

УДК 621.396.96

С.В. Полішко, В.В. Романенко, В.О. Храпчинський

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

НАПРЯМКИ МОДЕРНІЗАЦІЇ НЕАДАПТИВНИХ СИСТЕМ МІЖПЕРІОДНОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ДЛЯ ДЕЯКИХ РТС РОЗВІДКИ ПОВІТРЯНИХ ЦІЛЕЙ

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. Радіотехнічні системи розвідки повітряних цілей, зокрема імпульсні РЛС, виконують важливу задачу 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 міжперіодної обробки (МПО). Різновидністю останніх являються компенсаційні системи МПО, які містять ЧПК або 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 МПО являється сталість положень і форми «провалів» амплітудно-швидкісної характеристики (АШХ) 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 слабо флюктуючих сигналів цілей із «сліпими» радіальними швидкостями $V_r = V_{r \text{ сл.}}$, кратними $V_{r \text{ сл.}}$, ГФП не покращує, а погіршує вхідне енергетичне відношення сигнал / (завада + шум) (ВСЗШ).

2. В режимі вобуляції періоду зондування ГФП має не виправдано великі втрати у ВСЗШ для цілей з «оптимальними» (для постійного T) радіальними швидкостями $V_r = V_{r \text{ опт}}$, розміщеними в околиці центра 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 радіальної швидкості $V_r = V_{r0} \approx 0$. 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 багатократною ЧПК з метою послаблення вказаних недоліків і прибиження цих систем до теоретично оптимальних.

Основний матеріал

Основна увага в роботі приділяється обробці в ЧПК різної кратності пачкових когерентних сигналів на фоні апріорі відомих пасивних завад (ПЗ), розподілених по гаусівському закону, які володіють гаусівським спектром міжперіодних флуктуацій. 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 K менше ширини пачки сигналу M , що визначається шириною діаграми спрямованості антени (ДСА), 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 даній статті, проводиться на основі статистичних характеристик, отриманих шляхом математичного моделювання, перевіреного по точним теоретичним рішенням.

А. Спрощена схема досліджуваної системи міжперіодної обробки (МПО) сигналів показана 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 ПП₁, ПП₂, ПП₃ (лінії затримки з відводами через часові інтервали, узгодженні із законом зондування). Некогерентний накопичувач містить квадратичний детектор (КД) і суматор імпульсів пачки, відбитих сигналів кожного елемента розрізнення за дальністю.

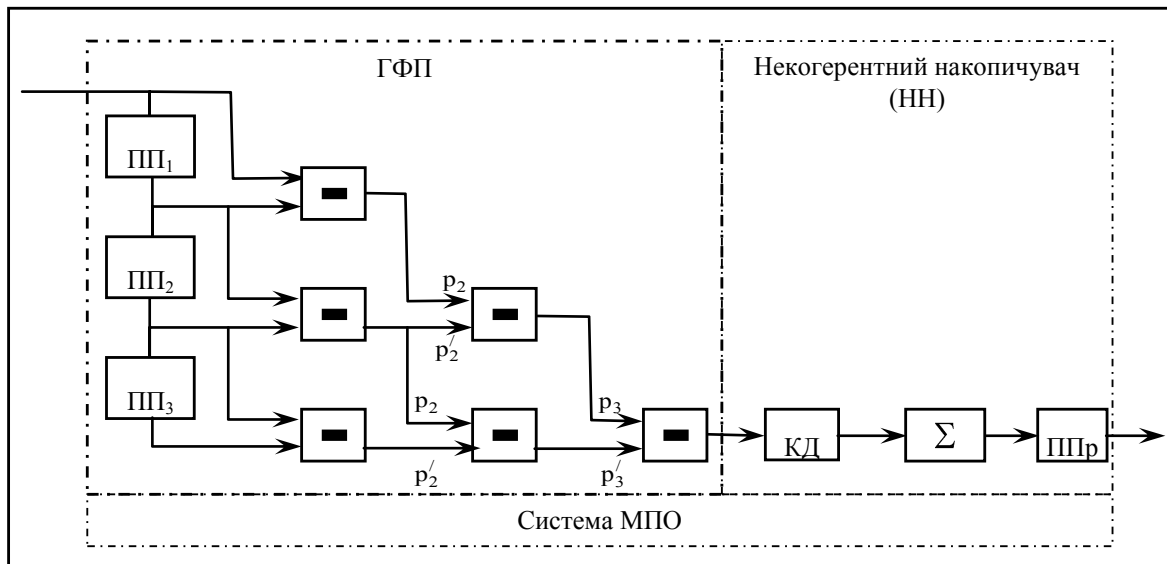


Рис. 1. Спрощена схема системи МПО

В статті досліджуються ЧПК різної кратності, але ті, що відносяться до показаного типу схеми.

Б. Для даної системи МПО на основі 1-но, 2-х, 3-х кратного ЧПК, шляхом математичного моделювання тут і далі були отримані відповідні характеристики виявлення.

Моделювання проводилося із припущень, що вхідними впливами, системи МПО, що аналізується являються M -мірні вектори (пачки)

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

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

При цьому M -мірний вектор завади $\mathbf{y} = \mathbf{y}_\ell \prod_{\ell=1}^M$ – комплексний нормальний (гаусівський) вектор з нульовим середнім і кореляційною матрицею (КМ) Φ , тобто

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

Тут $*$ і риска зверху – символи ермітового спряження (комплексного спряження та транспонування) і статистчного усереднення відповідно. M -мірний вектор когерентної пачки корисного сигналу $\mathbf{s} = \mathbf{s}_\ell \prod_{\ell=1}^M$ має вигляд

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

$$\Phi_s = \overline{\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^*} = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{x} f_s \cdot \mathbf{x}^* f_s^*.$$

де

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

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

невипадковий M -мірний вектор амплітудно-фазового розподілу нефлюктуючого сигналу з доплерівською частотою f_s від точкової цілі, що рухається з радіальною швидкістю V_r , T_ℓ – часовий інтервал між ℓ -м і першим імпульсом пачки, λ – довжина хвилі.

Так як сигнал і завада взаємно незалежні величини M -мірний вектор аналізованої суміші (1) в умовах (2), (3) є

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

$$\Phi_u = \begin{cases} \Phi_0 = \Phi, & \gamma = 0, \\ \Phi_1 = \Phi_0 + \sigma_s^2 \mathbf{x} f_s \cdot \mathbf{x}^* f_s^*, & \gamma = 1. \end{cases} \quad (5)$$

В. На рис. 2, показані характеристики виявлення, що відповідають обробці сигналу (3) в 1-но, 2-х, 3-х кратному 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 $V_r = V_{r \text{ опт}}$. Штрихові криві стосуються обробки того ж сигналу, але відносна часова розстановка між імпульсами T_ℓ при цьому дорівнює

$$T_1 = 0,8, \quad T_2 = 1,058, \quad T_3 = 1,142,$$

$$T_4 = 1,019, \quad T_5 = 1,$$

$$T_6 = 0,8473, \quad T_7 = 0,9607.$$

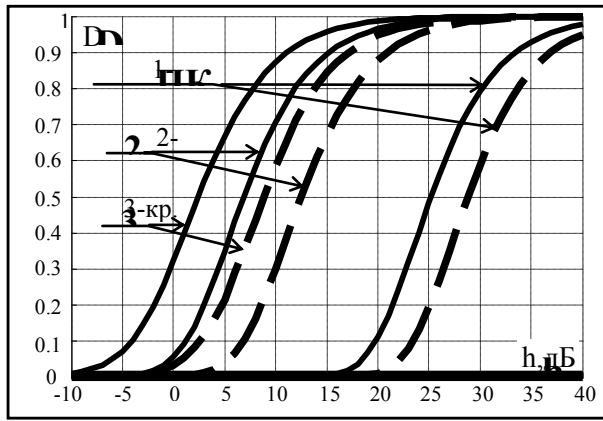


Рис. 2. Характеристики виявлення, відповідні обробці на рис. 1

Відзначимо, що швидкість руху цілі залишилась попередньою, тобто $V_T = V_{T \text{ опт}}$ для сигналу без вобуляції.

Из рисунка видно, що значення імовірності правильного виявлення (ПВ) $D = 0,9$ суцільними кривими досягається при перевищенні значення сигналу над шумом на 33 дБ, 16 дБ, 11 дБ для схем 1-но, 2-х, 3-х кратного ЧПК відповідно.

Из введенням вобуляції якість виявлення різко погіршується і рівень втрат порівняно з обробкою періодичного сигналу складає ~ 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 приведених вище недоліків, у випадку відхилення від цих умов.

Для усунення або послаблення вказаних недоліків необхідна модернізація системи МПО.

Зупинимось послідовно на способах подолання деяких із них [2].

1. При збереженні постійного періоду зондування єдиним способом послаблення першого недоліку – ефекту «сліпих» швидкостей, є багаточастотна (мінімум – двочастотна) робота. Однак реалізація цього способу суттєво ускладнює приймально-передавальний тракт РЛС і на етапі первинної модернізації є недоцільною. Більш простіше і достатньо надійно цей ефект послабляється використанням режиму вобуляції періоду зондування.

2. Можна показати, що властивий цьому режиму другий недолік фізично обумовлений різницею потужностей коливань (p_i, p_i' рис. 1) на входах віднімаючого пристрою сходенок (слідуючих після першої) ГФП, які при постійному періоді зондування однакові.

Така різниця потужностей збільшує рівень завади на виході ГФП порівняно з її рівнем при відсутності вобуляції.

Звідси витікає, що для послаблення другого недоліку необхідно забезпечити постійність потужності завади на виході першої сходинки ГФП в кожному періоді зондування [3]. Схема відповідної системи ГФП показана на рис. 3.

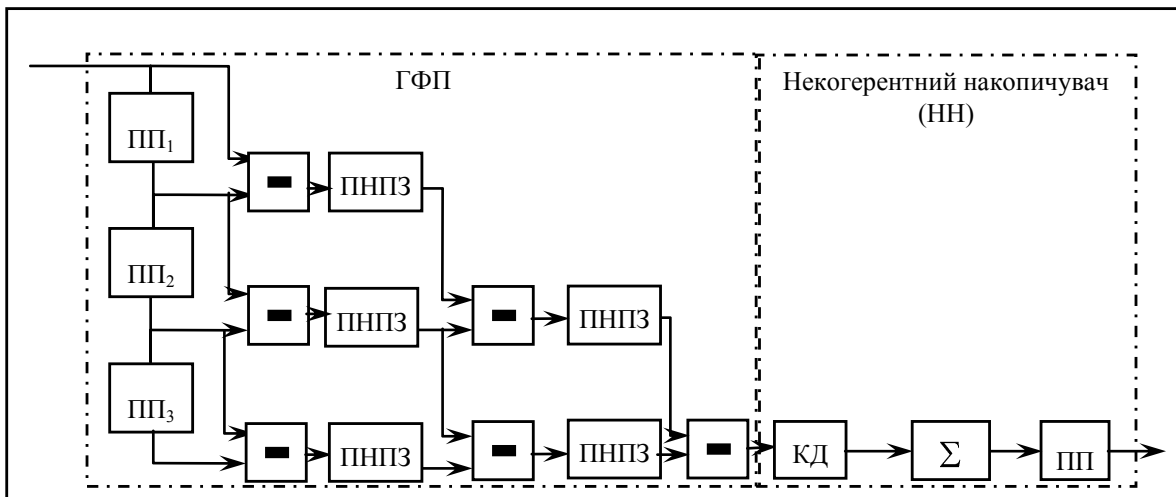


Рис. 3. Система МПО з ПНПЗ

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

На рис. 4 показано 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 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 з 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-х кратними ЧПК відповідно.

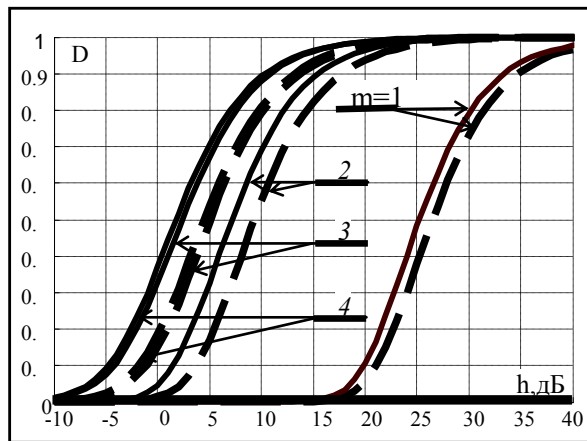


Рис. 4. Криві виявлення

Порівняння рис. 4 і рис. 2 показує, що, як і впливає із теорії, введення ПНПЗ при відсутності вобуляції практично не впливає на якість обробки, але при її наявності помітно покращує її.

Підкреслимо, що мова при цьому іде не про усунення, а про зменшення втрат корисних сигналів цілей, що рухаються з близькою до «оптимальної» швидкості.

Схема рис. 3 не усуває третій недолік схеми рис. 1 – неможливість виявлення нефлюктуючих (слабо флюктуючих) за амплітудою від періоду до періоду корисних сигналів цілей з близькою до нульовою радіальною швидкістю ($V_r \approx 0$). Такі сигнали практично повністю компенсуються в сходінках ГФП, тоді як ступінь подавлення завад може бути суттєво меншою. За рахунок цього значення ВСЗШ $q_{\text{ввых}}$ на виході ГФП може бути малим ($q_{\text{ввых}} \approx 0$) не тільки при малих, але і при великих значеннях ВСЗШ $q_{\text{вх}}$ на його вході (виході приймача), або, іншими словами, невиявленими будуть не тільки слабкі ($q_{\text{вх}} < 1$), але і сильні (з «надзавадовою видимістю», $q_{\text{вх}} > 1$) сигнали цілей з $V_r \approx 0$.

Висновки

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

Звідси випливає, що для виявлення сигналів з «надзавадовою видимістю» ($q_{\text{вх}} > 1$) від цілей з довільною (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.

Реалізуюча ці вимоги схема «нормованного ГФП (НГФП)» і її робота розкрита 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. – Военская часть 11520. – 1989. – N В1402. – 54 с.
3. Леховицкий Д.И. Перспективные направления технической модернизации систем междупериодной обработки сигналов импульсных РЛС УВД. / Д.И. Леховицкий, В.И. Зарицкий, И.Г. Кириллов, С.И. Бурковский, Б.М. Вовшин // Труды МРФ-2002. Ч.1. – С. 138-140.

Надійшла до редколегії 18.11.2009

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

ПУТИ МОДЕРНИЗАЦИИ НЕАДАПТИВНЫХ СИСТЕМ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ РТС РАЗВЕДКИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ

С.В. Полишко, В.В. Романенко, В.О. Храпчинский

Проводится краткий анализ несовершенства используемых систем междупериодной обработки (МПО) на основе неадаптивных устройств черезпериодной компенсации помех (ЧПК), 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, V.V. Romanenko, V.O. Khrapchinsky

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.