

УДК 621.396

Д.О. Кріль, О.В. Базилевський, С.В. Яровий

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

ЗАСТОСУВАННЯ РЕКУРСИВНОЇ СХЕМИ ЧЕРЕЗПЕРІОДНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА ПАСИВНИХ ЗАВАД ДЛЯ РАДІОВИСОТОМІРА ПРВ-13

Стаття присвячена аналізу результатів візуально-імітаційного моделювання роботи рекурсивного цифрового фільтру (ЦФ) системи селекції рухомих цілей (СРЦ), побудованого з використанням черезперіодного автокомпенсатора (ЧПАК) в інтересах модернізації радіовисотоміру ПРВ-13.

Ключові слова: СРЦ, гребінчастий фільтр придушення, пасивні завади, черезперіодна компенсація.

Вступ

Постановка проблеми. На озброєнні РТВ Повітряних Сил Збройних Сил (ЗС) України знаходиться велика чисельність рухомих радіовисотомірів, переважна більшість з яких ПРВ-13. Хоча вони і відносяться до радіолокаційних станцій (РЛС) старого парку, але продовжують успішно виконувати завдання по добуванню високоточної координатної інформації про повітряні об'єкти. Система селекції рухомих цілей (СРЦ) цієї РЛС побудована за когерентно-компенсаційним методом із використанням потенціалоскопів, або, в модифікаціях, з використанням дискретних запам'ятовуючих елементів – конденсаторів. Головним недоліком цих систем є те що їх параметри є фіксованими, і, як наслідок, положення, форма і ширина зон режекції їх частотних характеристик не відповідає формі і ширині гребенів спектра завади, а отже оптимального придушення та обілення завади вони забезпечити не можуть [1].

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Досвід використання ЧПАК в системі СРЦ РЛС існує, наприклад РЛК 5Н87, РЛС 55Ж6. Але в РЛС старого парку застосування таких схем не знаходило широкого розповсюдження із-за складності апаратури стабілізації характеристик ліній затримки [2]. А при розробці нового парку РЛС використовувався фільтровий метод СРЦ і його цифрові реалізації.

Моделюванню роботи цифрових схем ЧПАК з метою аналізу і оптимізації їх характеристик приділялось недостатньо уваги [3,4,5].

Основна частина

За потенційними можливостями системи ЧПАК майже рівноцінні системам СРЦ із внутрішньою когерентністю з відповідною кратністю віднімання [2]. Перевагою систем ЧПАК є те, що вони працюють на проміжній частоті, автоматично настраюються на компенсацію завади з довільним доплерівським зсувом частоти і, відповідно, не потребують схеми компенсації дії вітру, автоматично усувають зсуви фаз завади, які викликані повільни-

ми флуктуаціями частоти місцевого гетеродину і часу затримки в лінії затримки, не чутливі до повільних флуктуацій амплітуди зондуючих імпульсів і коефіцієнта підсилення приймача. Схема двократною ЧПАК досить ефективно придушує двошарову заваду (сигнали від двох хмар диполів, які рухаються з різними швидкостями) [2].

Недоліком схем ЧПАК, як систем що автоматично настраюються, є наявність некомпенсованої передньої крайки завади, протяжність якої визначається часом, необхідним для самонастроювання системи. Цей недолік особливо суттєвий у випадку наявності розривних по дальності завад.

Як за допомогою схем ЧПВ, так же само і схем ЧПАК, можна сформувати частотні характеристики з зонами режекції, які будуть відповідати формі і ширині гребенів пасивної завади, але це призведе до значного ускладнення апаратури РЛС (зростання кількості допоміжних каналів).

Найбільш часто застосованою в РЛС з когерентно-компенсаційною системою СРЦ є схема дворазового ЧПВ або двократною ЧПАК. Саме аналізу схеми двократною ЧПАК (рис. 1) і присвячена дана стаття.

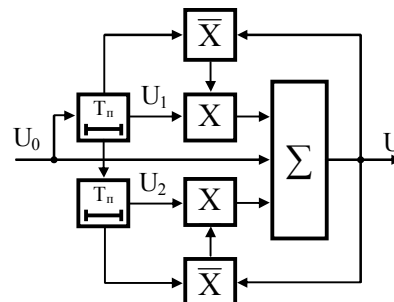


Рис 1. Схема двократною ЧПАК

Алгоритм роботи схеми для комплексних амплітуд напруг описується вираженням

$$U = U_0 + k_1 U_1 + k_2 U_2, \quad (1)$$

де U , U_0 , U_1 і U_2 – комплексні амплітуди напруг на виході й на входах основного й додаткового каналів відповідно, k_1 і k_2 – комплексна амплітуда напруг зворотного зв'язку.

Алгоритм роботи кола зворотного зв'язку кожного допоміжного каналу описується виразом

$$k = \overline{U_0 \cdot U_1}. \quad (2)$$

Прийmemo, що сигнали на входах каналів стаціонарні, розподілені за нормальним законом з нульовим середнім і мають однакову потужність.

Потужність сигналу на виході в сталому режимі при одиничній дисперсії вхідних сигналів

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 &= \overline{(U_0 + k_1 U_1 + k_2 U_2)^2} = \\ &= 1 + k_1^2 + k_2^2 - 2\rho_1(k_1 - k_1 k_2) - 2k_2 \rho_2, \end{aligned}$$

де ρ_1, ρ_2 - коефіцієнти взаємної кореляції напруг основного й додаткових (перших і другого) каналів.

Коефіцієнт придушення

$$(K_{\Pi})^{-1} = 1 + k_1^2 + k_2^2 - 2\rho_1(k_1 - k_1 k_2) - 2k_2 \rho_2.$$

Продиференціюємо цей вираз послідовно по k_1 і k_2 і дорівнюємо отримані вираження нулю. Одержимо систему рівнянь, вирішивши яку, знайдемо оптимальні значення k_1 і k_2 . Система рівнянь:

$$\begin{cases} \left((K_{\Pi}^{-1})' \right)_{k_1} = 2k_1 - 2\rho_1 + 2k_2 \rho_1 = 0; \\ \left((K_{\Pi}^{-1})' \right)_{k_2} = 2k_2 - 2\rho_2 + 2k_1 \rho_2 = 0. \end{cases}$$

Оптимальні значення k_1 і k_2 :

$$k_{1 \text{ opt}} = \rho_1 \cdot \frac{1 - \rho_2}{1 - \rho_1^2}, \quad k_{2 \text{ opt}} = \frac{\rho_2 - \rho_1^2}{1 - \rho_1^2}.$$

Максимальний коефіцієнт придушення схеми (при оптимальних коефіцієнтах):

$$K_{\Pi \text{ max}}^{-1} = 1 + \frac{2\rho_1^2 \rho_2^2 - \rho_1^2 - \rho_2^2}{1 - \rho_1^2},$$

$$K_{\Pi \text{ max}}^{-1} = \frac{1 - \rho_1^2}{1 - 2\rho_1^2(\rho_2 - 1) - \rho_2^2}.$$

У випадку "симетричної" схеми, коли основним (некерованим) є перший додатковий канал, максимальний коефіцієнт придушення визначається вираженням

$$K_{\Pi \text{ max}} = \frac{1 + \rho_2^2}{1 - 2\rho_1^2 + \rho_2^2}.$$

Комп'ютерне моделювання дозволяє порівняти потенційні можливості різних схем, у тому числі з послідовним з'єднанням однократних схем. При показовій формі кореляційної функції ($\rho_2 = \rho_1^2$) щодо ефективності схем можна зробити такі висновки.

При слабкорельованій заваді ефективність адаптивних компенсаторів вище, ніж неадаптивних. Це пов'язане з тим, що в адаптивній схемі не відбувається, як у неадаптивних, збільшення вдвічі рівня власних шумів каналів, тому що сигнал регульованого каналу при такій заваді помітно послаблюється (величина коефіцієнта k значно менше одиниці). Зі збільшенням кореляції вираш зменшується.

Симетричні схеми більше ефективні, вираш монотонно збільшується при збільшенні кореляції.

Досвід використання схем ЧПАК в системах СРЦ існує: наприклад РЛК 5Н87, РЛС 55Ж6. Недостатня їх ефективність пояснюється аналоговою елементною базою пристроїв і, як наслідок, недостатньою стабільністю параметрів запам'ятовуючих пристроїв.

Сьогодні бурхливий розвиток цифрової техніки розкриває значні можливості для проектування складних систем зі стабільними параметрами.

Так, для математичного опису структури цифрового фільтру (ЦФ) скористуємось різницею рівнянням r -го порядку, яке описує лінійну дискретну систему з постійними параметрами [4]:

$$\sum_{i=0}^r a_i x_{n-i} = \sum_{i=0}^r b_i y_{n-i}. \quad (3)$$

Дане рівняння побудовано по аналогії із диференціальним рівнянням r -го порядку, яке описує безперервну лінійну систему із постійними параметрами. Вихідне диференціальне рівняння-прототип має вигляд:

$$\sum_{i=0}^r a_i \frac{d^i}{dt^i} x(t) = \sum_{i=0}^r b_i \frac{d^i}{dt^i} y(t),$$

де $x(t)$ - вхідний, а $y(t)$ - вихідний сигнали; a_i, b_i - постійні параметри, $i = \overline{0, r}$.

Прийнявши $b_0 = 1$, із (3) отримаємо рівняння, яке буде визначати ЦФ:

$$y_n = \sum_{i=0}^r a_i x_{r-i} - \sum_{i=1}^r b_i y_{n-i}, \quad (4)$$

тобто у загальному випадку сигнал на виході ЦФ є лінійна комбінація відліків вхідного й вихідного сигналів.

Часто зустрічаються різні окремі випадки формули (4). Якщо коефіцієнти $b_i, i = \overline{1, r}$ дорівнюють нулю, то ЦФ називається нерекурсивним (без зворотних зв'язків). Якщо коефіцієнти $a_i, i = \overline{1, r}$ дорівнюють нулю, то ЦФ називається рекурсивним (зі зворотними зв'язками).

Зі структурної схеми ЦФ, побудованої по рівнянню (4) (рис. 2), можуть бути отримані окремі структури нерекурсивного й рекурсивного фільтрів. Так, у випадку, якщо

$$r = 1, b_1 = 0, a_0 = 1, a_1 = -1,$$

має місце простий однократний черезперіодний компенсатор.

Схема рекурсивного фільтру відрізняється від схеми нерекурсивного фільтру наявністю зворотних зв'язків.

Використання рекурсивного ЦФ r -го порядку за структурною схемою, яка наведена на рис. 2, значно розширює можливості системи СРЦ.

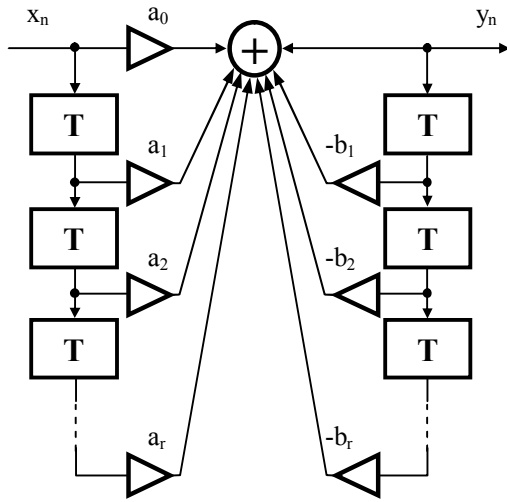


Рис. 2. Структурна схема ЦФ

У рекурсивному фільтрі значення вихідного сигналу в кожен момент часу \$t_n\$ залежить не тільки від вибірок вхідного сигналу, але й від вибірок вихідного сигналу в попередні моменти часу, тобто з'являється можливість накопичення сигналів за рахунок рециркуляції.

Припускаючи, що ЦФ має порядок \$r\$, вплинемо оператором \$z\$ - перетворення на ліву й праву частини (4), у результаті одержимо

$$Y(z) = X(z) \sum_{i=0}^r a_i z^{-i} - Y(z) \sum_{i=1}^r b_i z^{-i}. \quad (5)$$

Використавши (5), можна одержати передатну функцію ЦФ

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^r a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^r b_i z^{-i}}. \quad (6)$$

У нерекурсивному ЦФ всі коефіцієнти \$b_i, i = 1, 2, \dots, r\$ дорівнюють нулю, тому

$$H(z) = \sum_{i=0}^r a_i z^{-i}. \quad (7)$$

Підставивши в формулу (7) \$z = e^{j\omega T}\$, можна отримати ЧХ нерекурсивного ЦФ

$$\dot{H}(e^{j\omega T}) = \sum_{i=0}^r a_i e^{-j\omega T i}.$$

Якщо ЦФ є режекторним фільтром (РФ), то сигнал пасивної завади від нерухомих місцевих предметів повинен придушуватися, тому вагові коефіцієнти \$a_i, i = 0, 1, 2, \dots, r\$ при \$\omega = 0\$ повинні задовольняти умові

$$\sum_{i=0}^r a_i = 0.$$

Цій умові задовольняють, наприклад, знакозмінні по черзі біноміальні коефіцієнти, що відповідають ЦФ у вигляді \$r\$-крат-

ного ЧПК. Дійсно, для \$r\$-кратного ЧПК

$$\begin{aligned} \dot{H}(e^{j\omega T}) &= (1 - e^{j\omega T})^r = \\ &= \sum_{i=0}^r (-1)^i \cdot C_r^i \cdot e^{-j\omega T i} \Big|_{\omega=0} = \sum_{i=0}^r (-1)^i \cdot C_r^i = 0 \end{aligned}$$

де \$C_r^i\$ - кількість сполучень із \$r\$ по \$i\$. Рівність нулю суми знакозмінних біноміальних коефіцієнтів визначаються властивостями трикутника Паскаля [4].

На площині \$z\$ передаточна функція \$r\$-кратної ЧПК має нуль в точці \$z = 1\$, оскільки

$$H(z) = (1 - z^{-1})^r = \left(\frac{z-1}{z}\right)^r. \quad (8)$$

Передаточна функція рекурсивного фільтра другого порядку має вигляд

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} = \\ &= \frac{(z - z_{01})(z - z_{02})}{(z - z_{p1})(z - z_{p2})} = \frac{A(z)}{B(z)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Роблячи оцінку (9) на одиничному колі, де \$z = e^{j\omega T}\$, можна одержати ЧХ зазначеного фільтра у вигляді

$$\dot{H}(e^{j\omega T}) = \frac{\dot{A}(e^{j\omega T})}{\dot{B}(e^{j\omega T})}.$$

В схемі 2-кратної ЧПАК, що є рекурсивним фільтром другого порядку, вагові коефіцієнти \$a_1, a_2\$ і \$b_1, b_2\$ формуються завдяки кореляційному зворотному зв'язку шляхом обчислення оцінки кореляційного моменту \$k\$ (2).

За допомогою програми SIMULINK із пакета програм Matlab були отримані результати візуально-імітаційного моделювання роботи цифрового режекторного ГФП на ЧПАК. Для порівняльного аналізу параметрів схем розраховані частотні характеристики нерекурсивного і рекурсивних фільтрів ЧПАК (рис. 3, 4).

В такому пристрої врахування доплерівської швидкості переміщення об'єкта в просторі в схемі ЧПАК системи СРЦ виконується автоматично в колі кореляційного зворотного зв'язку, тобто положення

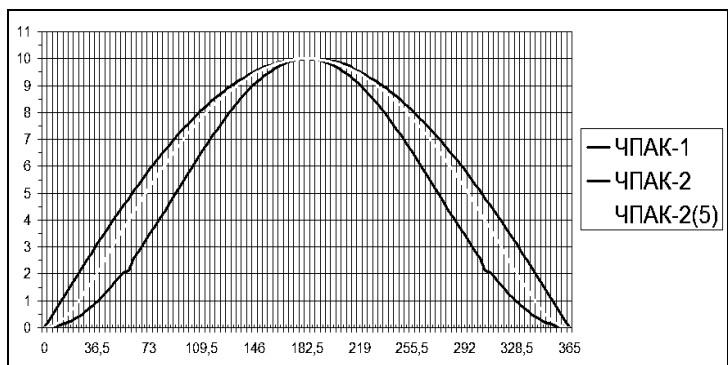


Рис. 3. АЧХ схем ЧПАК

„нулів” ГФП автоматично настроюється відповідно положенню гребенів спектру пасивної завади. Для досягнення відповідності форми і ширини зон режекції фільтру форми і ширині гребенів спектра завади використовується другий і більше порядок фільтру.

На рис. 4 приведені розраховані характеристики ГФП схем 2-кратної ЧПАК нерекурсивної (а) і рекурсивних (б) з різними коефіцієнтами зворотного зв'язку, на рис. 5 – зона режекції ГФП.

З аналізу рис. 3 – 5 видно, що застосування 2-го порядку рекурсивних схем ЧПАК зберігає квадратичну форму зон режекції ГФП (рис. б) з одночасним розширенням „вікон прозорості”. Це дозволяє стверджувати, що можливий вииграш у відношенні корисний сигнал/шум на виході такої системи СРЦ в межах „вікна прозорості”, і коефіцієнта покращення [5]

$$k_y = \left(\bar{P}_c / P_n \right)_{\text{вих}} / \left(\bar{P}_c / P_n \right)_{\text{вх}},$$

може досягати 10-12% відносно нерекурсивної схеми тієї ж кратності.

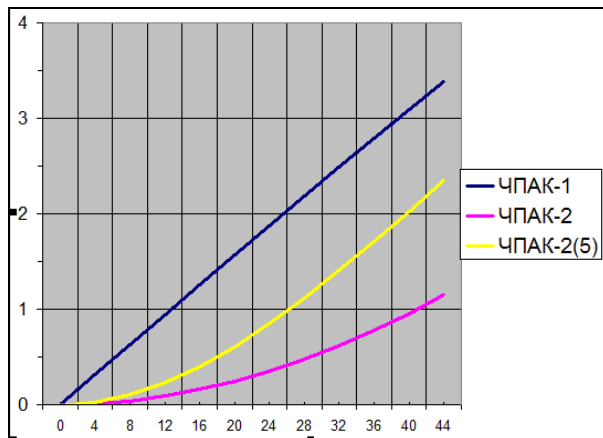


Рис. 5. Зона режекції ГФП

Висновки

Для покращення ефективності захисту від пасивних завад в системі СРЦ висотоміра та модерні-

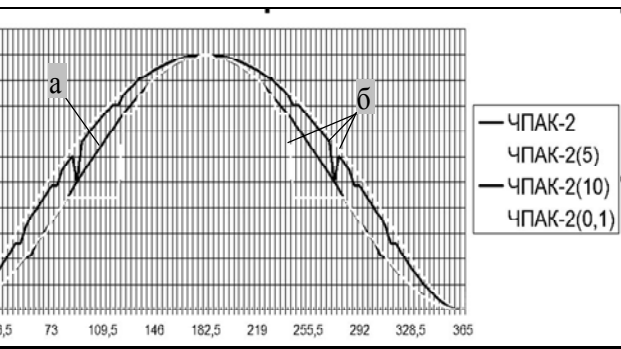


Рис. 4. АЧХ рекурсивних схем ЧПАК

зації його апаратури доцільно використання ЦФ на основі рекурсивних схем ЧПАК. Це дозволить отримати вииграш не тільки в величині коефіцієнта покращення на виході системи, а й зменшити втрати в параметрі сигнал/шум на ділянках зони виявлення, де відсутні пасивні завади. Дозволить зменшити апаратні затрати системи СРЦ за рахунок обґрунтованої відмови від схеми компенсації дії вітру та обробки сигналів на проміжній частоті. Напрямою подальших досліджень є оптимізація схеми ЦФ, побудованого на ЧПАК та її вагових коефіцієнтів.

Список літератури

1. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
2. Основы построения радиолокационного вооружения радиотехнических войск / Под ред. В.В. Литвинова. – Х., ВИРТА ПВО, 1986. – 348 с.
3. Василевский А.В. Эффективность компенсационных систем с корреляционной обратной связью. / А.В. Василевский // Математическая морфология. Электронный математический журнал. – Смоленск: ВА ВПВО, 2011. – Т. 10, вып. 3. – С. 43-47.
4. Горбунов Ю.Н. Цифровые системы СДЦ и их оптимизация / Ю.Н. Горбунов. – М.: Радио, 2008. – 132 с.
5. Бакулев П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев. – М.: Радио и связь, 1986. – 286 с.

Надійшла до редколегії 22.04.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Г.В. Худов, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ПРИМЕНЕНИЕ РЕКУРСИВНОЙ СХЕМЫ ЧЕРЕСПЕРИОДНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА ПАСИВНЫХ ПОМЕХ ДЛЯ РАДИОВЫСОТОМЕРА ПРВ-13

Д.А. Криль, А.В. Базилевский, С.В. Яровой

Статья посвящена анализу результатов визуально-имитационного моделирования работы рекурсивного цифрового фильтра системы селекции движущихся целей, построенного с использованием череспериодного автокомпенсатора в интересах модернизации радиовысотомера ПРВ-13.

Ключевые слова: СДЦ, гребенчатый фильтр подавления, пассивные помехи, череспериодная компенсация.

APPLICATION OF RECURSIVE CHART ALTERNATE-PERIOD AUTOMATIC EQUALIZER PASSIVE HINDRANCES FOR THE RADIOHEIGHT-INDICATOR OF PRV-13

D.O. Kril', O.V. Bazilevskiy, S.V. Yarovy

The article is devoted the analysis of results of by-imitation design of work of recursive digital filter of the system of selection of moving-targets, built with the use of alternate-period automatic equalizer in behalf of modernization of radioheight-indicator PRV-13.

Keywords: SMT, pectinated filter of suppression, passive hindrances, alternate-period automatic equalizer.