

## РЕЗЕРВЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ СИСТЕМ СДЦ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ИНТЕРВАЛОВ ЗОНДИРОВАНИЯ

Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, Г. А. Жуга,  
Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина 14, НДЦ ИИРЭСТ  
Тел. (057) 702-11-38, e-mail: [rvp@kture.kharkov.ua](mailto:rvp@kture.kharkov.ua)

The distinctions of the optimal system of interperiod processing (IPP) of Gaussian coherent signals on the background of Gaussian clutters from the standard IPP system of the pulse 10 centimeter-band radar with the sounding intervals bundlewise wobulation are considered. The potential reserves, expediency and promising directions of IPP systems of such radars perfection are estimated on this basis.

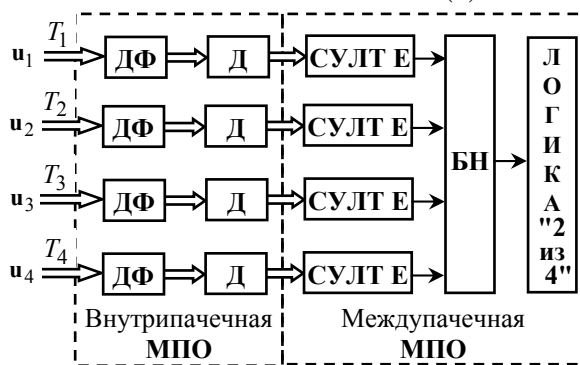
**Введение.** В практике радиолокации широко распространены когерентно-импульсные РЛС с **попачечной wobуляцией интервалов зондирования (ПВ ИЗ)**. Системы междупериодной обработки (МПО), реализующие нетраекторную СДЦ на фоне пассивных помех (ПП), в них, как правило, разрабатывались в период, когда важные рекомендации теории было трудно реализовать на практике из-за ограниченных возможностей элементной базы. К настоящему времени в связи с бурным развитием цифровой техники эти возможности существенно расширились. Поэтому важно оценить имеющиеся резервы повышения эффективности систем МПО. В данной работе они оцениваются путем сравнения эффективности оптимальной и **штатной** обработки, под которой понимается система МПО РЛС 10 – сантиметрового диапазона с **ПВ ИЗ** [1].

**1. Особенности штатной системы МПО сигналов на фоне ПП в РЛС с ПВ ИЗ.** Передатчик РЛС с **ПВ ИЗ** [1] 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 приемнике после внутрипериодной обработки (согласованной фильтрации одиночных радиоимпульсов пакета) и фазового детектирования формируются комплексные амплитуды отраженных сигналов  $M$  смежных периодов зондирования (азимутов) 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 формируется  $M = n \cdot m$  – мерный вектор (**пакет**)

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

комплексных амплитуд шума и пассивной помехи (ПП)  $\mathbf{y}(k)$  или (при  $\gamma = 1$ ) их аддитивная смесь с полезным сигналом  $\mathbf{s}(k)$ ,  $k \in 1, N$ . Он состоит из  $n = 4$  **пачек**  $m$  – элементных векторов комплексных амплитуд



$\mathbf{u}_i = \{ u_\ell^{(i)} \}_{\ell=1}^m$ .

Сформированный в блоке памяти комплексный массив входных данных обрабатывается штатной системой МПО (рис. 1). Междупериодная обработка в ней разделяется на когерентную **внутрипачечную** и некогерентную бинарную **междупачечную**.

На этапе внутрипачечной МПО (рис. 1) каждый из  $n = 4$  комплексных  $m \times N$  – мерных входных массивов независимо обрабатывается набором из  $m$

Рис. 1. Штатная система МПО

(ДФ – доплеровские фильтры, Д – детекторы, БН – бинарный накопитель)

“сглаженных” доплеровских фильтров (**ДФ**) с низким уровнем боковых лепестков, настроенных на частоты, равномерно расположенные на интервале  $(0, F_i)$ ,  $i \in 1, 4$ .

При этом **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**), определяемыми весовыми векторами вида

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

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

$$\mathbf{x}_i(f_v) = \exp\{j2\pi f_v T_i \ell\}_{\ell=1}^m \quad (4)$$

–  $m$ -мерный вектор отсчетов комплексной гармоники частотой  $f_v$  в моменты времени  $\tau_\ell = T_i \cdot \ell$ ,  $\ell \in 1, m$ . В (2) и далее звездочка (\*) обозначает эрмитово сопряжение.

На рис. 2 сплошными кривыми показаны квадраты модулей  $\text{кр}(f)$  (в дБ) частотных характеристик (**ЧХ**) “средних” ( $v = m/2$ ) штатных доплеровских фильтров пачек размером  $m = 8$  и  $m = 12$ . Для сравнения штриховыми линиями показаны значения  $\text{кр}(f)$  для “несглаженных” **ДФ** с **ИХ** (4), т.е. для согласованных фильтров. Из сравнения сплошных

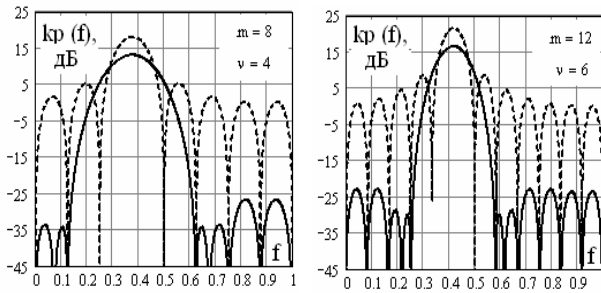


Рис. 2. Квадраты АЧХ доплеровских фильтров

и штриховых кривых видно, что окна **А. Ф. Кукольницкого** 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 является необходимостью в условиях **ПП**. В зонах, свободных от **ПП**, “сглаживание” сопровождается потерями в отношении сигнал-шум (**ОСШ**) из-за расширения главного лепестка **ЧХ ДФ** и уменьшения его уровня.

В блоке междупачечной **МПО** (рис. 1) реализуется **бинарное некогерентное** междупачечное накопление сигналов с последующим принятием решения об обнаружении (или необнаружении) цели по логике “ $K$  из  $n$ ”, в частности, “2 из 4”.

**2. Оптимальные системы МПО.** Оптимальная линейная обработка  $M = n \cdot m$  – мерного когерентного пакета радиоимпульсов на фоне гауссовых **ПП** сводится к весовому суммированию вида [2]:

$$\xi(v, k) = \mathbf{r}^*(v) \cdot \mathbf{u}(k) = \sum_{\ell=1}^M r_\ell^*(v) \cdot u_\ell(k), \quad (5)$$

где

$$\mathbf{r}(v) = \Psi \cdot \mathbf{x}(v) \quad (6)$$

– весовой вектор, определяющий  $M$ -мерную **ИХ** оптимального фильтра;  $\Psi = \Phi^{-1}$  –  $M \times M$  матрица, обратная корреляционной матрице (**КМ**)  $\Phi$  междупериодных флуктуаций **ПП** на входе системы **МПО**;

С учетом (6) соотношение (5) можно представить в виде:

$$\xi(v, k) = \mathbf{x}^*(v) \cdot \Psi^* \cdot \mathbf{u}(k). \quad (7)$$

Предпороговая статистика обнаружения (достаточная статистика)  $\zeta_\gamma$  представляет собой модуль или квадрат модуля весовой суммы (7):

$$\zeta_\gamma = |\xi(v, k)|^2 = |\mathbf{x}^*(v) \cdot \Psi^* \cdot \mathbf{u}(k)|^2. \quad (8)$$

На рис. 3 показана соответствующая (8) структура оптимального обнаружителя  $M$ -мерного когерентного пакета радиопульсов на фоне **ПП** при известной доплеровской частоте сигнала (фиксированном значении  $f_v$ ).



Рис. 3. Структура оптимального обнаружителя

(**СУЛТ Е**), после чего принимается решение о наличии или отсутствии цели в проверяемом импульсном объеме [2].

Таким образом, отличие оптимальной системы **МПО** от штатной заключается в использовании не разделяющейся на внутри – и междупачечную (совместной) обработки на основе оптимального **фильтра подавления** и **согласованных** ("несглаженных") доплеровских фильтров **когерентного** междупериодного накопления **пакета** импульсов.

**3. Сравнение эффективности штатной и оптимальной систем МПО.** При расчете характеристик обнаружения штатной системы **МПО** необходимо учитывать, что выходные напряжения доплеровских фильтров в общем случае коррелированы. В "предельной" ситуации единичной корреляции выходных сигналов всех фильтров всех пачек для вероятности правильного обнаружения (**ВПО**)  $D$  может использоваться формула

$$D = F^{(1+\mu)^{-1}}, \quad (9)$$

где  $\mu = \max_{i,v} \mu_i(v)$  – максимальное по всем фильтрам значение **ОСПШ**. Аналогичная формула справедлива и для оптимальной **МПО**, но под  $\mu$  должно пониматься **ОСПШ** на выходе согласованного фильтра.

На рис. 4 приведены семейства характеристик обнаружения, рассчитанные по (9) (рис. 4, *а, в*) и полученные математическим моделированием (рис. 4, *б, г*). Параметром семейств служат значения относительной (по отношению к уровню собственного шума приемника) интенсивности **ПП**  $\eta$  с гауссовой (рис. 4, *а, б*) или экспоненциальной (рис. 4, *в, г*) **КМ** с модулем коэффициента междупериодной корреляции, равным  $\rho_1 = 0.99$ . Пачка когерентного сигнала размера  $M = 4 \cdot m = 48$  описывается первой моделью Сверлинга, радиальная скорость цели равна  $v = 365$  м/с (1336 км/ч). Штриховые кривые соответствуют оптимальной системе (рис. 3), сплошные кривые – штатной системе **МПО** (рис. 1).

Как видно из рис. 4, *а, б*, выигрыш оптимальной **МПО** по сравнению со штатной в пороговом сигнале для гауссовой **КМ ПП** существенно зависит от относительного уровня **ПП**  $\eta$  и не превосходит 5 – 7 дБ вплоть до значений  $\eta \leq 30$  дБ. Помеха такого уровня ниже или соизмерима с уровнем боковых лепестков **ЧХ** штатных фильтров (см. рис. 2), так что полезные сигналы в этих условиях маскируются практически только шумом приемника. Однако при  $\eta \geq 40$  дБ рост **ПП** сопровождается пропорциональным ростом требований к пороговому сигналу. Эта пропорциональность – следствие постоянства параметров штатных фильтров.

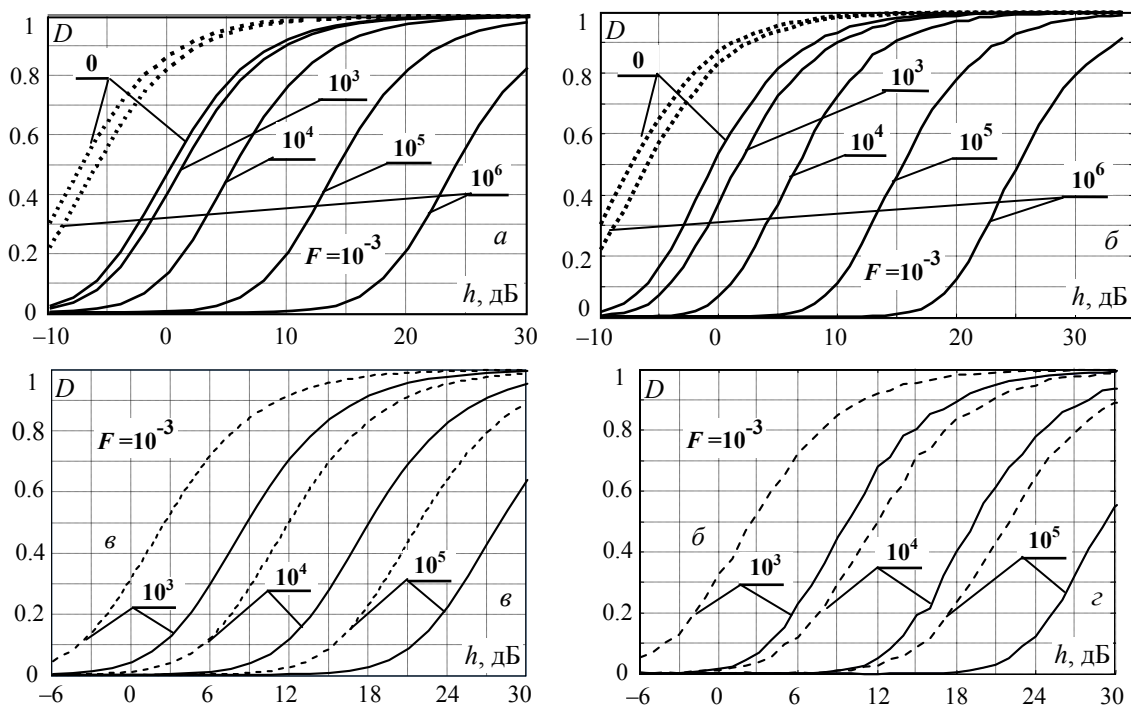


Рис. 4. Расчетные ( $a, v$ ) и экспериментальные ( $b, z$ ) характеристики обнаружения когерентных сигналов на фоне ПП с гауссовой ( $a, b$ ) и экспоненциальной ( $v, z$ ) КМ

Оптимальная МПО реализуется параметрической системой, параметры которой зависят от КМ помех и меняются так, что большие изменения интенсивности ПП на входе мало меняют уровень их остатков на выходе. В связи с этим **теоретические** резервы по пороговому сигналу для вполне возможных на практике значений  $\eta = 40, 50$  и  $60$  дБ в условиях рассматриваемого примера могут достигать  $10, 20$  и  $30$  дБ соответственно. Для экспоненциальной КМ ПП (рис. 4,  $v, z$ ) резервы не превосходят  $6$  дБ практически независимо от интенсивности ПП.

**Заключение.** Результаты расчетов и математического моделирования показывают, что имеются резервы повышения защищенности от пассивных помех РЛС с ПВ ИЗ. В зависимости от вида КМ и интенсивности ПП резервы пороговых сигналов в рассмотренных условиях могут достигать от  $6$  до  $20\text{--}30$  дБ. Эти резервы соответствуют (практически нереализуемой) оптимальной обработке и поэтому характеризуют лишь границы, к которым можно приблизиться, но нельзя превзойти в реальных условиях априори неизвестных статистических характеристик помех.

#### Литература

1. Май И. Д., Каспирович А. Г., Винник В. А., Донченко А. И., Мотыль В. Н., Антоненко В. Г. Радиолокационная станция ЗБДб. Эксплуатация и техническое обслуживание: Учебное пособие. – Запорожье, КЭМЗ "Искра", 2003.
2. 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.