

## РОЗРОБКА ТЕХНІЧНОГО РІШЕННЯ НА СТРУКТУРУ І ТЕХНОЛОГІЮ ПЕЛЕНГАЦІЙНОГО ПРИСТРОЮ, ЩО ЗАСНОВАНИЙ НА КОРЕЛЯЦІЙНОМУ АНАЛІЗІ СПЕКТРУ СИГНАЛІВ ПРИЙНЯТИХ ДВОПОЗИЦІЙНОЮ АНТЕНОЮ І ЧАСТОТНІЙ СЕЛЕКЦІЇ ВІДГУКУ КОРЕЛЯТОРА

*У статті наводиться варіант технічної реалізації методу пеленгації, який заснований на реалізації особливих властивостей взаємокореляційної обробки сигналів з відносним запізненням при використанні замість стандартного корелятора схеми спектрально-кореляційної обробки в пеленгаційному пристрої з винесеною на певну базу допоміжною антенною. Запропонована структурна схема системи цифрової обробки на основі даного методу, а також обґрунтовано вибір, призначення і характеристики її складових елементів.*

*Ключові слова: пеленгаційний пристрій, система цифрової обробки, цифровий фільтр.*

*В статье приводится вариант технической реализации метода пеленгации, который основан на реализации особых свойств взаимокорреляционной обработки сигналов с относительным запазданием при использовании вместо стандартного коррелятора схемы спектрально-корреляционной обработки в пеленгационном устройстве с вынесенной на определенную базу вспомогательной антенной. Предложена структурная схема системы цифровой обработки на основе данного метода, а также обоснован выбор, назначение и характеристики ее элементов.*

*Ключевые слова: пеленгационное устройство, система цифровой обработки, цифровой фильтр.*

*The paper provides a technical variant of the method of direction finding, which is based on the implementation of specific properties mutual correlation signal processing with a relative delay using correlator circuit instead of the standard spectral correlation processing of direction-finding devices judgment in a base auxiliary antenna. The proposed block diagram of digital processing on the basis of this method, and the choice, purpose and characteristics of its components.*

*Keywords: direction-finding device, the system of digital processing, digital filter.*

**Вступ та постановка завдання.** Принципова відмінність запропонованого в [1] методу пеленгації від існуючих полягає в застосуванні методів теорії спектрального оцінювання, що одержала широке поширення в останнє десятиліття і має великі перспективи практичного застосування. Так, останнім часом значний обсяг публікацій щодо застосування методів альтернативного спектрального оцінювання присвячений вирішенню актуальної задачі «надрозрізнення» групових зосереджених цілей.

Оригінальність методу полягає в поєднанні кореляційного придушення бокових пелюсток (БП) при рознесеному прийомі з формуванням на відміну від використовуваного постійного порогу компенсації, який перевищує рівень БП, адаптивного, «слідкуючого» порогу, який автоматично змінюється при зміні зовнішньої електромагнітної обстановки в області бічного прийому.

**Основні положення дослідження.** Технічну реалізацію ПП, побудованого за методом обробки сигналів запропонованим в [1], доцільно виконати у вигляді цифрової системи обробки на основі процесорів дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), а саме швиткового перетворення Фур'є (ШПФ). Можливість використання в якості основних функціональних елементів ПП процесорів ШПФ заснована на властивості перетворення Фур'є, згідно з яким спектр сигналу, затриманого на час  $t_3$ , відрізняється від спектра вихідного (не затриманого) сигналу на множник  $\exp(-j2\pi t_3)$ , тобто справедливе співвідношення:

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_o(t)U_1^*(t)dt = k \int_{-\infty}^{\infty} G_o(f)G_1^*(f)df = k \int_{-\infty}^{\infty} |G_o(f)|^2 \exp(-j2\pi f t_3)df. \quad (1)$$

Сформульований висновок підтверджується далі результатами моделювання процесу пеленгації.

Структурна схема ПП, що реалізований на основі системи цифрової обробки (СЦО) сигналів [1], представлена на рис. 1.

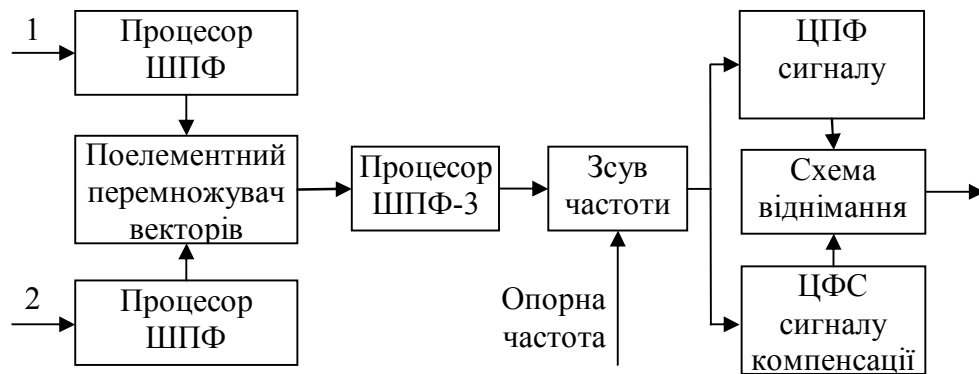


Рис. 1

Основною операцією СЦО є обчислення ДПФ.

ДПФ в каналах прийому. Позначивши вибірки дискретної послідовності сигналу через  $x(k)$ , коефіцієнти Фур'є після обчислення ДПФ визначаються виразом [3]:

$$X(n) = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right),$$

тобто формула для обчислення комплексних амплітуд гармонік частоти являє собою лінійну комбінацію відліків сигналу. Реальний масштаб часу фігурує тільки в множнику  $1/T$ , в дійсності оперують номерами відліків і гармонік без прив'язки до реального масштабу часу і частоти. При практичному аналізі основне визначення ДПФ приймається з безрозмірними частотою і часом:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp\left(\frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (2)$$

Якщо на вході ДПФ сигнал затриманий (на один крок):  $y(k)=x(k-1)$ , то спектр необхідно помножити на  $\exp\left(-j \frac{2\pi n}{N}\right)$ :

$$Y(n) = X(n) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N}\right). \quad (3)$$

Вираз (3) є дискретним аналогом властивості (1).

Перемножувач спектрів. На вході перемножувача послідовності відліків  $\{x_1(n)\}$  і  $\{x_2(n)\}$  однакової довжини  $N$ . Результат поелементного множення запишемо у вигляді:  $y(n)=x_1(n)x_2(n)$ :

$$Y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(i) X_2(n-i). \quad (4)$$

Таким чином, перемножування дискретних спектрів відповідає круговій згортці, в той час як вихідний сигнал дискретного фільтра являє собою лінійну згортку. Для отримання за допомогою ДПФ лінійної згортки необхідно до кожної вхідної послідовності додати вектор нульових відліків, довжиною  $N-1$  [4].

Як відомо [5], для скорочення операцій обчислення дискретного спектру сигналу використовується алгоритм ШПФ, заснований на розбитті вихідної послідовності на парну –  $y_0, y_2, \dots, y_{N-2}$  і непарну –  $y_1, y_3, \dots, y_{N-1}$ , при цьому співвідношення (2) можна представити у вигляді:

$$Y(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k} W_N^{2kn} + \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k+1} W_N^{(2k+1)n} = \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k} W_N^{2kn} + W_N^n \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k+1} W_N^{2kn},$$

де  $W_N = \exp(-j2\pi/N)$  та  $n = \overline{1, N-1}$  (додатковий верхній індекс, що вказує номер етапу ДПФ).

З урахуванням введеного індексу, для довільного  $i$ -того етапу обчислення ШПФ рівняння набуває вигляду

$$Y^i(n) = Y_{2^v}^{i-1}(n) + W_L^n Y_{2^{v+1}}^{i-1}(n), \quad n = \overline{0, L/2-1}, \quad v = \overline{0, L/2-1}, \quad (5)$$

де  $i \in \overline{1, m}$  – номер етапу ШПФ;

$Y_{2^v}^i(n)$  – ДПФ парної послідовності на  $i$ -му етапі обчислення ШПФ;

$Y_{2^{v+1}}^i(n)$  – ДПФ непарної послідовності на  $i$ -му етапі обчислення ШПФ;

$L = 2^i$  – розмірність ДПФ на  $i$ -тому етапі.

ШПФ не є наближеним алгоритмом, він дає такий же результат, як і вихідна формула ДПФ (2).

Призначення ШПФ-3 і його характеристики. ШПФ-3 виконує роль фільтра-інтегратора, що забезпечує розстановку вихідних спектральних дискрет по осі частот відповідно до відносного запізнення прийнятих антенами сигналів.

Система спектрального корелятора виконує функцію розділення сигналів, коли різниця частота за рахунок запізнювання становить ціле число дискретних одиниць частоти. Якщо вибрана частота дискретизації по теоремі Котельникова, то одиниця частоти обернено пропорційна часу кореляції сигналу  $\tau_0$ . При недостатній базі просторового фільтра відносно запізнювання при малих кутах відхилення заважаючого ДВ від напрямку пеленгації може бути менше величини  $\tau_0$ . Ця обставина вимагає, поряд з вибором максимально практично доцільною величиною бази, вжити наступні заходи при проектуванні СЦО:

1) збільшити частоту дискретизації в 2 – 3 рази в порівнянні з границею по Котельникову;

2) додати до набору відліків сигналу вектор нульових значень, при цьому спектральна функція дискретного сигналу не зміниться, але ДПФ дасть більше число спектральних відліків, тобто підвищить спектральне розрізнення ДПФ [4].

Друга міра підвищення роздільної здатності по частоті вихідного сигналу ШПФ-3 заснована на використанні унікальних властивостей векторно-матричних перетворень [6] і є найбільш раціональною в даному випадку. На рис. 2 в якості ілюстрації зазначеної вище властивості представлені графіки результатів ДПФ для відліків прямокутного імпульсу при різній кількості "кінцевих" нулів (для рис. 2а – 8, для рис. 2б – 16).

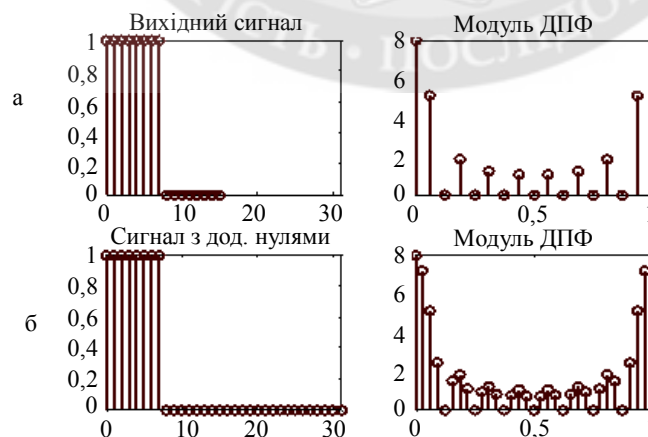


Рис. 2

З рис. 2 випливає, що після збільшення довжини сигналу в два рази за рахунок додавання нульових відліків результат ДПФ став містити вдвічі більше значень, що

відповідають в два рази частіше розташованим частотам. Таким чином, доповнення сигналу нулями дозволяє підвищити спектральне розрізнення при обчисленні ДПФ.

Завдання системи частотної селекції відгуку корелятора полягає у виділенні сигналу, який пеленгується і формуванні «слідкуючого» порогу, тобто виділення суми сигналів хибних пеленгів, частоти. Технічне рішення задачі здійснюють цифрові фільтри (ЦФ): смуговий фільтр сигналу (ЦСФ) і ЦФ селекції заважаючи сигналів (ЦФС).

Термін «цифровий фільтр» визначає апаратну або програмну реалізацію алгоритму фільтрації:

$$w(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y(n-k)h(k),$$

де  $w(n)$  – вихідний сигнал ЦФ;  
 $h(k)$  – імпульсна характеристика ЦФ,  
 $y(k)$  – вхідний вплив.

У прийнятій технічній реалізації ПП має сенс вибрати метод програмної реалізації ЦФ.

Як показано в [4], процедура ДПФ може бути представлена як обробка сигналу набором фільтрів і дискретну фільтрацію можна організувати за допомогою ДПФ, що дозволяє значно зменшити число обчислювальних операцій за рахунок використання алгоритму ШПФ.

ДПФ трактується як обробка сигналу фільтром з імпульсною характеристикою:

$$h_n(k) = \exp\left(j2\pi \frac{n}{N} k\right). \quad (6)$$

Імпульсна характеристика для кожного частотного відліку відрізняється, це підкреслює індекс "n" у виразі (6).

Частотна характеристика фільтра визначається перетворенням Фур'є від імпульсної характеристики і з урахуванням (6) відповідає виразу:

$$K(f, F_d) = \left| \frac{\sin\left[j\pi N\left(\frac{n}{N} - f/F_s\right)\right]}{\sin\left[j\pi\left(\frac{n}{N} - f/F_s\right)\right]} \right|, \quad (7)$$

де  $F_d$  – частота дискретизації.

На рис. 3 показаний графік амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) одного з каналів ДПФ при  $N=8$ , пунктирною лінією зображено АЧХ сусіднього каналу.

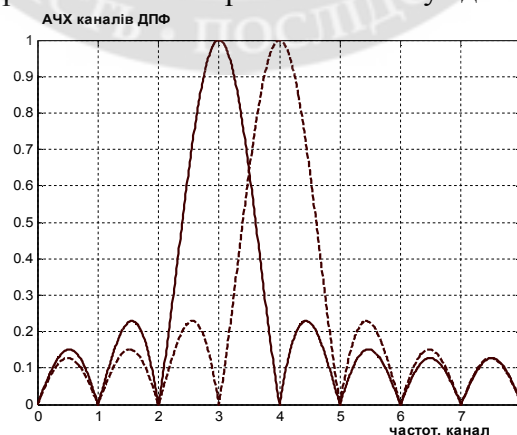


Рис. 3

Як видно з графіків, АЧХ фільтра, реалізованого при обчисленні ДПФ, має великий рівень БП, приблизно  $1/(N\sin(3\pi/(2N)))$ . При  $N \gg 1$  цей вираз прагне до  $1/(3\pi) \approx 0,2 \approx -13,5$  Дб.

Для зменшення рівня БП застосовують вагові функції, що інакше називаються «вікнами». При використанні вагових функцій (позначимо  $w(k)$ ) ДПФ визначається виразом:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)w(k) \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (8)$$

АЧХ фільтра ДПФ при цьому відповідає виразу:

$$K_n(f) = \sum_{k=0}^{N-1} w(k) \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N}\right). \quad (9)$$

Найпростішим рішенням є усикання послідовності відліків імпульсної характеристики, що відповідає використанню прямокутного вікна. Імпульсна характеристика такого вікна визначається виразом:

$$h(k) = v \frac{\sin(\pi kv)}{\pi kv},$$

де  $v$  – частота зрізу.

На рис. 4 представлені АЧХ нерекурсивного ЦФ з частотою зрізу  $v = 0,24F_d$  (для побудови графіка використані спеціальні функції розширеного пакету MATLAB-7 [7]).

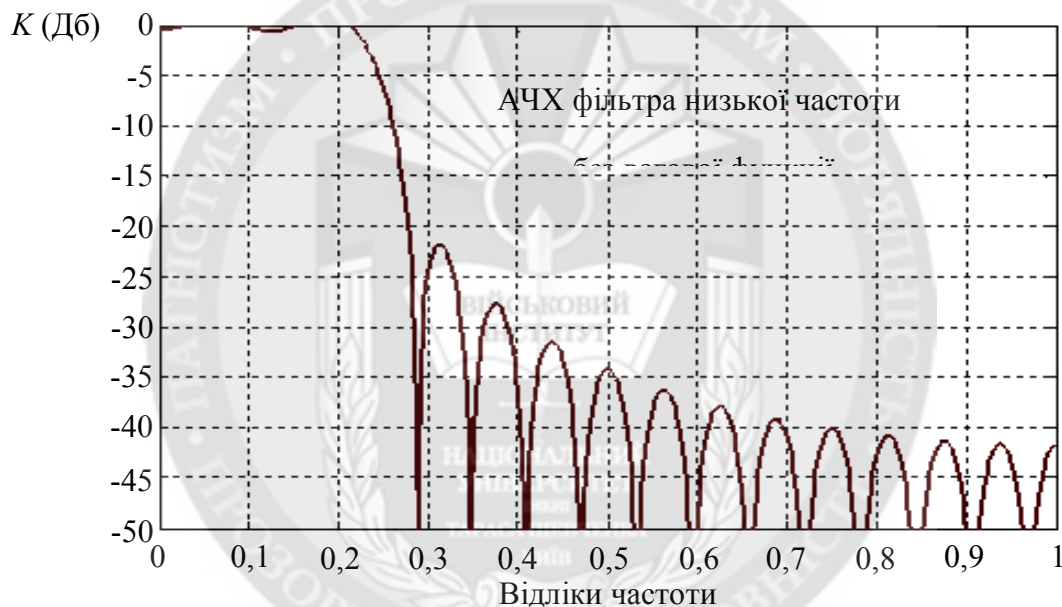


Рис. 4

Застосування даного вікна дозволяє знизити рівень БП до -21 Дб. Такий результат не забезпечує надійне виділення сигналів при складній електромагнітній обстановці.

Тому проведено моніторинг основних вагових функцій з точки зору їх можливостей по придушенню БП вихідного сигналу, а також вимог до обчислювальних ресурсів СЦО. Функції вікна основних відомих "згладжуючих" функцій представлені в таблиці 1.

Таблиця 1

| Назва вікна | Математичний вираз   | Втрати у відношенні с/ш, (дБ) | Розширення основної пелюстки, (в разях) | Рівень БП, (дБ) |
|-------------|--|-------------------------------|---|-----------------|
| Хемінга     | $w_o(k) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right)$   | 1.4                           | 1.4                                     | -42             |
| Блекмана    | $w_o(k) = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi k}{M-1}\right)$ | 2.5                           | 2.4                                     | -55             |
| Хенінга     | $w_o(k) = 0.5 \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right)\right]$                            | 1.7                           | 1.5                                     | -42             |

За результатами аналізу обрана функція ваги Хемінга, для якої представлені на рис. 5 графіки імпульсних характеристик і АЧХ, які побудовані за допомогою вбудованих функцій програмування [8].

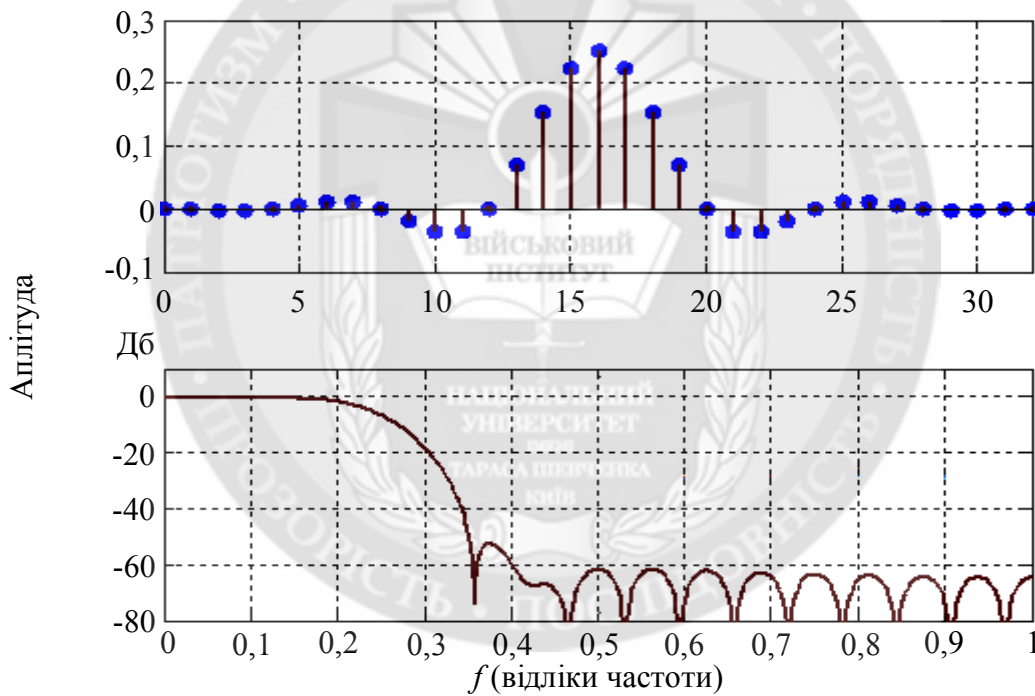
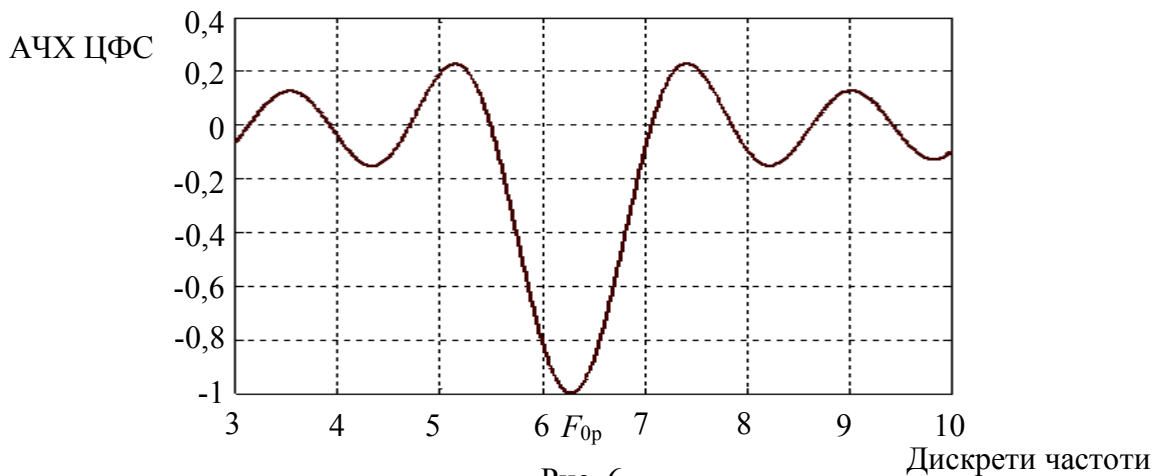


Рис. 5

Як впливає з рис. 5 відносний рівень БП знижується до  $\leq -52$  дБ за рахунок деякого розширення смуги пропускання.

ЦФС формує сигнал повної компенсації хибних пеленгів. Він повинен виділяти сигнали, різницева частота яких перевищує (по модулю)  $f_{p0} + \Pi_{\text{ЦФФ}}/2$ . АЧХ такого фільтра ілюстрована (без застосування "згладжування") на рис. 6.



Він може бути реалізований як програмно, так і апаратно. Розрахунок параметрів нерекурентного режекторного фільтра при заданому порядку і частоті зрізу легко реалізується відомою [7] програмою проектування дискретних фільтрів в середовищі MATLAB. Апаратна реалізація може виконуватися за допомогою вагового помножувача з використанням режекції сигналів з виходу ЦФС.

**Висновок.** Таким чином, розроблено прийнятний варіант технічної реалізації методу побудови пеленгаційного пристрою заснованому на кореляційному аналізі спектру сигналів прийнятих двопозиційною антеною і частотній селекції відгуку корелятора. Визначено призначення і характеристики застосовуваних цифрових фільтрів та їх можлива реалізація.

Впровадження розробленої системи цифрової обробки в існуючі системи пеленгації джерел випромінювання дозволяє зняти обмеження на інформаційну спроможність пеленгаційних пристроїв (принаймні до 20 ... 25 цілей) завдяки усунення хибних пеленгів сигналом компенсації еквівалентним по амплітуді, з точністю до дисперсії відхилення вихідних сигналів фільтра порогу від сигналів бічного прийому основного каналу.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. Ленков Є.С. Метод пеленгації джерел радіовипромінювань, що ґрунтується на спектрально-кореляційній обробці й селекції сигналів у частотній області // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – Хмельницький, 2011. – №4. – С.256-259.
2. Долгушин В.П., Горшколепов В.Б., Мірошніченко О.В. Метод підвищення ефективності (пропускної спроможності) систем пеленгації джерел АШП на основі просторово-кореляційного алгоритму обробки сигналів // Збірник наук. праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. – Київ: ВІКНУ, 2006. – Вип. 2. – С. 56–63.
3. Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации : – М.: Сов. радио, 1978. – Т.2. – 196 с.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2003 – 607с.
5. Рабанер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. /Пер. с англ.:Под ред. Ю.Н.Александрова. – М.:Мир, 1978 .
6. Хорн Р. , Джонсон Ч. Матричный анализ. – М.:Мир , 1989. – 655с.
7. Анфриев И.Е., Смирнов А.Б., Смирнов Е.Н. MATLAB-7 . – СПб.: БХБ- -Петербург, 2005. – 1104 с.

**Рецензент: к.т.н., доц. Долгушин В.В.**