

УДК 621.396.96

С.В. Полішко

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

## АНАЛІЗ СПОСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ МІЖПЕРІОДНОЇ ОБРОБКИ ІМПУЛЬСНИХ РЛС

Проводиться короткий аналіз недосконалості систем міжперіодної обробки (МПО) на основі неадаптивних пристроїв черезперіодної компенсації завад (ЧПК), пропонуються шляхи їх модернізації з метою покращення якості МПО.

**Ключові слова:** міжперіодна обробка, черезперіодне віднімання, пасивні завади, компенсація, амплітудно-частотна характеристика.

### Вступ

Аналіз літератури і постановка задачі. Однією із важливих задач імпульсних РЛС є виявлення корисних сигналів, відбитих від цілей, що рухаються з довільними швидкостями, в умовах пасивних завад різного фізичного походження. В багатьох випадках вона вирішується шляхом використання швидкісних відмінностей між джерелом завади і ціллю в системах МПО. Різновидом останніх є компенсаційні системи, які містять ЧПК (інакше – гребінчасті фільтри подавлення завад – ГФП) різної кратності і накопичувачі (когерентні або некогерентні) імпульсів пачки корисного сигналу на їх виході.

Однак основною особливістю таких систем являється сталість положення і форми «провалів» амплітудно-швидкісної характеристики ГФП. У зв'язку з цим, вони мають суттєвий розрив порівняно з потенційними можливостями МПО і для них характерні наступні недоліки [1]:

1. В режимі постійного періоду зондування  $T \approx \text{const}$  для нефлюктуючих або слабкофлюктуючих сигналів цілей із «сліпими» радіальними швидкостями  $V_r = V_{r \text{ нє.}}$ , кратними  $V_{r \text{ нє.}}$ , ГФП не покращує, а погіршує вхідне енергетичне відношення сигнал / (завада + шум) (ВСЗШ).

2. В режимі вобуляції періоду зондування ГФП має невинувато великі втрати у ВСЗШ для цілей з «оптимальними» (для постійного  $T$ ) радіальними швидкостями  $V_r = V_{r \text{ ітò}}$ , розміщеними в околиці середини інтервалу між «сліпими» швидкостями.

3. При будь-якому режимі зондування ГФП не забезпечує «надзавадову видимість» навіть потужних сигналів, відбитих від цілей з близькою до нульової радіальною швидкістю  $V_r = V_{r0} \approx 0$ . Сигнали таких цілей можуть бути невиявленими і в областях зони обзору, в яких пасивна завада мала або навіть відсутня.

**Мета статті:** обґрунтування деяких напрямків технічної модернізації існуючих систем багатократ-

ної ЧПК з метою послаблення вказаних недоліків і приближення їх до теоретично оптимальних.

### Основний матеріал

Основна увага в роботі приділяється обробці з ЧПК різної кратності пачкових когерентних сигналів на фоні апріорі відомих пасивних завад (ПЗ), розподілених по гаусівському закону, які володіють гаусівським спектром міжперіодних флюктуацій. Обробка складається з послідовних етапів компенсації ПЗ в ЧПК і накопичення когерентного корисного сигналу в некогерентному накопичувачі (НН). При цьому розглядаються ЧПК з кратністю компенсації  $\hat{E}$  менше ширини пачки сигналу  $\hat{I}$ , що визначається шириною діаграми спрямованості антени, швидкістю обертання антени і періодом слідування зондуючих імпульсів. Для розрахунків в якості вихідних величин використовуються технічні дані, характерні для багатьох посадочних радіолокаторів дециметрового діапазону.

На відміну від багатьох робіт, де основний акцент робиться на енергетичні характеристики, аналіз ефективності системи МПО, що досліджується в статті, проводиться на основі статистичних характеристик, отриманих шляхом математичного моделювання, перевіреного точним теоретичним рішенням.

А. Спрощена схема системи МПО сигналів, що досліджується, представлена на рис. 1.

Вона включена на виході підсилювача проміжної частоти (ППЧ), узгодженого з зондуючим сигналом приймача, містить гребінчастий фільтр подавлення пасивних завад і накопичувач (в даному випадку некогерентний (НН)) імпульсів пачки вихідних сигналів ГФП, підключений до входу порогового пристрою (ППр).

Тут ГФП виконано за схемою трикратного черезперіодного віднімання і складається з трьох паралельно-послідовних сходинок віднімання вхідних сигналів суміжних періодів зондування, суміщених за часом за допомогою пристроїв пам'яті ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub>, ПП<sub>3</sub> (линій затримки з відводами через часові інтер-

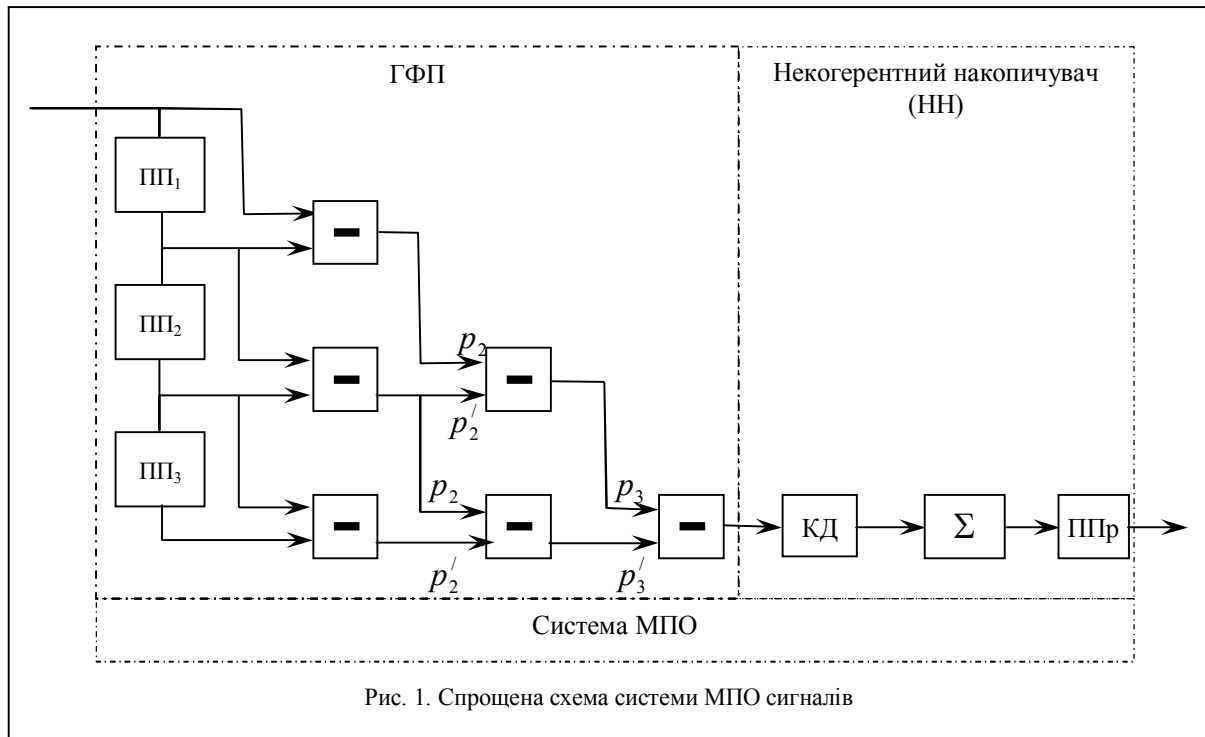


Рис. 1. Спрощена схема системи МПО сигналів

вали, узгодженні із законом зондування). Некогерентний накопичувач містить квадратичний детектор і суматор імпульсів пачки, відбитих сигналів кожного елемента розрізнення за дальністю.

Б. Для даної системи МПО на основі одно-, двох-, трьохкратного ЧПК, шляхом математичного моделювання тут і далі були отримані відповідні характеристики виявлення. Моделювання проводилося із припущень, що вхідними впливами, системи МПО, що аналізується являються М-мірні вектори (пачки)

$$\mathbf{u}_\gamma = \left\{ u_\ell(\gamma) \right\}_{\ell=1}^M = \mathbf{y} + \gamma \cdot \mathbf{s}, \quad \gamma = 0, 1 \quad (1)$$

комплексних амплітуд коливаль, прийнятих в М суміжних періодах зондування (для оглядових РЛС – в М суміжних азимутальних напрямках) із кожного елемента розрізнення за дальністю, суміщених за часом в ПП<sub>ін</sub>. Ці вектори являють собою адитивну суміш незалежних М-вимірних векторів (пачок) комплексних амплітуд завади  $\mathbf{y} = \{y_\ell\}_{\ell=1}^M$  і, можливо, корисного сигналу  $\mathbf{s} = \{s_\ell\}_{\ell=1}^M$  (при  $\gamma = 1$ ).

При цьому М – вимірний вектор завади  $\mathbf{y} = \{y_\ell\}_{\ell=1}^M$  – комплексний нормальний вектор з нульовим середнім і кореляційною матрицею  $\hat{\mathbf{r}}$ , тобто

$$\mathbf{y} \sim \text{CN}(0, \hat{\mathbf{r}}), \quad \overline{\mathbf{y}} = 0, \quad \overline{\mathbf{y} \cdot \mathbf{y}^*} = \hat{\mathbf{r}}. \quad (2)$$

Тут (\*) і риска зверху – символи ермітового спряження (комплексного спряження та транспонування) і статистичного усереднення, відповідно. М – вимірний вектор когерентної пачки корисного сигналу  $\mathbf{s} = \{s_\ell\}_{\ell=1}^M$  має такий вигляд:

$$\mathbf{s} = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}(f_s); \quad \mathbf{c} \sim \text{CN}(0, \sigma_s^2); \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{s}} = \overline{\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^*} = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x}(f_s) \cdot \mathbf{x}^*(f_s),$$

де

$$\mathbf{x}(f_s) = \{x_\ell(f_s)\}_{\ell=1}^M, \quad x_\ell(f_s) = d_\ell \cdot \exp\{j \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot T_\ell\}, \quad (4)$$

$$d_\ell \leq 1, \quad f_s = 2 \cdot V_r / \lambda -$$

невипадковий М – вимірний вектор амплітудно-фазового розподілу нефлюктуючого сигналу з доплерівською частотою  $f_s$  від точкової цілі, що рухається з радіальною швидкістю  $V_r$ ,  $T_\ell$  – часовий інтервал між  $\ell$ -м і першим імпульсом пачки,  $\lambda$  – довжина хвилі.

Так як сигнал і завада взаємно незалежні величини, М – вимірний вектор аналізуємої суміші (1) в умовах (2), (3) є

$$\mathbf{u}_\gamma \sim \text{CN}(0, \hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{u}}) \quad \hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{u}} = \overline{\mathbf{u}_\gamma \cdot \mathbf{u}_\gamma^*} \quad \text{і}$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{u}} = \begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_0 = \hat{\mathbf{r}} & \gamma = 0, \\ \hat{\mathbf{r}}_1 = \hat{\mathbf{r}}_0 + \sigma_s^2 \mathbf{x}(f_s) \cdot \mathbf{x}^*(f_s), & \gamma = 1. \end{cases} \quad (5)$$

В. На рис. 2 показані характеристики виявлення, що відповідають обробці сигналу (3) в одно-, двох-, трьохкратному ЧПК (рис. 1).

Характеристики виявлення (ХВ) побудовані при значенні імовірності хибної тривоги (ІХТ)  $F = 10^{-3}$ , відношенні завада/шум  $\eta = 40$  дБ, коефіцієнти кореляції міжперіодних флуктуацій завади  $\rho = 0,99$ . Суцільні криві відповідають обробці сигналу з  $T_\ell = \text{const}$ ,  $M = 8$ , відбитого від цілі, що рухається із швидкістю  $V_r = V_{r \hat{\tau} \hat{\delta}}$ . Штрихові криві –

той же сигнал, але відносна часова розстановка між імпульсами  $T_\ell$  при цьому дорівнює  $T_1 = 0,8$ ,  $T_2 = 1,058$ ,  $T_3 = 1,142$ ,  $T_4 = 1,019$ ,  $T_5 = 1$ ,  $T_6 = 0,8473$ ,  $T_7 = 0,9607$ .

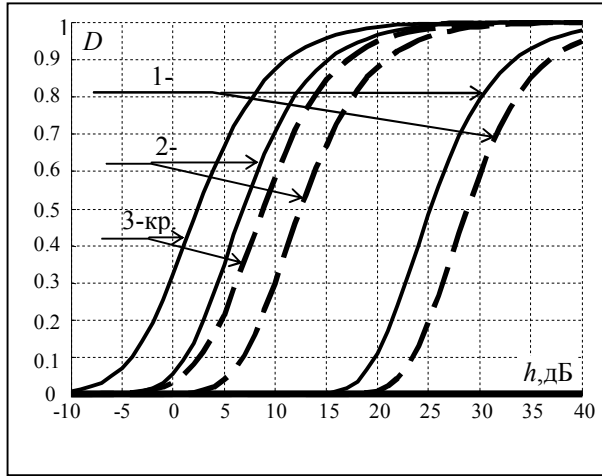


Рис. 2. Характеристики виявлення

Відзначимо, що швидкість руху цілі залишилась попередньою, тобто  $V_r = V_{r \text{ відб}}$  для сигналу без вобуляції. З рисунка видно, що значення імовірності правильного виявлення  $D = 0,9$  досягається при перевищенні значення сигналу над шумом на 33 дБ, 16 дБ, 11 дБ для схем 1-но, 2-х, 3-кратного ЧПК, відповідно. Із введенням вобуляції якість виявлення різко погіршується і рівень втрат порівняно з обробкою періодичного сигналу складає  $\sim 4$  дБ, 6 дБ, 7 дБ для аналогічних ЧПК.

При умовах, що відносяться до суцільних кривих, дані результати для вказаної схеми ЧПК являються теоретично найкращими (потенційними) і як видно, будуть погіршуватись, виходячи із приведе-

них вище недоліків, у випадку відхилення від цих умов. Для усунення або послаблення вказаних недоліків необхідна модернізація системи МПО.

Зупинимося послідовно на способах подолання деяких із них [2]:

1. При збереженні постійного періоду зондування єдиним способом послаблення ефекту «сліпих» швидкостей є багаточастотна робота. Однак реалізація способу суттєво ускладнює приймально-передавальний тракт РЛС і на етапі первинної модернізації є недоцільною.

Простіше і достатньо надійно цей ефект послабляється використанням режиму вобуляції періоду зондування.

2. Властивий режиму другий недолік фізично обумовлений різницею потужностей коливань ( $p_i, p_i'$ , рис. 1) на входах віднімаючого пристрою сходенок (наступних після першої ГФП), які при постійному періоді зондування однакові. Різниця потужностей збільшує рівень завади на виході ГФП порівняно з її рівнем при відсутності вобуляції. Звідси витікає, що для послаблення недоліку необхідно забезпечити постійність потужності завади на виході першої сходинки ГФП в кожному періоді зондування [3]. Схема відповідної системи ГФП показана на рис. 3.

На виході першої сходинки ГФП введено пристрій нормування потужності завад (ПНПЗ), що забезпечує їх рівність на входах віднімаючого пристрою другої сходинки ГФП.

На рис. 4 зображено аналогічне рис. 2 сімейство кривих виявлення при характерних для нього умовах, але таке, що відповідає схемі рис. 3.

З рисунка видно, що у випадку сигналу без вобуляції для забезпечення  $D = 0,9$  порогові значення

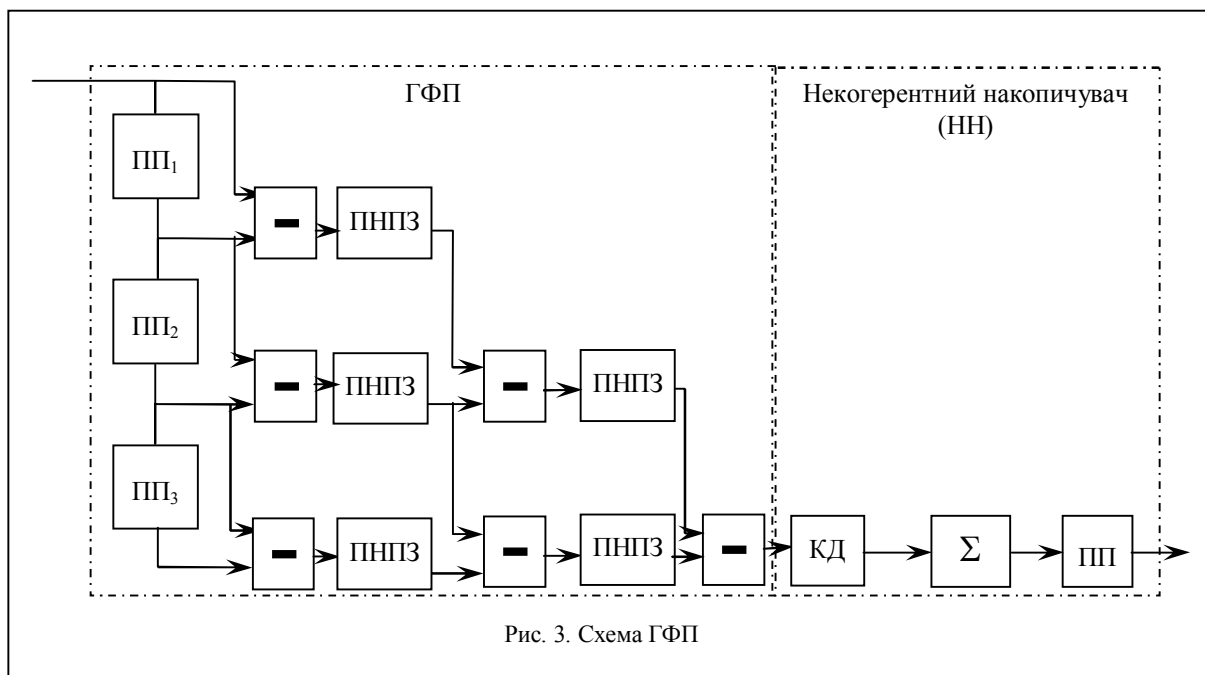


Рис. 3. Схема ГФП

відношення сигнал / шум  $h$  повинні залишитися попередніми – 33 дБ, 16 дБ, 11 дБ для тих же схем. В той же час рівень втрат, пов'язаний із введенням вобуляції, зменшився і складає  $\approx 1,5$  дБ, 2,5 дБ, 3 дБ, 3 дБ для схем з 1-но, 2-х, 3-х, 4-кратними ЧПК, відповідно. Порівняння рис. 4 і 2 показує, що введення ПНПЗ при відсутності вобуляції практично не впливає на якість обробки, але при її наявності помітно покращує її.

Схема рис. 3 не усуває недолік схеми (рис. 1) – неможливість виявлення нефлюктуючих (слабофлюктуючих) за амплітудою від періоду до періоду корисних сигналів цілей з близькою до нульової радіальною швидкістю ( $V_r \approx 0$ ).

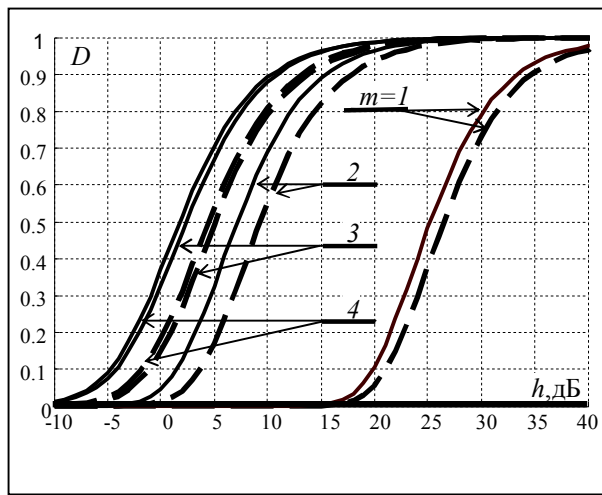


Рис. 4. Сімейство кривих виявлення

Такі сигнали практично повністю компенсуються в сходинах ГФП, тоді як ступінь подавлення завад може бути суттєво меншою. За рахунок цього значення  $q_{\hat{a}\hat{\delta}}$  на виході ГФП може бути малим ( $q_{\hat{a}\hat{\delta}} \approx 0$ ) не тільки при малих, але і при великих значеннях  $q_{\hat{a}\hat{\delta}}$  на його вході (виході приймача). Тобто, невиявленими будуть не тільки слабкі ( $q_{\hat{a}\hat{\delta}} < 1$ ), але і сильні (з «надзавадовою видимістю»,  $q_{\hat{a}\hat{\delta}} > 1$ ) сигнали цілей з  $V_r \approx 0$ .

#### АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС

С.В. Полишко

*Проводится краткий анализ несовершенства используемых систем междупериодной обработки на основе неадаптивных устройств черезпериодной компенсации помех, предлагаются пути их модернизации с целью улучшения качества междупериодной обработки.*

**Ключевые слова:** междупериодная обработка, черезпериодное вычитание, пассивные помехи, компенсация, амплитудно-частотная характеристика.

#### SOME METHODS EFFECTIVENESS INCREASE OF PULSE RADARS SYSTEMS

S.V. Polishko

*Lead shot analysis imperfection of use systems of inter-period signal processing which are on basis nonadaptive facility of over-period compensation clutter. Propose ways them of modernization in order to conditioning of inter-period signal processing.*

**Keywords:** inter-period signal processing, over-period compensation, passive clutters, compensation clutter, amplitude-frequency behavior.

#### ВИСНОВКИ

В обох ситуаціях корисні сигнали цілей не виявляються як схемою рис. 1, так і схемою рис. 3, хоча в умовах  $q_{\hat{a}\hat{\delta}} > 1$  вони могли б бути впевнено виявлені безпосередньо на вході ГФП (виході приймача).

Звідси випливає, що для виявлення сигналів з «надзавадовою видимістю» ( $q_{\hat{a}\hat{\delta}} > 1$ ) від цілей з довольною (в тому числі нульовою) радіальною швидкістю (для усунення третього недоліку МПО) в накопичувачі повинні накопичуватись не тільки вихідні, але й вхідні сигнали ГФП. Останні, однак, не повинні маскувати ефект роботи ГФП, тому вони повинні бути вирівняні за потужністю з залишками завад на його виході.

Схема «нормованного ГФП (НГФП)», яка реалізує ці вимоги, і її робота розкриті в наступних статтях за даною тематикою.

#### Список літератури

1. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

2. Леховицкий Д.И. Потенциальные возможности и особенности междупериодной компенсации авторегрессионных пассивных помех / Д.И. Леховицкий, В.И. Зарицкий // Сборник трудов войсковой части 11520. – 1989. – С. 54-58.

3. Леховицкий Д.И. Перспективные направления технической модернизации систем междупериодной обработки сигналов импульсных РЛС УВД / Д.И. Леховицкий, В.И. Зарицкий, И.Г. Кириллов и др. // Труды МРФ-2002. Ч. 1. – X, 2002. – С. 138-140.

Надійшла до редколегії 13.04.2009

**Рецензент:** д-р техн. наук проф. Д.І. Леховицький, Харківський національний технічний університет радіоелектроніки, Харків.