бібліогр.: 13 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

**MTD in pulse radars: 8. Clutter protection features of ultrawideband radars** / B.M. Vovshin, D.I. Lekhovytskyi, G.A. Zhuga, V.V. Lavrukevich // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. 2011. Vol. 10. № 4. — P. 542-547.

This is the eighth 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. Under consideration are features of clutters in radars with a ultra-wide-band ranging signal. Their relative intensity in narrow-band (NB) and ultrawide-band (UWB) radars are compared. Algorithms of optimal interperiod processing (IPP) through clutter of UWB signals reflected from point and extended targets are synthesized. Quality indices of their detection and differences of speed characteristics of IPP systems in UWB and NB radars are determined.

*Keywords:* ultrawideband radars, clutter, optimal interperiod signal processing, blind speeds.

Fig. 6. Ref: 13 items.