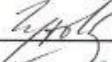


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 621.37

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях
к.т.н., доц. Чухов В.В.


« 15 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему "Дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром"

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ТРМ-22-1


16.12.2023 (дата, підпис)

Собецький О.Й.

Керівник роботи
к.т.н., доц.


15.12.2023 (дата, підпис)

Ципоренко В.В.

Житомир
2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему "Дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром"

Виконав: студент 2 курсу,
групи ТРм-22-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Собецький О.Й.

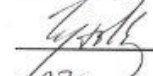
Керівник Ципоренко В.В.

Рецензент Нікітчук Т.М.

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

 Владислав ЧУХОВ
«22» 10 2023 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Собецький Олександр Йосипович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: «Дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром».

Затверджено наказом по університету від «22» листопада 2023 р. № 679

2. Мета дослідження: Обґрунтування, оптимізація, дослідження точності і швидкодії спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.): метод пеленгування – спектральний кореляційно-інтерферометричний.

4. Основні задачі дослідження :

– обґрунтування та оптимізація спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром;

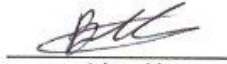
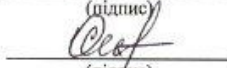
– дослідження точності та швидкодії методу.

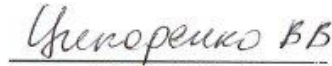
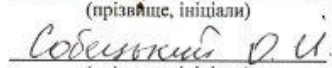
5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.

6. Дата видачі завдання «21» 01 2023 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)


(прізвище, ініціали)

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Темою даної кваліфікаційної роботи є дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Дана робота дозволить отримати оптимізований алгоритм та дослідження точності і швидкодії спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

ANNOTATION

The topic of this qualification work is the study of the spectral method of correlation-interferometric direction finding of radio emissions with an extended spectrum.

This work will make it possible to obtain an optimized algorithm and study the accuracy and speed of the spectral method of correlation-interferometric direction finding of radio emissions with an extended spectrum.

РЕФЕРАТ

Робота присвячена дослідженню спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Перший розділ присвячено огляду та обґрунтуванню спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Другий розділ містить оптимізацію спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Третій розділ містить дослідження точності спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Четвертий розділ присвячено оцінці швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром. Містить опис алгоритму та програмної моделі роботи.

Об'єкт дослідження – процес спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Предмет дослідження – оптимізований алгоритм та дослідження точності і швидкодії спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Метою є обґрунтування, оптимізація, дослідження точності і швидкодії спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром. Для досягнення даної мети необхідно виконати наступні **завдання**:

- обґрунтування та оптимізація спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром;

— дослідження точності та швидкодії методу.

Методи дослідження: методи кореляційної теорії, методи оптимізації, методи статистичної оцінки, спектральний аналіз.

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ.....	6
ВСТУП	10
1. Дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром	
2. Дослідження точності спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром	
3. Параметрична оптимізація спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром	
4. Оцінка швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром	
4.1. Опис алгоритму та програмної моделі роботи спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром	
4.2. Оцінка швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром	
ВИСНОВКИ	62
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ	63

ВСТУП

При стрімкому збільшенні кількості радіоелектронних засобів в різних галузях діяльності суспільства актуальною задачею є ефективний контроль використання радіочастотного ресурсу і забезпечення електромагнітної сумісності. В цих умовах основною задачею служб радіомоніторингу є контроль роботи ліцензованих ДРВ, а також оперативний пошук несанкціонованих ДРВ і усунення причин їх виникнення. Виконання цієї задачі суттєво ускладнюється в умовах великих населених пунктів, де просторова щільність ДРВ може сягати величини 10^4 джерел на квадратний кілометр.

Основними засобами, що забезпечують ефективну просторову локалізацію джерел завад є радіопеленгатори. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для апаратури радіомоніторингу є цифрові кореляційно-інтерферометричні радіопеленгатори, що використовують АР.

Основною перевагою кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів є висока точність пеленгування джерел широкосмугових радіовипромінювань при невеликих (менше 0дБ) відношеннях сигнал/шум. Це зумовлено наступними факторами: можливість використання ефективних алгоритмів оброблення сигналів в умовах апіорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань; можливість ефективної компенсації завад і спотворень, що зумовлені впливом сторонніх об'єктів і елементів АР. Також технологія кореляційно-інтерферометричного пеленгування дає можливість використання різноманітних конфігурацій АР, що дозволяє розширювати область однозначного пеленгування і збільшувати просторову розрізняльну здатність.

Особливу актуальність в останні роки набуває задача виявлення та радіопеленгування апіорі невідомих джерел радіовипромінювань (ДРВ), в тому числі із розширеним спектром частот, що використовуються в завадозахищених і адаптивних системах радіозв'язку та передачі даних, а також випадкових джерел шумових завад. Радіомоніторинг таких ДРВ вимагає високої точності радіопеленгування в реальному масштабі часу. Це зумовлює

необхідність розробки кореляційно-інтерферометричних методів радіопеленгування з низькою обчислювальною складністю.

На сьогодні найперспективнішим напрямком здійснення радіомоніторингу вказаних ДРВ є використання спектральних кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів. Вони забезпечують швидке оптимальне радіопеленгування довільних сигналів, у тому числі широкосмугових, та короткочасних радіовипромінювань в умовах складної електромагнітної обстановки.

Основними недоліками відомих пошукових кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів є їх недостатня швидкодія, що зумовлена послідовним пошуком екстремальної затримки, або великі апаратні витрати. Тому актуальною задачею є розробка нових спектральних методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що працюють в реальному масштабі часу.

Аналіз джерел літератури показує перспективність таких досліджень. Велика кількість робіт присвячена цифровим методам спектральної обробки радіовипромінювань, спектральним методам пеленгування, оцінка напрямку з підвищеною роздільною здатністю, цифровим спектральним методам кореляційно-інтерферометричного пеленгування.

Об'єкт дослідження – процес спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Предмет дослідження – оптимізований алгоритм та дослідження точності і швидкодії спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Метою є обґрунтування, оптимізація, дослідження точності і швидкодії спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром. Для досягнення даної мети необхідно виконати наступні **завдання**:

– обґрунтування та оптимізація спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром;

– дослідження точності, завадостійкості та швидкодії методу.

Методи дослідження: методи кореляційної теорії, методи оптимізації, методи статистичної оцінки, спектральний аналіз.

1. Дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів повинно здійснюватись в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрового оброблення комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1].

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується пошуковим компенсаційним методом з пошуком такого значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції. Недоліком цього методу є великі часові або апаратурні витрати та неможливість пеленгування джерел радіовипромінювань із розширеним спектром та широкосмугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу. Тому дослідження по підвищенню швидкодії кореляційно-інтерферометричного пеленгування при використанні одноканального корелятора при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

В роботах [2, 3, 4] запропоновано ряд методів, що направлені на підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів. Ці методи використовують часткове скорочення кількості ітерацій оброблення, типовими варіантами яких є методи інтерполяції, методи з нерівномірним кроком дискретності формування пелюсток діаграми спрямованості, методи попередньої селекції сигналів або напрямків пеленгування, методи удосконалення алгоритмів обчислення проміжних результатів пеленгування, методи багатошкальних вимірювань. Спільним недоліком даних методів є недостатня швидкодія та зниження точності при складності реалізації. Це зумовлено використанням наближених методів аналізу, втратами доступної

інформації про напрямок на джерело радіовипромінювання та частковістю вирішення задачі підвищення швидкодії, тому що вказані методи реалізують багатоітераційні алгоритми.

В роботі [5] запропоновано цифровий метод безпошукового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечує можливість аналітичної оцінки часу затримки та відповідного пеленгу. Даний метод забезпечує можливість пеленгування в реальному масштабі часу. Недоліком цього методу є обмеженість величини антенної бази значенням половини довжини хвилі, що в свою чергу суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та пеленгу.

Відповідно до невирішеної проблеми підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів при забезпеченні високої точності пеленгування, цілями роботи є: розробка безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування, що має можливість використання антенної бази, значення якої набагато перевищує довжину хвилі прийнятого радіовипромінювання.

Розглянемо задачу визначення напрямку на джерело радіовипромінювання компенсаційним кореляційно-інтерферометричним методом за умови прийому випромінювань двома пеленгаційними каналами, що рознесені у просторі на відстань d антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі λ радіовипромінювання, що пеленгується: $d \gg \lambda$. Нехай $S_1(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ першою антеною, а $S_2(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ також впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ другою антеною. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $\{\omega_H, \omega_B\}$. Вихідні умови запишемо таким чином:

$$\begin{aligned}
U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\
U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t);, \\
S_2(t) &= S_1(t - \tau_s),
\end{aligned}
\tag{1}$$

де τ_s – апріорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі $[0; \tau_{s\max} < T_a]$.

Нехай апріорі відомі всі необхідні ймовірнісні характеристики шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$: M_n , D_n – математичне очікування та дисперсія шумів відповідно, зазвичай $M_n = 0$; $N = \text{const}$ – двостороння спектральна густина потужності шумів.

Необхідно оптимальним чином виконати оцінку часу затримки τ_s за реалізаціями $U_1(t)$ і $U_2(t)$, що прийняті на інтервалі $[0, T_a]$.

Апаратурно процес радіопеленгування при незмінній точності може бути реалізований одно- або багатоканальною схемою радіопеленгатора при незмінному об'ємі обчислень. Тривалість одноканального послідовного кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування $T_{\Pi 1}$ за умови дискретного аналізу визначається згідно з рівнянням:

$$T_{\Pi 1} = T_{\text{нрм}} + T_a + T_{\text{обр}} = T_{\text{нрм}} + N_s \cdot T_d + N_{\text{ц}} \cdot T_{\text{кор}}, \tag{2}$$

де $T_{\text{нрм}}$ – тривалість настройки радіоприймача на задану частоту;

$T_a = N_s \cdot T_d$ – тривалість процесу аналізу радіовипромінювань $U_1(t)$ та $U_2(t)$;

N_s – кількість відліків сигналу;

T_d – період дискретизації;

$T_{\text{обр}} = N_{\text{ц}} \cdot T_{\text{кор}}$ – тривалість кореляційного оброблення;

$N_{\text{ц}}$ – кількість циклів кореляційного оброблення;

$T_{\text{кор}}$ – тривалість одного циклу кореляційного оброблення.

Суттєвим недоліком одноканального пеленгування є низька швидкодія, а паралельного – великі апаратурні витрати. Тому швидкодію пеленгування

доцільно оцінювати за загальною кількістю необхідних операцій $N_{оп}$, для здійснення яких визначається час оброблення при фіксованих апаратурних витратах та технічних характеристиках елементної бази.

Виконаємо мінімізацію часових витрат $T_{П1}$. Тривалість $T_{нрм}$ визначається за швидкодією радіоприймача. Тривалість процесу аналізу T_a визначається за необхідним відношенням сигнал-шум і, відповідно, точністю пеленгування. Значення T_d вже оптимізоване у відомих роботах [6, 7]. Значення $T_{кор}$ залежить від кількості відліків сигналу N_s . Тому в поставленій задачі значення $T_{нрм}$, T_a , T_d та $T_{кор}$ мінімізувати не потрібно. Тоді мінімізувати доцільно кількість циклів кореляційного оброблення $N_{ц}$. Мінімальне значення $N_{ц}=1$. При $T_{нрм}, T_a, T_d = const$, $\min \{T_{П1}\} = (T_{нрм} + T_a + T_{кор})|_{N_{ц}=1}$.

Розробимо для вказаних умов безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечить оцінку пеленгу одноканальним способом з мінімальними апаратурними витратами, але за час $T_{обр} = T_{кор}$ одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю. При цьому повинна бути можливість використання антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі: $d \gg \lambda$.

Для вирішення поставленої задачі доцільно використати представлення сигналів у частотній області визначення. Як відомо [8, 9], максимально правдоподібна оцінка екстремального значення компенсуючого параметра, яким є час затримки, визначається згідно з рівнянням правдоподібності, яке для неперервного аналізу сигналів в частотній області визначення має вигляд:

$$\frac{dq(\tau_{ЛЗ})}{d\tau_{ЛЗ}} = \frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \psi(\omega))) d\omega \right\} \right] = 0 \quad (3)$$

при $\tau_{ЛЗ} = \hat{\tau}_{ЛЗ}$,

де $q(\tau_{ЛЗ})$ – спектральний кореляційний оператор;

$\tau_{ЛЗ}$ – значення компенсуючої затримки;

$\hat{\tau}_{\text{ЛЗ}}$ – максимально правдоподібна оцінка компенсуючої затримки, що відповідає максимуму взаємної кореляційної функції спектрів сигналів;

$\text{Re}(\cdot)$ – операція визначення дійсної частини комплексного числа;

$U_1(\omega), U_2(\omega)$ – амплітудні спектри прийнятих сумішей радіовипромінювань першого та другого радіоканалів відповідно;

ω_H, ω_B – значення нижньої та верхньої колової частоти спектральних складових прийнятих радіосигналів відповідно;

$\Delta\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ – різницевий фазовий спектр прийнятих сигналів;

$\psi(\omega) = \omega \cdot \tau_{\text{ЛЗ}}$ – компенсуючий лінійно-частотний фазовий зсув.

Аналіз рівняння (3) показує, що основним інформативним параметром оцінюваної затримки τ_s радіосигналу є різницевий фазовий $\Delta\varphi(\omega)$ спектр добутку комплексних $U_1(j\omega)$ та $U_2(j\omega)$ прийнятих сумішей. Рівняння правдоподібності (3) явного розв'язку не має тому, що очікування значення різницевого фазового спектра $\Delta\varphi(\omega)$, тобто компенсуючий $\Delta\varphi(\omega) = \omega\tau_{\text{ЛЗ}}$ фазовий зсув є лінійно-частотний. Для отримання можливості явного розв'язку рівняння (3) виконаємо допоміжні перетворення отриманого добутку комплексних спектрів і прийнятих сумішей, після яких компенсуючий фазовий зсув $\Delta\varphi(\omega)$ буде не частотно залежним. Для цього визначимо, що добуток комплексних спектрів $U_1(j\omega)$ та $U_2(j\omega)$ прийнятих сумішей є їх взаємним $U_{12}(j\omega)$ комплексним спектром:

$$U_{12}(j\omega) = U_1^*(j\omega) \cdot U_2(j\omega) = U_{12}(\omega) \cdot \exp(j\Delta\varphi_{12}(\omega)), \quad (4)$$

де $U_{12}(\omega)$ – модуль взаємного спектра прийнятих сумішей;

$\Delta\varphi_{12}(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ – аргумент взаємного спектра прийнятих сумішей;

$[\cdot]^*$ – операція комплексного спряження.

При цьому сигнальна складова $\Delta\varphi_{12s}(\omega)$ аргумента $\Delta\varphi_{12}(\omega)$ взаємного комплексного спектра $U_{12}(j\omega)$ однозначно визначається значенням τ_s затримки радіосигналу:

$$\Delta\varphi_{12s}(\omega) = \tau_s \cdot \omega. \quad (5)$$

Аналіз рівняння (5) показує, що сигнальна складова $\Delta\varphi_{12s}(\omega)$ різницевого фазового спектра є лінійною функцією від частоти ω з крутизною нахилу, що дорівнює затримці τ_s . Інформація про затримку τ_s радіосигналу міститься в безпосередніх значеннях окремих відліків різницевого $\Delta\varphi(\omega)$ фазового спектра, а також в його похідній:

$$\tau_s = \frac{\Delta\varphi(\omega)}{\omega}. \quad (6)$$

$$\tau_s = \frac{d(\Delta\varphi(\omega))}{d\omega}. \quad (7)$$

Однак за умови використання антенної бази d , що значно перевищує довжину λ хвилі радіовипромінювання, тобто $d \gg \lambda$, абсолютні значення сигнальної складової $\Delta\varphi_s(\omega)$ різницевого фазового спектра можуть за модулем значно перевищувати величину π радіан, що є можливим значенням однозначного вимірювання аргументу $\Delta\varphi_{12}(\omega)$ комплексного взаємного спектру $U_{12}(j\omega)$.

З урахуванням цього реальні значення сигнальної $\Delta\varphi_s(\omega)$ складової різницевого фазового спектра не містять усіх n повних циклів, що дорівнюють 2π радіан, і є неоднозначними.

Враховуючи це, сигнально $\Delta\varphi_s(\omega)$ складову різницевого фазового спектра доцільно представити як суму цілої $\Delta\varphi_{sq}(\omega)$ і залишкової $\Delta\varphi_{s3}(\omega)$ частини:

$$\Delta\varphi_s(\omega) = \Delta\varphi_{sq} + \Delta\varphi_{s3}(\omega), \quad (8)$$

де $|\Delta\varphi_{sq}| = n \cdot 2\pi$ [рад];

$|\Delta\varphi_{s3}(\omega)| < 2\pi$ [рад];

$n = 0, 1, \dots$ — цілі числа.

Ціла частина $\Delta\varphi_{sc}$ сигнальної складової $\Delta\varphi(\omega)$ в рівнянні (8) дорівнює сумі n повних циклів аргумента добутку комплексних спектрів $U_1(j\omega)$ і $U_2(j\omega)$, що втрачається при формуванні реального значення $\Delta\varphi_s(\omega)$:

$$|\Delta\varphi_s(\omega)| = |\tau\omega| - |\Delta\varphi_{sc}| = |\Delta\varphi_{s3}(\omega)|. \quad (9)$$

Аналіз рівняння (9) показує, що вимірне значення сигнальної складової $\Delta\varphi_s(\omega)$ різницевого фазового спектра формується шляхом зсуву на величину $\Delta\varphi_{sc}$ його цілої частини з подальшим обмеженням в діапазоні $\{-\pi; \pi\}$ радіан і дорівнює, таким чином, залишковій частині $\Delta\varphi_{s3}(\omega)$. В результаті визначених особливостей оцінка затримки τ_s радіосигналу за рівнянням (6) буде неоднозначною, тому що не враховує цілу частину $\Delta\varphi_{sc}$ різницевого фазового спектра.

Перевагою оцінки затримки τ_s радіосигналу за рівнянням (7) є її однозначність тому що враховується крутизна частотної залежності різницевого $\Delta\varphi(\omega)$ фазового спектра, яка не спотворюється при його вимірюванні і втраті цілої $\Delta\varphi_{sc}$ частини:

$$\frac{d}{d\omega}(\Delta\varphi_{s3}(\omega)) = \frac{d}{d\omega}(\tau_s\omega - \Delta\varphi_{sc}) = \tau_s. \quad (10)$$

Недоліком оцінки (10) затримки τ_s з використанням похідної різницевого $\Delta\varphi(\omega)$ фазового спектра є спотворення розподілу потужності його шумової складової $\Delta\varphi_n(\omega)$ в межах смуги пропускання пеленгаційних каналів. Враховуючи це, більш доцільним для оцінки затримки τ_s є використання тільки диференціалу $\partial\varphi(\omega)$:

$$\partial\varphi(\omega) = \Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega), \quad (11)$$

де $\Delta\omega$ – частотний зсув.

Використання диференціалу $\partial\varphi(\omega)$ різницевого фазового спектра забезпечує усунення невизначеності щодо значення цілої $\Delta\varphi_{sc}$ частини його

сигнальної складової, а також відсутність спотворення розподілу потужності за частотою його шумової $\Delta\varphi_n(\omega)$ складової (8), (11):

$$\partial\varphi_s(\omega) = \Delta\varphi_{s3}(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi_{s3}(\omega) = \tau \cdot \Delta\omega, \quad (12)$$

де $\partial\varphi_s(\omega)$ – сигнальна складова диференціалу $\partial\varphi(\omega)$ різницевого фазового спектра.

Враховуючи наявність адитивної шумової складової в добутку спектрів прийнятих сумішей $U_1(j\omega)$ та $U_2(j\omega)$, а також нерівномірність їх розподілу за частотою, оцінку диференціалу $\partial\varphi(\omega)$ доцільно реалізувати з використанням їх комплексних відліків у формі скалярного добутку:

$$\begin{aligned} \partial\varphi_s(\omega) &= \arg\{(U_1^*(j\omega) \cdot U_2(j\omega))^* \cdot U_1^*(j(\omega + \Delta\omega)) \cdot U_2(j(\omega + \Delta\omega))\} = \\ &= \arg\{U_{12}^*(j\omega) \cdot U_{12}(j(\omega + \Delta\omega))\} \end{aligned} \quad (13)$$

Аналіз рівняння (13) показує, що диференціал $\partial\varphi(\omega)$ різницевого спектра формується шляхом визначення другого добутку незсунутих та зсунутих за частотою на величину $\Delta\omega$ реалізацій добутку $U_1(j\omega) \cdot U_2(j\omega)$ отриманих сумішей. Значення сигнальної складової аргумента $\partial\varphi_s(\omega) = \Delta\omega\tau$ другого добутку спектрів (10) не залежить від частоти, що забезпечує можливість отримання явного розв'язку рівняння правдоподібності.

Отже для отримання можливості явного розв'язку рівняння (3) використаємо подвійне перемноження спектрів прийнятих сумішей радіовипромінювань $U_1(j\omega)$ та $U_2(j\omega)$ з формуванням дворазово-взаємного комплексного спектра [10]:

$$\begin{aligned} &[U_1(j\omega) \cdot U_2(j\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \psi(\omega)))]^* \cdot \\ &\cdot [U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \psi(\omega + \Delta\omega)))]' \end{aligned} \quad (14)$$

де $\Delta\omega$ – значення частотного зсуву добутку спектрів, кратне частотному кроку спектрального аналізу.

З урахуванням (11) і (13) в результаті використання подвійного перемноження спектрів рівняння правдоподібності (3) для оцінки диференціалу прийме вигляд:

$$\frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega) - \tau_{ЛЗ} \cdot \Delta\omega)) d\omega \right\} \right] = 0 \quad (15)$$

Рівняння (15) вже має прямий розв'язок відносно компенсуючої затримки $\tau_{ЛЗ}$ [10, 11]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \arctg \left[\frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \sin(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega)) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \cos(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega)) d\omega} \right]. \quad (16)$$

При застосуванні цифрового оброблення сигналів та з урахуванням неоднозначності функції $\arctg(\cdot)$ оцінка часу затримки згідно розробленого методу буде визначатися рівнянням:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = (1/\Delta\omega) \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} A_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot A_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot A_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta.k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} A_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot A_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot A_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta.k}]} \right] + v \cdot \pi, \quad (17)$$

де k_H, k_B – номери частотних складових спектрів сигналів, які відповідають його нижній $\omega_{Н.ПЧ}$ та верхній $\omega_{В.ПЧ}$ граничним частотам спектрів сигналів радіоканалів відповідно;

$$\Delta\varphi_{\Delta.k} = \Delta\varphi(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega_{ПЧ.k});$$

v – коефіцієнт корекції неоднозначності для функції $\arctg(\cdot)$;

$v = 0$ при $\cos(\Delta\varphi) > 0$; $v = -1$ при $\cos(\Delta\varphi) < 0$.

За визначеною екстремальною оцінкою $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ визначають напрямок θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази проти напрямку годинникової стрілки згідно з рівнянням [1, 12]:

$$\theta = \arccos \left(\frac{c \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ}}{d} \right). \quad (18)$$

Виконаємо аналіз аргументів $\Delta\varphi_{\Delta,k}$ спектральних складових в рівнянні (2.17). Аргументи $\Delta\varphi_{\Delta,k}$ спектральних складових дорівнюють:

$$\Delta\varphi_{\Delta,k} = 2\pi \cdot d \cdot \cos\theta \cdot \left(\frac{1}{\lambda(\omega_{s,k})} - \frac{1}{\lambda(\omega_{s,k} + \Delta\omega)} \right) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos\theta}{\lambda(\omega_{s,k})} \cdot K, \quad (19)$$

де $K = \left[\frac{\lambda(\omega_{s,k} + \Delta\omega) - \lambda(\omega_{s,k})}{\lambda(\omega_{s,k} + \Delta\omega)} \right] \ll 1$; $\lambda(\omega_{s,k})$ – значення довжини хвилі k -ї спектральної складової сигналу, що пеленгується.

Аналіз рівняння (19) показав, що внаслідок того, що коефіцієнт $K \ll 1$, значення $\Delta\varphi_{\Delta,k}$ не перевищує π радіан для умови $\lambda \ll d$, що забезпечує можливість використання великої антенної бази $d \gg \lambda$ та усунення аномально великої похибки пеленгування радіовипромінювань з довжиною хвилі $\lambda < 2d$.

Додатковою перевагою запропонованого методу пеленгування порівняно з відомим безпошуковим цифровим методом кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування [13] є те, що не потрібно виконувати операцію відновлення робочої частоти перед кореляційним обробленням. Це зумовлено тим, що для оцінки часу затримки $\hat{\tau}_{лз}$ не використовуються значення частот спектральних складових сигналу, а тільки значення частотного зсуву $\Delta\omega$. Ця перевага зумовлює наявність додаткового виграшу за швидкодією пеленгування.

Таким чином, запропонований безпошуковий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром забезпечує можливість точного пеленгування радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

Для порівняння виконаємо аналіз можливості використання антенної бази $d \gg \lambda$ відомим безпошуковим цифровим методом кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійним обробленням комплексних взаємних спектрів сигналів, що використовує одноразове кореляційне оброблення.

Для цього методу використовується одноразове перемноження спектрів сигналів з формуванням різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_l(\omega_{s.k})$, що підлягає дисперсійному обробленню, який дорівнює:

$$\Delta\varphi(\omega_{s.k}) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos\theta}{\lambda(\omega_{s.k})}. \quad (20)$$

Аналіз рівняння (20) показує, що при $\lambda < 2d$ значення $\lambda(\omega_{s.k})$ може перевищувати π радіан, яке неможливо однозначно оцінити з використанням комплексного спектрального аналізу. Це зумовлює необхідність обмеження антенної бази значенням $d \leq \lambda/2$, що суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та відповідного пеленгу.

Висновки. Таким чином, запропонований безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром забезпечує можливість оцінки пеленгу одноканальним способом з мінімальними апаратурними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю, а також використання антенної бази набагато більшої за довжину хвилі радіовипромінювання, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

2. Дослідження точності спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

В роботі [10] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром, що забезпечує можливість визначення пеленгу одноканальним способом з мінімальними апаратурними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимальною швидкістю, а також використання антенної бази, що набагато

більша за довжину хвилі, що забезпечує суттєве підвищення точності пеленгування. Проте, дослідження точності даного методу не проведено.

В роботах [14, 15] виконано дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів пеленгування, що реалізують дискретне пошукове визначення напрямку на ДРВ шляхом обробки часових та спектральних реалізацій прийнятих випромінювань. Визначені алгоритми, побудова та їх точнісні характеристики. Однак, вказані методи використовують послідовний дискретний пошук екстремальної затримки, що визначає їх відносно низьку швидкодію і точність.

Відповідно до невирішеної раніше проблеми розробки та дослідження безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування із забезпеченням високої точності пеленгування цілями досліджень є: дослідження точнісних характеристик безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Виконаємо дослідження точності цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з розширеним спектром [10]. Нехай корисний сигнал $S(t)$ приймається двома радіоканалами, що рознесені у просторі на величину d антенної бази і мають статистично незалежні власні шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ відповідно. Нехай $S_1(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ першою антеною, а $S_2(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ також впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ другою антеною. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $\{\omega_H, \omega_B\}$. Вихідні умови запишемо наступним чином:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_s), \end{aligned} \tag{21}$$

де τ_s – апіорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності на інтервалі $[0; \tau_{s\max} < T_a]$.

Нехай апіорі відомі всі необхідні ймовірнісні характеристики шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$: M_n , D_n – математичне очікування та дисперсія шумів відповідно, зазвичай $M_n = 0$; $N = \text{const}$ – двостороння спектральна густина потужності шумів.

Для вказаних умов для забезпечення одноциклового кореляційного оброблення та можливості використання великої антенної бази $d \gg \lambda$, що набагато більша за значення довжини хвилі λ сигналу $S(t)$, доцільним є використання безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного методу пеленгування [10]. За цим методом оцінка екстремального значення компенсуючої затримки $\hat{\tau}_3$ визначається згідно з рівнянням:

$$\hat{\tau}_3 = \Delta\xi / \Delta\omega_{3c}, \quad (22)$$

де $\Delta\xi$ – еквівалентний фазовий зсув між прийнятими сигналами $S_1(t)$ та $S_2(t)$;

$\Delta\omega_{3c}$ – частотний перетворювальний зсув.

За визначеною оцінкою екстремальної затримки $\hat{\tau}_3$ напрямок на ДРВ θ визначається згідно з рівнянням [16]:

$$\theta = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_3 / d). \quad (23)$$

Аналіз рівняння (23) показує, що похибка пеленгування визначається співвідношенням похибки оцінки $\hat{\tau}_3$ та величини антенної бази d . Враховуючи (23), визначимо дисперсію похибки пеленгування σ_θ^2 наступним чином [8, 13]:

$$\sigma_\theta^2 = c^2 \cdot \sigma_\tau^2 / d^2 \cdot \sin^2 \theta, \quad (24)$$

де σ_τ^2 – дисперсія похибки оцінки $\hat{\tau}_3$.

З урахуванням (2) дисперсія σ_τ^2 буде дорівнювати:

$$\sigma_\tau^2 = \sigma_{\Delta\xi}^2 / \Delta\omega_{3c}^2, \quad (25)$$

де $\sigma_{\Delta\xi}^2$ – дисперсія похибки оцінки $\Delta\xi$.

Оцінка еквівалентного фазового зсуву $\Delta\xi$ в досліджуваному методі визначається оптимальним чином [9], і її дисперсія залежить від відношення сигнал/шум $q_{\tau\Sigma}$ у сформованій після кореляційного оброблення спектральній суміші корисного сигналу і власних шумів наступним чином:

$$\delta_{\Delta\xi}^2 = P_{ш.екв} / P_{с.екв} = 1/q_{\tau\Sigma}, \quad (26)$$

де $P_{ш.екв}$, $P_{с.екв}$ – еквівалентне значення потужності шуму та сигналу відповідно.

Визначимо значення еквівалентних потужностей корисного сигналу $P_{с.екв}$ та шуму $P_{ш.екв}$ після подвійного кореляційного оброблення. Для цього виконаємо аналіз особливостей процедури подвійного кореляційного оброблення спектрів у два етапи. На першому етапі формується добуток $U_{д1}(j\omega_k)$ комплексних спектрів $U_1(j\omega_k)$ та $U_2(j\omega_k)$ прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ двома пеленгаційними каналами:

$$U_{д1}(j\omega_k) = \Delta U_1(j\omega_k) \cdot \Delta U_2(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) + S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k) + n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k), \quad (27)$$

де $(\cdot)^*$ – операція інверсії спектра.

Аналіз рівняння (27) показує, що добуток спектрів $U_{д1}(j\omega_k)$ містить сигнальну складову $S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$ та три шумові складові, дві з яких $S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ та $S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$ є взаємним спектром корисного сигналу та спектральних випадкових реалізацій власних шумів, а третя – взаємний спектр власних шумів пеленгаційних каналів $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$. Усі три шумові складові сформовані на основі лінійних перетворень гаусівського білого шуму, тому є також випадковими функціями з нормальною густиною імовірності, нульовим математичним очікуванням [7].

При великому відношенні сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів $q_{\text{вх1}} = q_{\text{вх2}} > 1$ шумова складова власних шумів $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ має несуттєвий вплив і може не враховуватись:

$$U_{Д1}(j\omega_k) = S_{Д1}(j\omega_k) + N_{Д1}(j\omega_k), \quad (28)$$

де $S_{Д1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$, $N_{Д1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$

– сигнальна та шумова складова добутку спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ відповідно.

На другому етапі кореляційного оброблення формується другий добуток $U_{Д2}(j\omega_k)$ сформованого на першому етапі добутку комплексних спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ та його реалізації $U_{Д1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс}))$, що зсунута за частотою на величину $\Delta\omega_{зс}$:

$$U_{Д2}(j\omega_k) = U_{Д1}(j\omega_k) \cdot U_{Д1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})). \quad (29)$$

Визначимо основні елементи шумової структури добутку спектрів $U_{Д2}(j\omega_k)$ з урахуванням рівняння (28):

$$\begin{aligned} U_{Д2}(j\omega_k) = & S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot (S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})))^* + \\ & S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})) \cdot n_2(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})) + S_1(j\omega_k) \cdot \\ & \cdot (S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})))^* \cdot S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + \\ & + (S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})))^* \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k), \end{aligned} \quad (30)$$

Аналіз рівняння (30) показує, що добуток добутків спектрів $U_{Д2}(j\omega_k)$ містить одну сигнальну складову $S_{Д2}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot S_1^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс})) \cdot S_2(j(\omega_k + \Delta\omega_{зс}))$ і чотири шумові складові. Іншими чотирма складовими добутку спектрів $U_{Д2}(j\omega_k)$, що мають степінь сигнальної складової менше третьої, знехтувано. За умови, що частотний перетворювальний зсув $\Delta\omega_{зс}$ перевищує частотний інтервал кореляції шуму $\Delta\omega_{кор}$, усі шумові складові в рівнянні (30) є статистично незалежними гаусівськими величинами з нульовим математичним очікуванням і відповідним значенням дисперсії. Тому після квадратурного кореляційного оброблення, що є лінійним перетворенням, буде сформована сумарна шумова складова, дисперсія $\sigma_{n\Sigma}^2$ якої буде дорівнювати сумі чотирьох дисперсій складових рівняння (30):

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = \sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2 + \sigma_{n3}^2 + \sigma_{n4}^2. \quad (31)$$

За умови рівномірного енергетичного спектра корисного сигналу дисперсії шумових складових рівняння (30) будуть однаковими і сумарна дисперсія $\sigma_{n\Sigma}^2$ буде дорівнювати:

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = 4\sigma_{nk}^2 = 8E_S^3 / N, \quad (32)$$

де $\sigma_{nk}^2 = 2E_S^3 / N$ – дисперсія шумової складової другого добутку спектрів $U_{D2}(j\omega_k)$;

$$E_S = \sum_{k=k_u}^{k_g} |S_1(j\omega_k) \cdot S_2(j\omega_k)| = \sum_{k=k_u}^{k_g} |S(\omega_k)|^2 - \text{енергія реалізації сигналу } S(t);$$

k_u, k_g – номери частотних складових спектрів сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$, які відповідають їх нижній ω_H та верхній ω_B граничним частотам відповідно.

Максимальне значення модуля комплексної амплітуди $A_{S_{\max}}$ сигнальної складової $S_{D2}(j\omega_k)$ визначається наступним чином:

$$A_{S_{\max}} = \sum_{k=k_u}^{k_g} |S(j\omega_k)|^2 \cdot |S(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c}))|^2 = \sum_{k=k_u}^{k_g} |S(j\omega_k)|^4 = \frac{2E_S^2}{N}. \quad (33)$$

З урахуванням рівнянь (32) і (33) визначимо шукані значення дисперсії еквівалентного фазового зсуву (26):

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = A_{S_{\max}}^2 / \sigma_{n\Sigma}^2 = 2N / E_S. \quad (34)$$

З урахуванням (34) рівняння (24) і (25) мають вигляд відповідно:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{c^2 \cdot 2N}{E_S \cdot \Delta\omega_{3c}^2 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta}. \quad (35)$$

$$\sigma_\tau^2 = 2N / E_S \cdot \Delta\omega_{3c}^2 = \sigma_{\Delta\xi}^2 / \Delta\omega_{3c}^2. \quad (36)$$

Аналіз рівнянь (35) та (36) показує, що основними чинниками збільшення точності пеленгування є збільшення антенної бази d , частотного зсуву $\Delta\omega_{3c}$ та накопичуваної енергії E_S сигналу ДРВ за рахунок збільшення часу спостереження T_a . При цьому за умов пеленгування джерел короткочасних випромінювань більш ефективним є збільшення антенної бази d .

Виконаємо аналіз оцінки дисперсії похибки пеленгування σ_θ^2 за умови

невеликих значень відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів: $q_{ex1} < 1$ та $q_{ex2} < 1$. Для даних умов після формування першого добутку спектрів $U_{d1}(j\omega_k)$ рівень шумів збільшується і еквівалентне відношення сигнал/шум $q_{екв1}$ на вході пеленгаційних каналів буде дорівнювати [16]:

$$q_{екв1} = q_{ex1} \cdot q_{ex2} \quad (37)$$

Аналогічним чином еквівалентне відношення сигнал/шум $q_{екв2}$ на вході пеленгатора після формування другого добутку спектрів $U_{d2}(j\omega_k)$ буде дорівнювати:

$$q_{екв2} = q_{екв1}^2 = (q_{ex1} \cdot q_{ex2})^2 \quad (38)$$

Після квадратурного кореляційного оброблення відношення сигнал/шум $q_{вих}$ на виході пеленгатора буде дорівнювати:

$$q_{вих} = q_{екв2} \cdot K_\phi = (q_{ex1} \cdot q_{ex2})^2 \cdot K_\phi \quad (39)$$

де $K_\phi = \Delta f_k / 2\Delta f_{кор} = \Delta f_k / (2/T_a \cdot K_w)$ – коефіцієнт фільтрації;

Δf_k – ширина смуги пропускання пеленгаційних каналів;

$\Delta f_{кор}$ – ширина смуги пропускання усереднюючого фільтра пеленгатора;

K_w – коефіцієнт шуму вагової функції «вікна» цифрового спектрального аналізу.

В результаті дисперсія оцінки $\sigma_{\Delta\xi}^2$ еквівалентного фазового зсуву з урахуванням (39) для умов слабких сигналів дорівнює:

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = 1/q_{вих} = 2/\Delta f_k \cdot T_a \cdot K_w \cdot (q_{ex1} \cdot q_{ex2})^2. \quad (40)$$

За умови ідентичних пеленгаційних каналів $q_{ex1} = q_{ex2} = q_{ex}$, тоді рівняння (2.40) матиме вигляд:

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = 2/\Delta f_k \cdot T_a \cdot K_w \cdot q_{ex}^4. \quad (41)$$

З урахуванням рівняння (41) дисперсії похибок оцінки затримки σ_τ^2 і пеленгування σ_θ^2 будуть дорівнювати відповідно:

$$\sigma_\theta^2 = c^2 \cdot \sigma_\tau^2 / d^2 \cdot \sin^2 \theta; \quad (42)$$

$$\sigma_\tau^2 = 2/\Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta f_k \cdot T_a \cdot K_w \cdot q_{ex}^4.$$

Таким чином, рівняння (35), (36), (42) дають аналітичні оцінки точності кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Виконано дослідження основних характеристик точності кореляційно-інтерферометричного пеленгатора радіовипромінювань з розширеним спектром шляхом програмного моделювання з використанням програмного пакету MathCad. Умови моделювання наступні. Вид модуляції сигналу – лінійна частотна, значення несучої частоти сигналу $f_0 = 2000 \text{ МГц}$, ширина спектра сигналу Δf_s за рівнем (-6 дБ) : $\Delta f_s = 5 \text{ МГц}$.

В результаті отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування σ_θ від напрямку на ДРВ при значенні антенної бази $d = 10 \text{ м}$, тривалості аналізу $T_a = 0,819 \text{ мс}$, відношенні сигнал-шум $S/N = 40 \text{ дБ}$, рис. 1.

Отримано сімейство залежностей похибки σ_θ від величини антенної бази d при відношенні сигнал-шум $S/N = 10 \text{ дБ}$, значенні напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, значенні частотного зсуву $\Delta f_{zc} = \Delta \omega_{zc} / 2\pi = 2,5 \text{ МГц}$, рис. 2.

На рис. 2 позначено: ряд 1 – для значення тривалості аналізу $T_a = 0,819 \text{ мс}$, ряд 2 – для значення $T_a = 3,19 \text{ мс}$, ряд 3 – для значення $T_a = 13,1 \text{ мс}$.

Отримано залежність похибки σ_θ від відношення сигнал-шум при значенні антенної бази $d = 20 \text{ м}$, значенні напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, значенні частотного зсуву $\Delta f_{zc} = 2,5 \text{ МГц}$, тривалості аналізу $T_a = 3,19 \text{ мс}$, рис. 3.

Отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування σ_θ від величини частотного зсуву Δf_{zc} при значенні антенної бази $d = 20 \text{ м}$, значенні напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, тривалості аналізу $T_a = 3,19 \text{ мс}$, при відношенні сигнал-шум $S/N = 10 \text{ дБ}$, рис. 4.

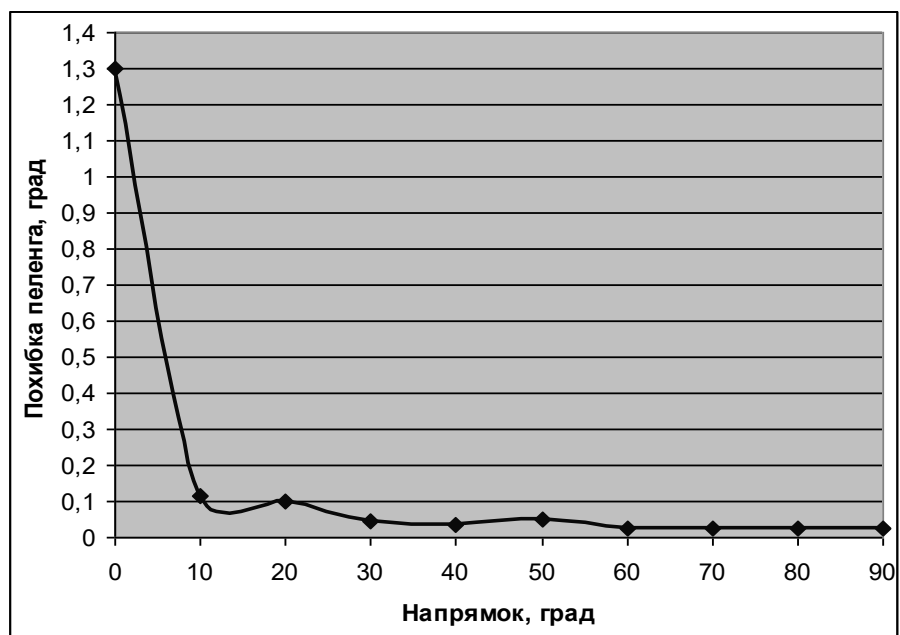


Рисунок 1 – Залежність похибки σ_θ від напрямку на ДРВ

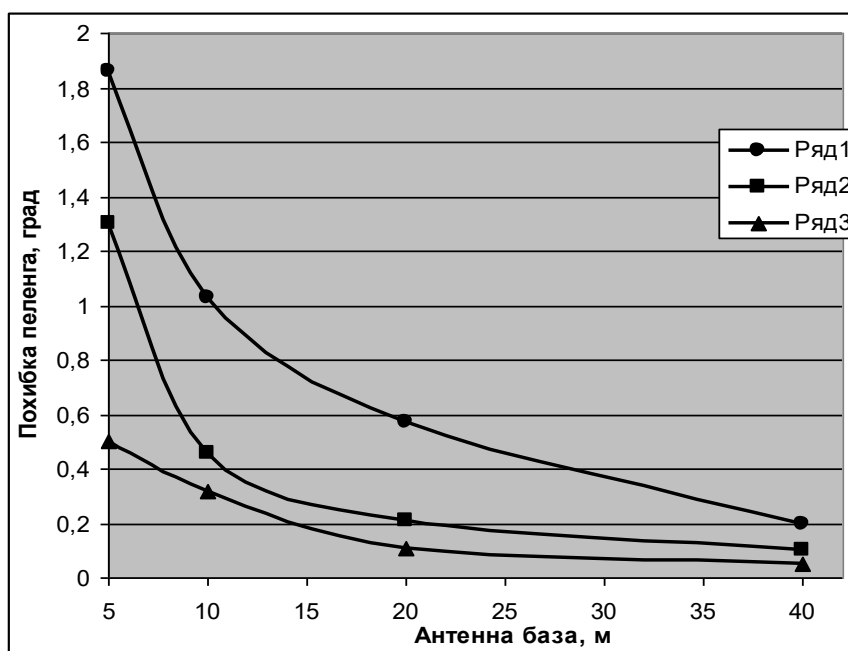


Рисунок 2 – Залежність похибки σ_θ від величини антенної бази d

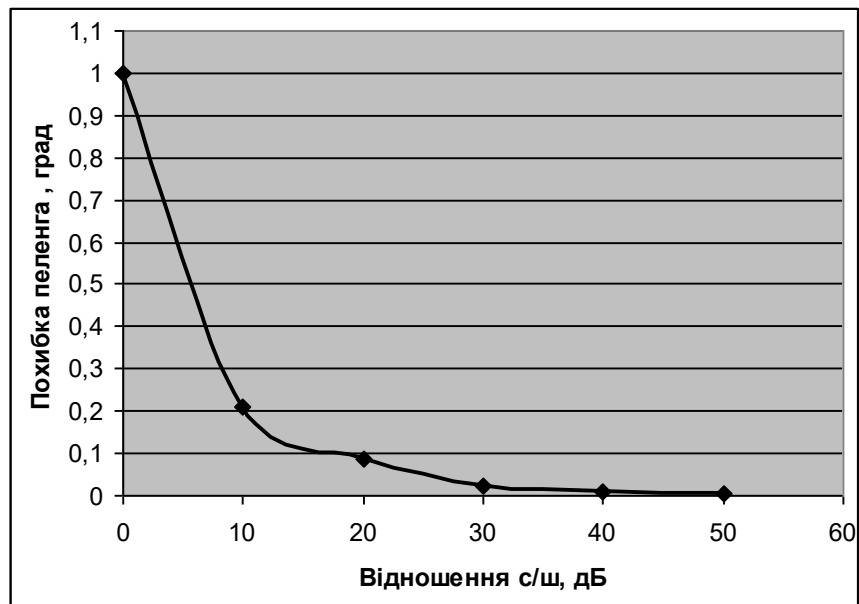


Рисунок 3 – Залежність похибки σ_θ від відношення сигнал-шум

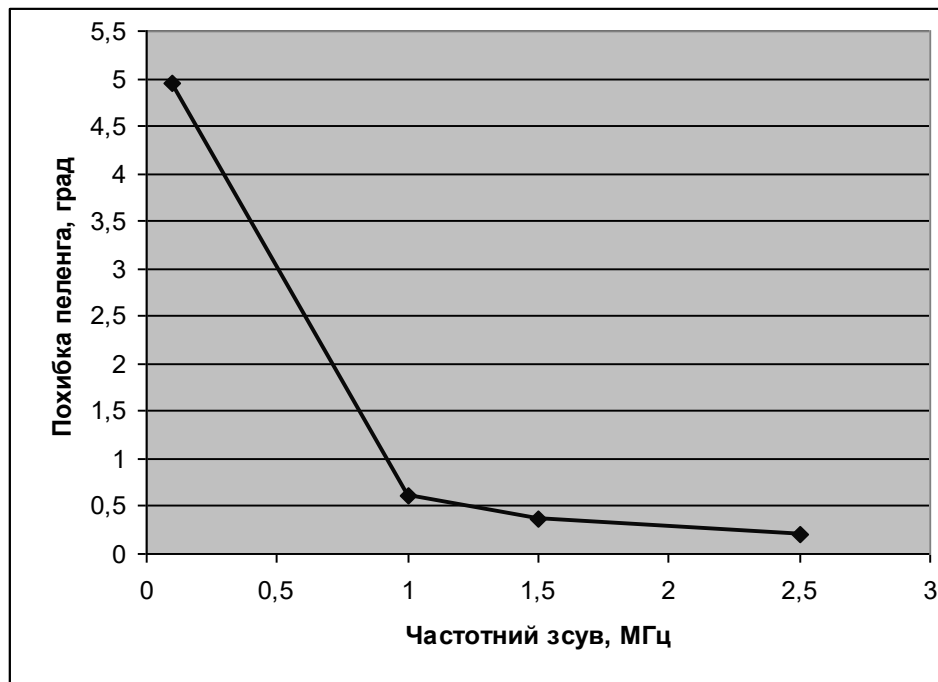


Рисунок 4 – Залежність похибки σ_θ від величини частотного зсуву Δf_{zc}

Аналіз графіка на рис. 1 показує, що для мінімізації методичної похибки пеленгування, що є максимальною в околі $\theta = 0^\circ$, доцільно застосувати дві взаємно перпендикулярні пари антен з робочими секторами $\theta \in (45 - 135)^\circ$. Аналіз графіків на рис. 2 та рис. 3 показує, що середньоквадратична похибка пеленгування σ_θ суттєво зменшується за гіперболічною залежністю зі

збільшенням антенної бази d , та менш ефективно – при збільшенні тривалості аналізу T_a . При збільшенні відношення сигнал-шум похибка σ_θ також зменшується за гіперболічною залежністю. Аналіз залежності на рис. 4 показує, що похибка пеленгування σ_θ суттєво зменшується по гіперболічній залежності зі збільшенням частотного зсуву Δf_{zc} .

Отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування від типу «вікна» спектрального аналізу при значенні антенної бази $d = 5\text{м}$, напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, частотному зсуві $\Delta f_{zc} = 2,5\text{МГц}$, тривалості аналізу $T_a = 0,819\text{мс}$, при відношенні сигнал-шум $S/N = 10\text{дБ}$, рис. 5.

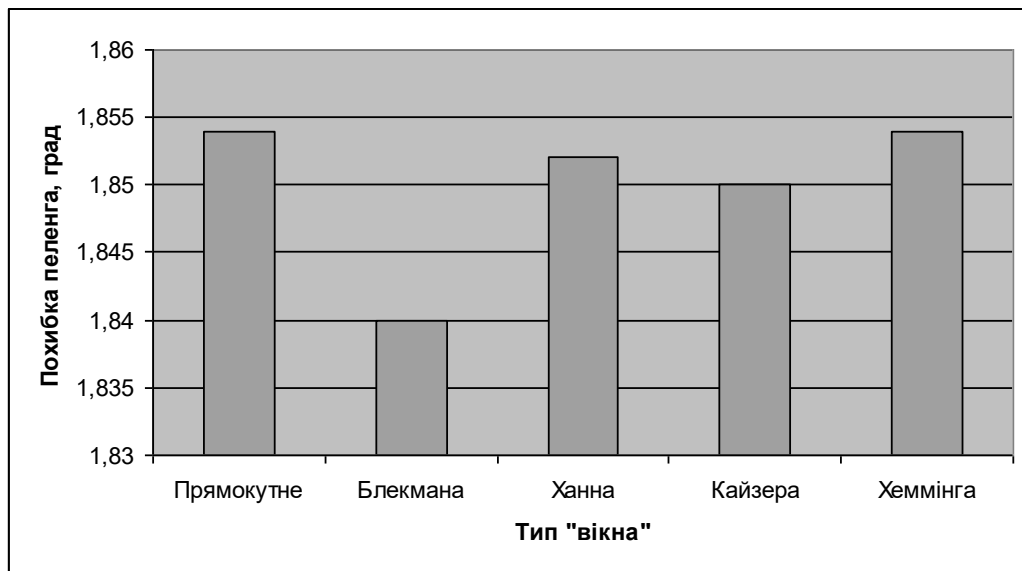


Рисунок 5 – Залежність похибки σ_θ від типу «вікна» спектрального аналізу

Аналіз графіка на рис. 5 показує, що мінімальну похибку пеленгування σ_θ забезпечує використання при спектральному аналізі «вікна» Блекмана.

Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами аналітичних досліджень.

Висновки. В результаті проведених досліджень цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром отримано аналітичні оцінки

дисперсії похибки пеленгування для умов великого та малого відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора та визначено його основні точносні характеристики. Результати аналітичних розрахунків та моделювання узгоджуються і підтверджують можливість ефективного безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням великої антенної бази, що забезпечує пеленгування з похибкою $\sigma_\theta = 0,1^\circ$. Показано доцільність використання при спектральному аналізі вагової функції «вікна» Блекмана.

3. Параметрична оптимізація спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

Ефективність засобів пеленгування суттєво залежить від співвідношення їх параметрів, в першу чергу, швидкодії, точності, завадостійкості та апаратних витрат (вартості). Тому дослідження та оптимізація цифрових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів за швидкістю та точністю є актуальною науковою задачею. Найчастіше для удосконалення пеленгаторів застосовують параметричну оптимізацію. Її перевагою є можливість забезпечення значного підвищення ефективності пеленгаторів за допомогою покращення одного основного параметру пеленгатора, наприклад, точності без суттєвого збільшення апаратних витрат. Це здійснюється за рахунок удосконалення тільки режимів прийому та оброблення, співвідношення параметрів складових модулів та їх кількості.

У роботі [10] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром. Він забезпечує можливість оцінки пеленгу за допомогою одноканального корелятора з мінімальними апаратними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто

з максимальною швидкістю. Даний метод також забезпечує використання антенної бази набагато більшої за довжину хвилі, що дозволяє суттєво підвищити точність пеленгування. Однак параметричну оптимізацію такого пеленгатора в роботі не проведено.

У роботах [19, 20] наведені результати досліджень оптимізації алгоритмів оброблення радіовипромінювань та параметрів основних блоків цифрових кореляційних пеленгаторів, що використовують АР різної конфігурації. Показана висока ефективність їх застосування в умовах складної ЕМО та моніторингу шумоподібних радіовипромінювань.

У роботах [17, 18, 21–23] досліджено ефективність та проведено оптимізацію основних алгоритмів оцінки напрямку на ДРВ з використанням АР, визначені оптимальні оцінки просторових параметрів радіовипромінювань.

Однак в даних роботах не досліджені питання оптимізації безпошукових кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів з використанням подвійного кореляційного оброблення. Тому отримані результати не можуть бути безпосередньо використані для вирішення даної задачі.

Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми дослідження безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування є параметрична оптимізація безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного пеленгатора радіовипромінювань з розширеним спектром.

Виконаємо параметричну оптимізацію безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного пеленгатора радіовипромінювань з розширеним спектром за точністю пеленгування [24].

Нехай в горизонтальній площині з випадкового невідомого напрямку θ приймається неперервне випадкове стаціонарне гаусове радіовипромінювання $S(t)$ точкового ДРВ з рівномірним енергетичним спектром $S^2(\omega)$ двоелементною АР радіопеленгатора. Елементи АР рознесені у просторі на величину d антенної бази і підключені до двох відповідних ідентичних радіоканалів пеленгатора, що мають власні адитивні гаусові стаціонарні шуми

$n_1(t)$ і $n_2(t)$ з нульовим математичним очікуванням і однаковою спектральною густиною N потужності, постійною в межах смуги Δf_k пропускання радіоканалів пеленгатора. Будемо вважати, що власні шуми радіоканалів пеленгатора не мають міжканальної кореляції та кореляції з випромінюванням $S(t)$. Також будемо вважати, що ДРВ, які пеленгуються, знаходяться в дальній зоні, а фазові флуктуації на шляху поширення випромінювання $S(t)$ відсутні. Таким чином, початкові умови досліджень можуть бути представлені наступним чином:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_s), \end{aligned} \tag{43}$$

де $U_1(t)$, $U_2(t)$ – адитивні суміші сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$ та шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$ радіоканалів пеленгатора;

τ_s – апріорі невідома затримка радіовипромінювання, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності на інтервалі $[0; \tau_{s \max} < T_a]$;

T_a – тривалість процесу аналізу радіовипромінювання.

Згідно досліджуваного методу пеленгування оцінка $\hat{\theta}$ напрямку на ДРВ здійснюється наступним чином [10]:

$$\hat{\theta} = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_3 / d), \tag{44}$$

де $\hat{\tau}_3 = \Delta \xi / \Delta \omega_{3c}$ – оцінка екстремального значення компенсуючої затримки;

$\Delta \omega_{3c}$ – частотний перетворювальний зсув;

c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Еквівалентний фазовий зсув $\Delta \xi$ визначається згідно з рівнянням [10]:

$$\Delta\xi = \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС}) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta.k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС}) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta.k}]} \right] + v \cdot \pi \quad (45)$$

$\Delta\xi$ – еквівалентний фазовий зсув між сигналами $S_1(t)$ та $S_2(t)$;

k_H, k_B – номери частотних складових спектра випромінювання проміжної частоти, які відповідають його нижній $\omega_{ПЧ.H}$ та верхній $\omega_{ПЧ.B}$ граничним частотам відповідно;

$U_1(\omega_{ПЧ.k}), U_2(\omega_{ПЧ.k})$ – амплітудні спектри сигналів $U_1(t)$ та $U_2(t)$ першого та другого радіоканалів пеленгатора відповідно, отримані на проміжній $\omega_{ПЧ}$ частоті;

$\Delta\varphi_{\Delta.k} = \Delta\varphi(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС}) - \Delta\varphi(\omega_{ПЧ.k})$ – різницевий фазовий спектр другого добутку спектрів сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$;

v – коефіцієнт корекції неоднозначності для функції $\arctg(\cdot)$: $v=0$ при $\cos(\Delta\varphi) > 0$; $v=-1$ при $\cos(\Delta\varphi) < 0$.

Аналіз рівняння (45) показує, що похибка пеленгування визначається співвідношенням похибки оцінки $\hat{\tau}_3$ та величини антенної бази d . Як основний показник точності пеленгування доцільно використовувати дисперсію σ_θ^2 похибки оцінки напрямку на ДРВ [1, 17], яка визначається для досліджуваного методу пеленгування згідно з рівнянням:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{2\pi \cdot c^2}{q_{\theta x}^2 \cdot \Delta\omega_{ЗС}^2 \cdot \Delta\omega_a \cdot T_a \cdot K_w \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (46)$$

де $q_{\theta x}$ – відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів АР;

$\Delta\omega_a$ – ширина смуги аналізу при подвійному кореляційному обробленні;

K_w – коефіцієнт шуму вагової функції «вікна» цифрового спектрального аналізу.

З урахуванням (46) загальні умови оптимізації алгоритму визначимо наступним чином:

$$\sigma_{\theta}^2 = \min . \quad (47)$$

Для реалізації оптимізації методу, що розглядається, визначимо вид цільової функції та функцій зв'язку [25]. Для цього на основі рівнянь (45) та (46) виконаємо аналіз особливостей реалізації методу пеленгування, що оптимізується.

Аналіз рівняння (46) показує, що дисперсія σ_{θ}^2 похибки пеленгування суттєво залежить від способу реалізації процедури подвійного кореляційного аналізу спектрів $U_1(j\omega_{ПЧ.k})$ і $U_2(j\omega_{ПЧ.k})$ реалізацій прийнятого випромінювання в межах смуги Δf_k пропускання радіоканалів пеленгатора. При цьому регулювання таких параметрів пеленгатора, як величина d антенної бази, чутливість q_{ex} і тривалість T_a процесу аналізу радіовипромінювання, мають суттєві обмеження при оптимізації, що зумовлюються можливостями сучасних технологій, вимогами до габаритів, швидкодії, а також ціни пеленгатора [1, 6]. Можливості оптимізації такого параметра, як коефіцієнт K_w шуму вагової функції «вікна», що визначає особливості цифрового спектрального аналізу, також суттєво обмежені вимогами до завадостійкості пеленгування [1, 27].

В свою чергу, параметри випромінювання ДРВ, що пеленгується, такі, як середня або несуча частота ω_0 часового енергетичного спектра та напрямок θ приходу радіовипромінювання, на алгоритм пеленгування не впливають і мають тільки глобальне обмеження по діапазону робочих частот та ширині сектора пеленгування. Суттєво впливає на завадостійкість та швидкість пеленгування тривалість T_a процесу аналізу радіовипромінювань, що приймаються одночасно в межах смуги Δf_k пропускання радіоканалів. Однак на реалізацію процедури подвійного кореляційного аналізу та алгоритму в цілому тривалість T_a процесу аналізу радіовипромінювань також не впливає.

Таким чином, аналіз рівняння (46) показує, що суттєвий вплив на дисперсію σ_{θ}^2 похибки пеленгування з можливостями широкого регулювання мають такі чинники, як величина $\Delta\omega_{3c}$ частотного перетворювального зсуву і

ширина смуги $\Delta\omega_a$ аналізу при подвійному кореляційному обробленні. В свою чергу, ширина смуги $\Delta\omega_a$ аналізу залежить від величини $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву. Тому цільову функцію $F_1(\Delta\omega_{3C})$ для подальшої оптимізації досліджуваного методу пеленгування з урахуванням рівняння (46) доцільно визначити як функцію змінних $\Delta\omega_{3C}$ та $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ при умові $T_a \cdot \Delta f_k \gg 1$ наступним чином:

$$F_1(\Delta\omega_{3C}) = f(\Delta\omega_{3C}, \Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})) = \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C}). \quad (48)$$

Виконаємо якісну оцінку особливостей цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$. З урахуванням рівняння (46) для забезпечення умови оптимізації (47) значення цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ повинно мати екстремум типу $\max$:

$$\max_{\Delta\omega_{3C}} F_1(\Delta\omega_{3C}) = \max_{\Delta\omega_{3C}} [\Delta\omega_{3C}^2 \Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})]. \quad (49)$$

Цільова функція $F_1(\Delta\omega_{3C})$ пропорційна квадрату величини $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву і по відношенню до нього є парною функцією. Тому з урахуванням обмеженості ширини $\Delta\omega_s$ спектра реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, величиною $2\pi \cdot \Delta f_k \geq \Delta\omega_s$ смуги пропускання радіоканалів пеленгатора, визначимо діапазон області визначення цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ наступним чином:

$$-\Delta\omega_s < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_s. \quad (50)$$

Для подальшої оцінки величини смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ аналізу доцільно виконати аналіз вибіркової моделі її формування.

Вибіркова модель формування смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ передбачає, що спектри $U_1(j\omega_{ПЧ,k})$ і $U_2(j\omega_{ПЧ,k})$ реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, і їх перший добуток $U_{D1}(j\omega_{ПЧ,k})$ є неперіодичними функціями частоти і мають область визначення в межах смуги $[\omega_{ПЧ,H}; \omega_{ПЧ,B}]$ частот розподілу спектральної густини випромінювання $S(t)$:

$$U_{D1}(j\omega_{ПЧ,k}) = U_1^*(j\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_2(j\omega_{ПЧ,k}), \quad (51)$$

$$\text{де } U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = \begin{cases} U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}), \text{ при } (\omega_{ПЧ.Н} \leq \omega_{ПЧ.k} \leq \omega_{ПЧ.В}) \\ 0, \text{ при } (\omega_{ПЧ.Н} > \omega_{ПЧ.k} > \omega_{ПЧ.В}) \end{cases}.$$

Згідно досліджуваного методу пеленгування [10] додатково формується другий добуток $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів шляхом перемноження комплексно спряженого першого добутку $U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та його реалізації, $U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС}))$ що зсунута за частотою на величину $\Delta\omega_{ЗС}$:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} \pm \Delta\omega_{ЗС})). \quad (52)$$

В результаті ненульові відліки другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів будуть формуватись в межах смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})$ аналізу, величина якої визначається наступним чином:

$$\Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС}) = \Delta\omega_s - |\Delta\omega_{ЗС}|, \quad (53)$$

де $\Delta\omega_s = \omega_{ПЧ.В} - \omega_{ПЧ.Н}$ – ширина спектра реалізації випромінювання ДРВ.

Епюри формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та величини смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})$ аналізу за умови додатного значення $\Delta\omega_{ЗС}$ для вибіркової моделі наведені на рис. 6.

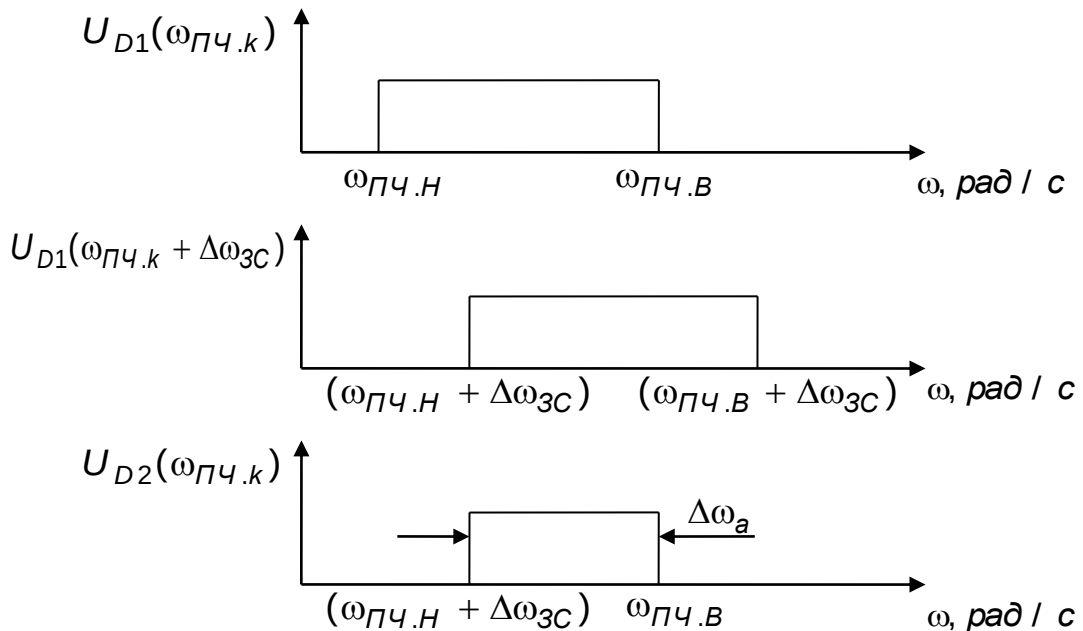


Рисунок 6 – Епюри формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та смуги $\Delta\omega_a$ аналізу для вибіркової моделі

Аналіз рівняння (53) та епюр на рис. 6 показує, що при збільшенні за модулем величини зсуву $\Delta\omega_{3c}$ величина смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3c})$ аналізу відповідно зменшується. З урахуванням рівнянь (49)–(53) цільова функція $F_1(\Delta\omega_{3c})$ для вибіркової моделі буде мати наступний вигляд:

$$F_1(\Delta\omega_{3c}) = \Delta\omega_{3c}^2 \cdot (\Delta\omega_s - |\Delta\omega_{3c}|). \quad (54)$$

Таким чином, аналіз рівнянь (53) та (54) показує, що частотний перетворювальний зсув $\Delta\omega_{3c}$ і смуга $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3c})$ аналізу є антагоністичними чинниками, що впливають на значення цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3c})$ з різними степенями.

З урахуванням рівнянь (48) і (53) визначимо рівняння оптимізації (вид цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3c})$ і критерій оптимальності) для вибіркової моделі наступним чином:

$$\max_{\Delta\omega_{3c}} F_1(\Delta\omega_{3c}) = \max_{\Delta\omega_{3c}} [(\Delta\omega_s - |\Delta\omega_{3c}|)\Delta\omega_{3c}^2]. \quad (55)$$

Розв'язком рівняння (55) є оптимальні значення $\Delta\omega_{3c.opt1}$ перетворювального частотного зсуву, тобто:

$$\Delta\omega_{3c.opt1} = \arg \max \{F_1(\Delta\omega_{3c})\}. \quad (56)$$

Для подальшої оптимізації і визначення розв'язку рівняння (48) визначимо кількість L і значення функцій зв'язку, а також вид шуканих екстремумів цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3c})$.

По-перше, оцінка $\hat{\theta}$ напрямку на ДРВ має здійснюватись за один цикл кореляційного оброблення та з використанням одного двоканального корелятора. З урахуванням цього перша $f_1(N_c)$ і друга $f_2(N_k)$ функції зв'язку мають вигляд [24]:

$$\begin{aligned} f_1(N_c) &= N_c = 1; \\ f_2(N_k) &= N_k = 1, \end{aligned} \quad (57)$$

де N_c, N_k – кількість циклів кореляційного оброблення та кількість кореляторів відповідно.

По-друге, ширина спектра $\Delta\omega_s$ випромінювання ДРВ, що пеленгується, є обмеженою смугою Δf_k пропускання пеленгаційних каналів, тобто $\Delta\omega_s \leq 2\pi \cdot \Delta f_k$. З урахуванням цього діапазон можливих однозначних значень $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву не перевищує за модулем величини $\Delta\omega_s$, а область визначення цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ становить смугу частот $\{\omega_{ПЧ.Н} - \Delta\omega_s; \omega_{ПЧ.В} + \Delta\omega_s\}$. З урахуванням цього третя $f_3(\Delta\omega_{3C})$ і четверта $f_4(\Delta\omega_{3C})$ функції зв'язку приймають вигляд:

$$f_3(\Delta\omega_{3C}) = -\Delta\omega_s < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_s; \quad (58)$$

$$f_4(\Delta\omega_{3C}) = \omega_{ПЧ.Н} - \Delta\omega_s \leq \omega_{ПЧ.к} \leq \omega_{ПЧ.В} + \Delta\omega_s.$$

По-третє, прийом випромінювання $S(t)$ ДРВ, що пеленгується, здійснюється за обмежений час аналізу $T_a < \infty$, а комплексні спектри його реалізацій в кожному пеленгаційному каналі визначаються на основі алгоритму швидкого перетворення Фур'є. Тому мінімальне значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву буде не менше величини основної гармоніки $(2\pi/T_a)$ відповідного ряду Фур'є, а поточні значення – кратні цій величині [25, 26]. З урахуванням цього, рівняння п'ятої $f_5(\Delta\omega_{3C})$ і шостої $f_6(\Delta\omega_{3C})$ функцій зв'язку будуть наступними:

$$f_5(\Delta\omega_{3C}) = \min|\Delta\omega_{3C}| = 2\pi/T_a; \quad (59)$$

$$f_6(\Delta\omega_{3C}) = |\Delta\omega_{3C}| = k \cdot 2\pi/T_a,$$

де $k = 1, 2, \dots$ – цілі додатні числа.

В четверте, можливі значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву не мають особливостей, а цільова функція не має точок розриву. Тому оптимальне значення $\Delta\omega_{3C.opt1}$ повинно відповідати глобальному екстремуму цільової функції.

З урахуванням рівнянь (57) – (59) можливо зробити висновок, що оптимізація повинна здійснюватись з урахуванням шести $L = 6$ функцій зв'язку і пошуком глобального умовного екстремуму.

Враховуючи визначені початкові умови, поставлену задачу оптимізації доцільно вирішити з використанням скалярного методу та похідних цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ [29, 31]. Для цього оптимальне значення $\Delta\omega_{3C.opt1}$ частотного перетворювального зсуву визначимо як розв'язок диференційного рівняння:

$$\frac{dF_1(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}} = 0. \quad (60)$$

З урахуванням рівняння (55) рівняння (60) матиме вигляд:

$$\frac{dF_1(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}} = 2 \cdot \Delta\omega_s \cdot \Delta\omega_{3C} - 3 \cdot \Delta\omega_{3C}^2 = 0. \quad (61)$$

Коренем рівняння (61), що задовольняє умовам задачі оптимізації, є наступне значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву:

$$|\Delta\omega_{3C.opt1}| = 2 \cdot \omega_s / 3. \quad (62)$$

Визначимо тип екстремуму цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ шляхом оцінки знаку її другої похідної в точці екстремуму:

$$\frac{d^2F_1(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}^2} = 2 \cdot \Delta\omega_s - 6 \cdot \Delta\omega_{3C} \Big|_{\Delta\omega_{3C}=2\Delta\omega_s/3} < 0. \quad (63)$$

Аналіз співвідношень (62) та (63) показує, що отриманий розв'язок рівняння оптимізації відповідає глобальному умовному екстремуму цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ типу $\max$ і усім обмеженням функцій зв'язку. Таким чином, поставлена задача оптимізації вирішена.

Для оцінки достовірності отриманих результатів оптимізації виконаємо аналіз поведінки цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$, визначеної рівнянням (55), з використанням програмного пакету MathCad. Результати моделювання наведені на рис. 7. На рис. 7 позначено $F_1(\Delta\omega_{3C})$ як $F_1(\Delta\omega)$, а $\Delta\omega_{3C}$ як $\Delta\omega$.

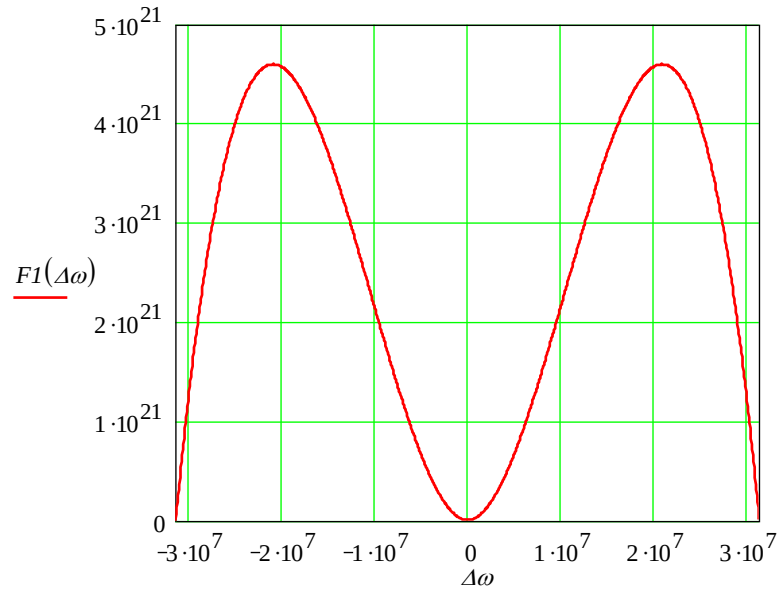


Рисунок 7 – Залежність функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ від $\Delta\omega_{3C}$ при $\Delta\omega_s = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$

Аналіз залежності на рис. 7 показує, що цільова функція $\Delta\omega_{3C}$ є кусочно-монотонною симетричною функцією, яка має два екстремуми для значень зсуву $\Delta\omega_{3C,1,2} = \pm 2\Delta\omega_s/3 = \pm 2,094 \cdot 10^7$, величина яких узгоджуються з результатом аналітичної оптимізації (54).

Аналіз отриманих результатів оптимізації вибіркової кореляційної моделі показав, що дисперсія похибки σ_θ^2 пеленгування і, відповідно, цільова функція $F_1(\Delta\omega_{3C})$ суттєво залежать від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву і мають немонотонний характер. Максимальне значення цільової функції $F_1(\Delta\omega_{3C})$ і, відповідно, мінімальне значення похибки пеленгування σ_θ^2 забезпечуються при значенні $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву, що перевищує половину ширини $\Delta\omega_s$ спектра радіовипромінювання $S(t)$, що пеленгується. Це зумовлює наявність певних енергетичних втрат за рахунок того, що зменшується ширина смуги частот радіовипромінювання $S(t)$, яка використовується при здійсненні подвійного кореляційного аналізу.

Наприклад, при використанні зсуву $\Delta\omega_{3C} = 2 \cdot \Delta\omega_s/3$ використовується смуга частот $\{\omega_{ПЧ,Н} + \Delta\omega_s/3; \omega_{ПЧ,В} - \Delta\omega_s/3\}$ першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ,k})$ спектрів, а ширина смуги частот другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ,k})$ спектрів буде

дорівнювати $\Delta\omega_s/3$. Оптимальність використання смуги частот $[\omega_{пч.н} + \Delta\omega_s/3; \omega_{пч.в} - \Delta\omega_s/3]$ першого добутку $U_{D1}(j\omega_{пч.к})$ спектрів зумовлюється тим, що інформативність спектральних відліків першого добутку $U_{D1}(j\omega_{пч.к})$ спектрів неоднакова, має максимальне значення для частот $\omega_{пч.н}$ та $\omega_{пч.в}$ і зменшується при наближенні до середньої частоти $(\omega_{пч.н} + \omega_{пч.в})/2$. Також аналіз рис. 7 показує, що цільова функція $F_1(\Delta\omega_{зс})$ є несиметричною відносно значення аргументу $\Delta\omega_{зс.1,2}$, які відповідають глобальним екстремумам.

Проведено програмне моделювання роботи пеленгатора відповідно (2) та дослідження його точності за допомогою розробленої програмної моделі в середовищі MathCad для наступних початкових умов: тип випромінювання – неперервний з лінійною частотною модуляцією: $S(t) = A \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 t + bt^2)$; ширина спектра випромінювання $\Delta f_s = 5 \text{ МГц}$; смуга частот аналізу пеленгаційного радіоканалу $\Delta f_k = 10 \text{ МГц}$; робоча частота випромінювання $f_0 = 2 \text{ ГГц}$; значення частоти дискретизації; $f_d = 2\Delta f_k = 20 \text{ МГц}$ кількість часових відліків, що накопичується та аналізується: $N_s = 16384$; тривалість процесу аналізу $T_a = 0,8 \text{ мс}$; напрямок на ДРВ $\theta = 60^\circ$; величина бази АР $d = 50 \text{ м}$; кількість дослідів для оцінки одного відліку $\sigma_\theta^2 = 50$.

В результаті моделювання отримано сімейство залежностей СКВ похибки оцінки пеленгу від відношення q_{ex} сигнал/шум на вході пеленгаційних радіоканалів при різних значеннях $\Delta\omega_{зс}$ частотного перетворювального зсуву і для вибіркової моделі його формування.

На рис. 8 наведено результати моделювання для вибіркової моделі, ряд 1 – для зсуву $\Delta\omega_{зс} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$; ряд 2 – для зсуву $\Delta\omega_{зс} = 2 \cdot \Delta\omega_s/3$; ряд 3 – для зсуву $\Delta\omega_{зс} = 4 \cdot \Delta\omega_s/5$.

Аналіз результатів моделювання на рис. 8 показує, що похибка σ_θ^2 пеленгування при використанні алгоритму безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним

спектром суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву. При цьому мінімальне значення СКВ оцінки пеленгу забезпечується при виборі зсуву $\Delta\omega_{zc} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$. При використанні інших значень $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву, наприклад, меншого $\Delta\omega_{zc} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$ або більшого $\Delta\omega_{zc} = 4 \cdot \Delta\omega_s / 5$, похибка пеленгування суттєво збільшується, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації. Також абсолютні значення СКВ оцінки пеленгу суттєво залежать від відношення q_{ex} сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів АР і за квадратично-гіперболічною залежністю зменшуються при зменшенні рівня N власних шумів пеленгатора чи збільшенні потужності випромінювання $S(t)$, що пеленгується. При цьому для оптимального значення $\Delta\omega_{zc.opt1}$ частотного перетворювального зсуву при відношенні сигнал/шум $q_{ex} \in [0;30]$ дБ СКВ оцінки пеленгу для заданих початкових умов моделювання становить $\sigma_\theta \in [1,23;0,034]^\circ$ відповідно.

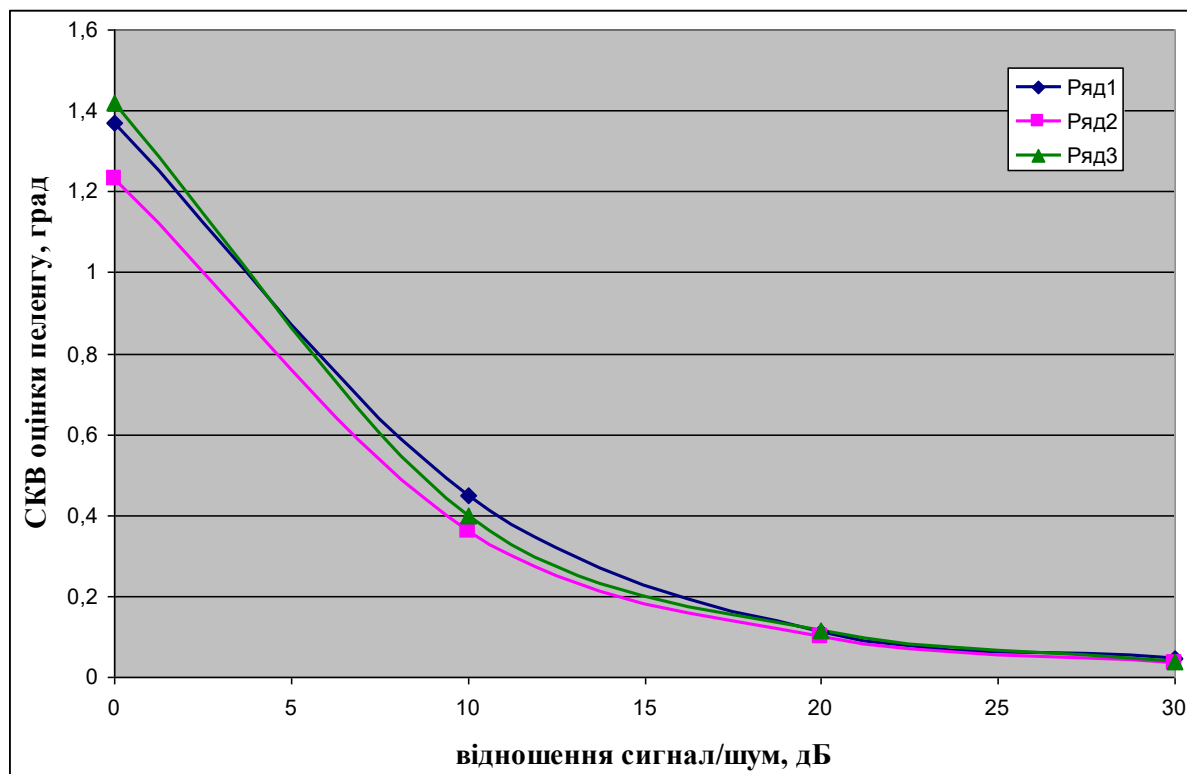


Рисунок 8. – Сімейство залежностей СКВ σ_θ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при різних значеннях $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву

Результати оптимізації і моделювання показали, що досліджуваний безпошуковий цифровий кореляційно-інтерферометричного пеленгатор радіовипромінювань з розширеним спектром при застосуванні вибіркової моделі формування частотного перетворювального зсуву забезпечує найбільшу точність безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговим випромінюванням при виборі зсуву $\Delta\omega_{zc, opt1} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$.

Виконаємо також оптимізацію безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром для циклічної моделі частотного зсуву.

Оскільки раніше аналіз рівняння (38) показує, що суттєвий вплив на дисперсію σ_θ^2 похибки пеленгування з можливостями широкого регулювання мають такі чинники, як величина $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву і ширина смуги $\Delta\omega_a$ аналізу при подвійному кореляційному обробленні. В свою чергу, ширина смуги $\Delta\omega_a$ аналізу залежить від величини $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву. Тому цільову функцію $F(\Delta\omega_{zc})$ для циклічної моделі частотного зсуву для подальшої оптимізації досліджуваного методу пеленгування з урахуванням рівняння (38) доцільно визначити як функцію змінних $\Delta\omega_{zc}$ та $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{zc})$ при умові $T_a \cdot \Delta f_k \gg 1$ наступним чином:

$$F(\Delta\omega_{zc}) = f(\Delta\omega_{zc}, \Delta\omega_a(\Delta\omega_{zc})) = \Delta\omega_{zc}^2 \cdot \Delta\omega_a. \quad (63)$$

Виконаємо якісну оцінку особливостей цільової функції $F(\Delta\omega_{zc})$. З урахуванням рівняння (38) для забезпечення умови оптимізації (39) значення цільової функції $F(\Delta\omega_{zc})$ повинно мати екстремум типу $\max$:

$$F(\Delta\omega_{zc}) = \Delta\omega_{zc}^2 \cdot \Delta\omega_a = \max. \quad (64)$$

Цільова функція $F(\Delta\omega_{zc})$ пропорційна квадрату величини $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву і по відношенню до нього є парною функцією. Тому з урахуванням обмеженості ширини $\Delta\omega_s$ спектра реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, величиною $2\pi \cdot \Delta f_k \geq \Delta\omega_s$ смуги

пропускання радіоканалів пеленгатора, визначимо діапазон області визначення цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$ наступним чином:

$$-\Delta\omega_s < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_s. \quad (65)$$

Для подальшої оцінки величини смуги $\Delta\omega_a$ аналізу виконаємо аналіз циклічної моделі її формування при подвійному кореляційному аналізі, рис. 9.

Циклічна модель формування смуги $\Delta\omega_a$ аналізу і, відповідно, другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів передбачає, що спектри $U_1(j\omega_{ПЧ.k})$ і $U_2(j\omega_{ПЧ.k})$ реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, і їх перший добуток $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ є періодичними функціями частоти з періодом, що дорівнює їх ширині $\Delta\omega_s$, тобто:

$$U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_1^*(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_s)) \cdot U_1(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_s)), \quad (66)$$

де $m = 0, 1, \dots, M$ – цілі числа;

$$U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = \begin{cases} U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})|_{(\omega_{ПЧ.Н} \leq \omega_{ПЧ.k} < \omega_{ПЧ.В})} & \text{– нульова копія першого добутку} \\ 0|_{\omega_{ПЧ.Н} > \omega_{ПЧ.k} \geq \omega_{ПЧ.В}} & \end{cases}$$

спектрів за умови $m = 0$.

Другий добуток $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів для умови (66) буде мати наступний вигляд:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_s)) \cdot U_{D1}^*(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_s + \Delta\omega_{3C})). \quad (67)$$

В результаті ненульові відліки другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів будуть формуватися в межах смуги $\Delta\omega_a$ аналізу, що дорівнює ширині $\Delta\omega_s$ його копій: $\Delta\omega_a = \Delta\omega_s$.

Епюри формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та величини смуги $\Delta\omega_a$ аналізу за умови додатного значення $\Delta\omega_{3C}$ для циклічної моделі наведено на рис. 9.

Аналіз рівняння (66) та рис. 9 показує, що другий добуток $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів формується у смузі $\Delta\omega_a$ аналізу шириною $\Delta\omega_s$ і містить дві адитивні

складові: низькочастотну $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$ та високочастотну $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$, які сформовані різними циклами першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k}) + U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k}). \quad (68)$$

Низькочастотна складова $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$ формується у смузі частот $[\omega_{ПЧ.Н}; \omega_{ПЧ.Н} + \Delta\omega_{ЗС}]$ з шириною, що дорівнює $\Delta\omega_{ЗС}$, шляхом множення нульової ($m=0$) і першої ($m=1$) копій першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів і визначається рівнянням:

$$U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}^*(j(\omega_{ПЧ.k} - (\Delta\omega_s - \Delta\omega_{ЗС}))). \quad (69)$$

Високочастотна складова $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$ формується у смузі частот $[\omega_{ПЧ.Н} + \Delta\omega_{ЗС}; \omega_{ПЧ.В}]$ шляхом добутку нульових ($m=0$) копій першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів, має ширину спектра $(\Delta\omega_s - \Delta\omega_{ЗС})$ і визначається рівнянням:

$$U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{ЗС})). \quad (70)$$

Порівняльний аналіз рівнянь (69) і (70) показує, що складові $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$ і $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$ другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів мають різну ширину спектра: $\Delta\omega_{ЗС}$ і $(\Delta\omega_s - \Delta\omega_{ЗС})$ відповідно, а також різні частотні зсуви: $(\Delta\omega_s - \Delta\omega_{ЗС})$ і $\Delta\omega_{ЗС}$ відповідно. З урахуванням цього цільова функція $F_2(\Delta\omega_{ЗС})$ для циклічної моделі буде наступна:

$$F_2(\Delta\omega_{ЗС}) = \Delta\omega_{ЗС} \cdot (\Delta\omega_s - \Delta\omega_{ЗС})^2 + (\Delta\omega_s - \Delta\omega_{ЗС}) \cdot \Delta\omega_{ЗС}^2. \quad (71)$$

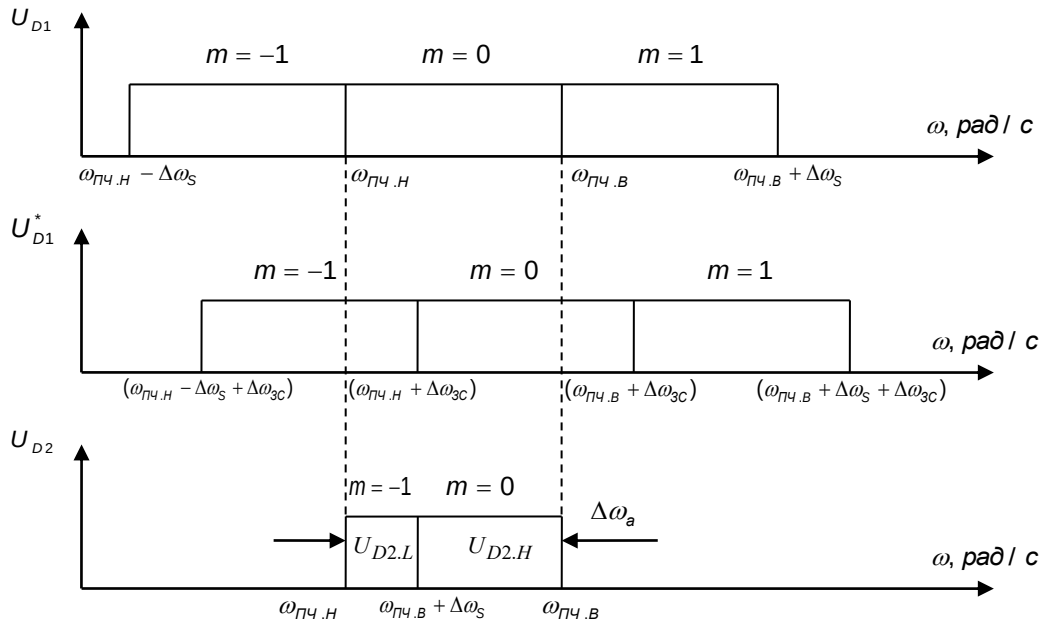


Рисунок 9 – Епюри формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та смуги $\Delta\omega_a$ аналізу для циклічної моделі

Аналіз рівняння (58) показує, що перевагою циклічної моделі формування смуги $\Delta\omega_a$ аналізу є можливість використання усієї доступної інформації про прийняте випромінювання і, відповідно, збільшення ширини смуги $\Delta\omega_a$ аналізу до її максимально можливого значення $\Delta\omega_a = \Delta\omega_s$. Однак складові $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$ і $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$ мають різні частотні зсуви, що зумовлює відповідний вплив на значення цільової функції $F_2(\Delta\omega_{3C})$.

Виконаємо оптимізацію. З урахуванням рівнянь (50) та (57) визначимо рівняння оптимізації (вид цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$ і критерій оптимальності) для циклічної моделі наступним чином:

$$F_2(\Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_{3C} \cdot (\Delta\omega_s - \Delta\omega_{3C})^2 + (\Delta\omega_s - \Delta\omega_{3C}) \cdot \Delta\omega_{3C}^2 = \max. \quad (72)$$

Розв'язком рівняння (72) є оптимальне значення $\Delta\omega_{3C.opt2}$ перетворювального частотного зсуву, тобто:

$$\Delta\omega_{3C.opt2} = \arg \max \{F_2(\Delta\omega_{3C})\}. \quad (73)$$

Для подальшої оптимізації і визначення розв'язку рівнянь (59) визначимо кількість L і значення $f_l(X)$ функцій зв'язку, а також вид шуканих екстремумів цільової функції $F_2(\Delta\omega_{3C})$.

По-перше, оцінка $\hat{\theta}$ напрямку на ДРВ має здійснюватись за один цикл кореляційного оброблення та з використанням одного двоканального корелятора. З урахуванням цього перша $f_1(N_C)$ і друга $f_2(N_k)$ функції зв'язку мають вигляд:

$$\begin{aligned} f_1(N_C) &= N_C = 1; \\ f_2(N_k) &= N_k = 1, \end{aligned} \tag{74}$$

де N_C, N_k – кількість циклів кореляційного оброблення та кількість кореляторів відповідно.

По-друге, ширина спектра $\Delta\omega_s$ випромінювання ДРВ, що пеленгується, є обмеженою смугою Δf_k пропускання пеленгаційних каналів, тобто $\Delta\omega_s \leq 2\pi \cdot \Delta f_k$. З урахуванням цього діапазон можливих однозначних значень $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву не перевищує за модулем величини $\Delta\omega_s$, а область визначення цільових функцій $F_1(\Delta\omega_{3C})$ і $F_2(\Delta\omega_{3C})$ становить смугу частот $\{\omega_{ПЧ.Н} - \Delta\omega_s; \omega_{ПЧ.В} + \Delta\omega_s\}$. З урахуванням цього третя $f_3(\Delta\omega_{3C})$ і четверта $f_4(\Delta\omega_{3C})$ функції зв'язку матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} f_3(\Delta\omega_{3C}) &= -\Delta\omega_s < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_s; \\ f_4(\Delta\omega_{3C}) &= \omega_H - \Delta\omega_s \leq \omega \leq \omega_B + \Delta\omega_s. \end{aligned} \tag{75}$$

По-третє, прийом сигналу $S(t)$ ДРВ, що пеленгується, здійснюється за обмежений час аналізу $T_a < \infty$, а комплексні спектри його реалізацій у кожному пеленгаційному каналі визначаються на основі алгоритму швидкого перетворення Фур'є. Тому мінімальне значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву буде не менше величини основної гармоніки $(2\pi/T_a)$ відповідного ряду Фур'є, а поточні значення – кратні цій величині [27]. З урахуванням цього рівняння п'ятої $f_5(\Delta\omega_{3C})$ і шостої $f_6(\Delta\omega_{3C})$ функцій зв'язку будуть наступними:

$$\begin{aligned} f_5(\Delta\omega_{3C}) &= \min \{|\Delta\omega_{3C}|\} = 2\pi/T_a; \\ f_6(\Delta\omega_{3C}) &= |\Delta\omega_{3C}| = k \cdot 2\pi/T_a, \end{aligned} \quad (76)$$

де $k = 1, 2, \dots$ – цілі додатні числа.

В четверте, можливі значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву не мають особливостей, а цільова функція не має точок розриву. Отже, оптимальне значення $\Delta\omega_{3C.opt2}$ буде відповідати глобальному екстремуму відповідної цільової функції.

З рівнянь (74) – (76) зробимо висновок, що оптимізація повинна здійснюватись з урахуванням шести $L = 6$ функцій зв'язку і пошуком глобального умовного екстремуму.

Враховуючи визначені початкові умови, поставлену задачу оптимізації доцільно вирішити з використанням скалярного методу та похідних цільової функції $F_2(\Delta\omega_{3C})$. Для цього оптимальне значення $\Delta\omega_{3C.opt2}$ частотного перетворювального зсуву визначимо як розв'язок відповідного диференційного рівняння:

$$\Delta\omega_{3C.opt2} = \arg \left\{ \frac{dF_2(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}} = 0 \right\}. \quad (77)$$

З урахуванням рівнянь (72) рівняння (77) матиме вигляд:

$$\frac{dF_2(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}} = \Delta\omega_s^2 - 2 \cdot \Delta\omega_s \cdot \Delta\omega_{3C} = 0. \quad (78)$$

Коренем рівняння (78), що задовольняє умовам задачі оптимізації, є наступне відповідне значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву:

$$|\Delta\omega_{3C.opt2}| = \Delta\omega_s / 2. \quad (79)$$

Визначимо тип екстремуму цільової функції $F_2(\Delta\omega_{3C})$ шляхом оцінки знака другої похідної в точці екстремуму:

$$\frac{d^2F_2(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}^2} = -2 \cdot \Delta\omega_s \Big|_{\Delta\omega_{3C} = \Delta\omega_s / 2} < 0. \quad (80)$$

Аналіз співвідношень (79) та (80) показує, що отриманий розв'язок рівняння оптимізації відповідає глобальному умовному екстремуму цільової

функції $F_2(\Delta\omega_{3C})$ типу $\max$ і усім обмеженням функцій зв'язку. Таким чином, поставлена задача оптимізації вирішена.

Для оцінки достовірності отриманих результатів оптимізації виконаємо аналіз поведінки цільової функції $F_2(|\Delta\omega_{3C}|)$ визначеної рівнянням (72) з використанням програмного пакету MathCad. В MathCad позначено $F_2(\Delta\omega_{3C}) = F_2(t)$, $\Delta\omega_{3C} = t$, діапазон зміни $\Delta\omega_{3C} = [-\Delta\omega_s; \Delta\omega_s]$, $\Delta\omega_{3C} = [-2\pi \cdot 5 \cdot 10^6; 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6] \text{ рад/с}$. Результати моделювання наведені на рис. 2.10.

Аналіз залежності на рис. 10 показує, що цільова функція $F_2(\Delta\omega_{3C})$ є кусочно-монотонною симетричною функцією, що має два екстремуми $\Delta\omega_{3C.\max 2} = \pm 0,5 \cdot \Delta\omega_s$, значення яких узгоджуються з результатами аналітичної оптимізації (79).

Аналіз отриманих результатів оптимізації циклічної кореляційної моделі показав, що використання цієї моделі забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговим випромінюванням при достатньо простій технічній реалізації.

Проведено програмне моделювання роботи пеленгатора та досліджена його точність згідно досліджуваного безпошукового алгоритму пеленгування з циклічною моделлю частотного перетворювального зсуву за допомогою розробленої програмної моделі в середовищі MathCad для наступних початкових умов: тип випромінювання – неперервний з лінійною частотною модуляцією: $S(t) = A \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 t + bt^2)$; ширина спектра випромінювання $\Delta f_s = 5 \text{ МГц}$; смуга частот аналізу пеленгаційного радіоканалу $\Delta f_k = 10 \text{ МГц}$; робоча частота випромінювання $f_0 = 2 \text{ ГГц}$; значення частоти дискретизації $f_d = 2\Delta f_k = 20 \text{ МГц}$; кількість часових відліків, що накопичується та аналізується: $N_s = 16384$; тривалість процесу аналізу $T_a = 0,8 \text{ мс}$; напрямок на ДРВ $\theta = 60^\circ$; величина бази АР $d = 50 \text{ м}$; кількість дослідів для оцінки одного відліку $\sigma_\theta^2 = 50$.

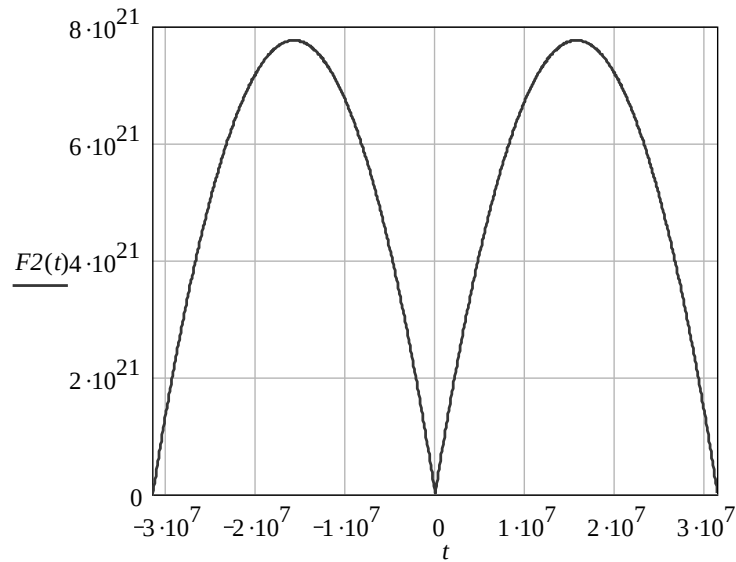


Рисунок 10 – Залежність функції $F_2(|\Delta\omega_{zc}|)$ від $\Delta\omega_{zc}$ при $\Delta\omega_s = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$

В результаті моделювання отримано сімейство залежностей СКВ оцінки пеленгу від відношення q_{ex} сигнал/шум на вході пеленгаційних радіоканалів при різних значеннях частотного зсуву $\Delta\omega_{zc}$ для циклічної моделі.

На рис. 11 наведено результати моделювання для циклічної моделі, ряд 1 – для зсуву $\Delta\omega_{zc} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$; ряд 2 – для зсуву $\Delta\omega_{zc} = \Delta\omega_s / 3$; ряд 3 – для зсуву $\Delta\omega_{zc} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$.

Аналіз результатів моделювання на рис. 11 показує, що похибка σ_θ^2 пеленгування при використанні алгоритму безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву. При цьому мінімальне значення СКВ оцінки пеленгу забезпечується при виборі зсуву $\Delta\omega_{zc} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$. При використанні інших значень $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву, наприклад, більшого $\Delta\omega_{zc} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$, або меншого $\Delta\omega_{zc} = \Delta\omega_s / 3$, похибка пеленгування суттєво на 50% збільшується, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації. Також абсолютні значення СКВ оцінки пеленгу суттєво залежать від відношення q_{ex} сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів АР і за квадратично-гіперболічною залежністю

зменшуються при зменшенні рівня N власних шумів пеленгатора чи збільшенні потужності випромінювання $S(t)$, що пеленгується.

При цьому для оптимального значення $\Delta\omega_{3C.opt2}$ частотного перетворювального зсуву при відношенні сигнал/шум $q_{\text{вх}} \in [0;30]$ дБ СКВ оцінки пеленгу для заданих початкових умов моделювання становить $\sigma_{\theta} \in [1,13;0,036]^\circ$ відповідно.

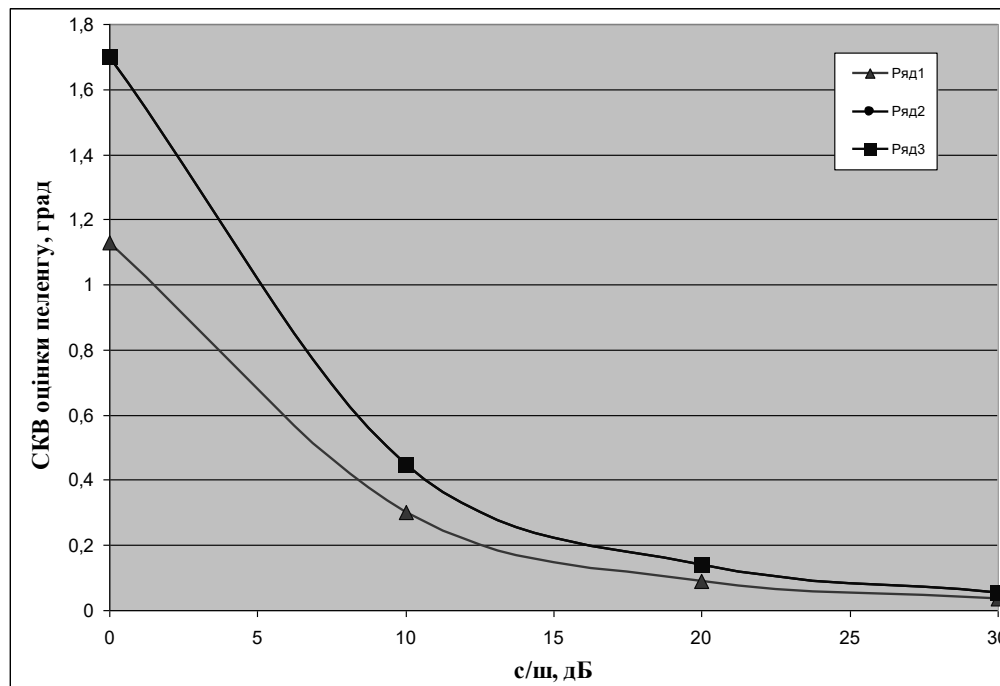


Рисунок 11 – Сімейство залежностей СКВ σ_{θ} оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при різних значеннях $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву

Висновки. В результаті проведеної параметричної оптимізації безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора за точністю пеленгування виконано аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву для вибіркової моделі його формування. Показано, що похибка σ_{θ}^2 пеленгування суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву і ця залежність має немонотонний характер. Виконано параметричну оптимізацію пеленгатора за

величиною $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву та показано, що похибка σ_{θ}^2 пеленгування має два глобальних мінімуми при $\Delta\omega_{3C.opt1,2} = \pm 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$.

Проведено програмне моделювання роботи досліджуваного радіопеленгатора та оцінена його точність. Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами параметричної оптимізації. Отримані в результаті моделювання залежності СКВ оцінки пеленгу від відношення q_{ex} сигнал/шум показали, що при застосуванні оптимального значення $|\Delta\omega_{3C.opt1}| = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$ частотного перетворювального зсуву та вибіркової моделі досліджуваний метод пеленгування забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговими випромінюваннями з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_{\theta}^2 \in [1,23; 0,034]$ при відношенні сигнал/шум $q_{ex} \in [0; 30]$ дБ відповідно. При використанні інших значень $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву, наприклад, меншого $\Delta\omega_{3C} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$ або більшого $\Delta\omega_{3C} = 4 \cdot \Delta\omega_s / 5$, похибка пеленгування суттєво збільшується, що узгоджується з результатами параметричної оптимізації.

Виконано також аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу при використанні безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву для циклічної моделі його формування. Показано, що похибка σ_{θ}^2 пеленгування суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву і ця залежність має немонотонний характер. Виконано оптимізацію досліджуваного методу за величиною $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву та показано, що похибка σ_{θ}^2 пеленгування має два глобальних мінімуми при $\Delta\omega_{3C.opt1} = \pm \Delta\omega_s / 2$. Проведено програмне моделювання роботи двоканального радіопеленгатора та досліджена його точність для досліджуваного безпошукового алгоритму пеленгування. Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами аналітичної оптимізації. Отримані в результаті моделювання залежності СКВ оцінки пеленгу від відношення q_{ex} сигнал/шум показали, що при застосуванні

оптимального значення $|\Delta\omega_{\text{зс.опт2}}| = \omega_s / 2$ частотного перетворювального зсуву та циклічної моделі досліджуваний метод пеленгування забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговими випромінюваннями з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta \in [1,13; 0,036]^\circ$ при відношенні сигнал/шум $q_{\text{сх}} \in [0; 30]$ дБ відповідно. При використанні інших значень $\Delta\omega_{\text{зс}}$ частотного перетворювального зсуву, наприклад, більшого $\Delta\omega_{\text{зс}} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$, або меншого $\Delta\omega_{\text{зс}} = \Delta\omega_s / 3$, похибка пеленгування суттєво на 50% збільшується, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації.

4. Оцінка швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

4.1. Опис алгоритму та програмної моделі роботи спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

Згідно розробленого цифрового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з розширеним спектром запропоновано наступний алгоритм пеленгування.

1. Одночасний прийом впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ сигналу $S_1(t)$ першою антеною з формуванням адитивної суміші $U_1(t)$ сигналу $S_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ в першому пеленгаційному радіоканалі, та сигналу $S_2(t)$ другою антеною з формуванням адитивної суміші $U_2(t)$ сигналу $S_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ в другому пеленгаційному радіоканалі. Антени знаходяться на відстані d антенної бази одна від одної. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $[\omega_L, \omega_H]$. Початкові умови наступні:

$$\begin{aligned}
U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\
U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\
S_2(t) &= S_1(t - \tau_s),
\end{aligned} \tag{81}$$

де τ_s – апріорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі $[0; \tau_{s \max} < T_a]$.

2. Оцінка часових спектрів прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ на проміжній частоті $\omega_{IF,k}$ згідно алгоритму ШПФ:

$$\begin{aligned}
U_1(j\omega_{IF,k}) &= S_1(j\omega_{IF,k}) + N_1(j\omega_{IF,k}); \\
U_2(j\omega_{IF,k}) &= S_2(j\omega_{IF,k}) + N_2(j\omega_{IF,k}),
\end{aligned} \tag{82}$$

де $\omega_{IF,k}$ – частота k -ї складової в спектрах $U_1(j\omega_{IF,k})$ та $U_2(j\omega_{IF,k})$ прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ в смузі проміжної частоти;

$k = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ – номер складової в спектрах $U_1(j\omega_{IF,k})$ та $U_2(j\omega_{IF,k})$;

N_s – кількість відліків реалізації прийнятої суміші;

$N_1(j\omega_{IF,k})$, $N_2(j\omega_{IF,k})$ – комплексні спектри реалізацій шуму в радіоканалах.

3. Виділення в першому та другому пеленгаційному радіоканалі спектрів $U_1(j\omega_{IF,k})|_{k \in [k_L; k_H]}$ та $U_2(j\omega_{IF,k})|_{k \in [k_L; k_H]}$ сумішей сигналів та шумів з використанням амплітудної або просторової селекції з формуванням масивів в діапазоні номерів $[k_L; k_H]$ частот $\omega_{IF,k}$.

4. Перемножування відселектованих спектрів $U_1(j\omega_{IF,k})|_{k \in [k_L; k_H]}$ та $U_2(j\omega_{IF,k})|_{k \in [k_L; k_H]}$ сумішей сигналів та шумів двох пеленгаційних радіоканалів з формуванням першого добутку $U_{\Delta 1}(j\omega_{IF,k})$ спектрів:

$$\begin{aligned}
U_{\Delta 1}(j\omega_{IF,k}) &= U_1^*(j\omega_{IF,k}) \cdot U_2(j\omega_{IF,k}) = \\
&= U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k}) \cdot \exp(j(\varphi_2 - \varphi_1)) =, \\
&= U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k}) \cdot \exp(j(\Delta\varphi_{12}))
\end{aligned} \tag{83}$$

де $U_1^*(j\omega_{IF,k})$ – комплексно спряжений спектр.

5. Формування двох підмасивів спектральних відліків з масиву $U_{\Delta 1}(j\omega_{IF.k})$ на частотах $\omega_{IF.k}$ та $(\omega_{IF.k} + \Delta\omega)$: $U_{\Delta 1}(j\omega_{IF.k})$ та $U_{\Delta 1}(j(\omega_{IF.k} + \Delta\omega))$ де $\Delta\omega$ – значення частотного $U_{\Delta 2}$ перетворювального зсуву.

6. Перемножування першого та другого підмасивів $U_{\Delta 1}(j\omega_{IF.k})$ та $U_{\Delta 1}(j(\omega_{IF.k} + \Delta\omega))$ спектральних відліків з формуванням другого добутку $U_{\Delta 2}(j\omega_{IF.k})$ спектрів:

$$\begin{aligned} U_{\Delta 2}(j\omega_{IF.k}) &= U_{\Delta 1}^*(j\omega_{IF.k}) \cdot U_{\Delta 1}(j(\omega_{IF.k} + \Delta\omega)) = \\ &= U_{\Delta 1}(\omega_{IF.k}) \cdot U_{\Delta 1}(\omega_{IF.k} + \Delta\omega) \cdot \\ &\cdot \exp(j(\Delta\varphi_{\Delta 1}(j\omega_{IF.k} + \Delta\omega) - \Delta\varphi_{\Delta 1}(\omega_{IF.k}))) = \\ &= U_{\Delta 2}(\omega_{IF.k}) \cdot \exp(j(\Delta\varphi_{\Delta 2}(\Delta\omega))) \end{aligned} \quad (84)$$

7. Максимально правдоподібна безпошукова (пряма) кореляційна оцінка $\hat{\tau}_s$ часу затримки згідно розробленого методу:

$$\hat{\tau}_s = \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_L}^{k_H} U_{\Delta 2}(\omega_{IF.k}) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta 2}(\Delta\omega)]}{\sum_{k=k_L}^{k_H} U_{\Delta 2}(\omega_{IF.k}) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta 2}(\Delta\omega)]} \right] + \nu \cdot \pi. \quad (85)$$

8. За визначеною екстремальною оцінкою $\hat{\tau}_s$ часу затримки відносно антенної бази визначають оцінку $\hat{\theta}$ напрямку на джерело радіовипромінювання, що відраховується проти напрямку годинникової стрілки згідно з рівнянням:

$$\hat{\theta} = \arccos\left(\frac{c \cdot \hat{\tau}_s}{d}\right). \quad (86)$$

Для оцінки пеленгу в секторі $[0;360]^\circ$ необхідно оцінювати пеленг відносно двох перпендикулярних антенних пар. Можна застосовувати або 2 однакових двоканальних пеленгатора, або один 3-х каналний.

Структура розробленої програмної моделі пеленгатора для пари пеленгаційних радіоканалів в MathCad наступна, рис. 12.

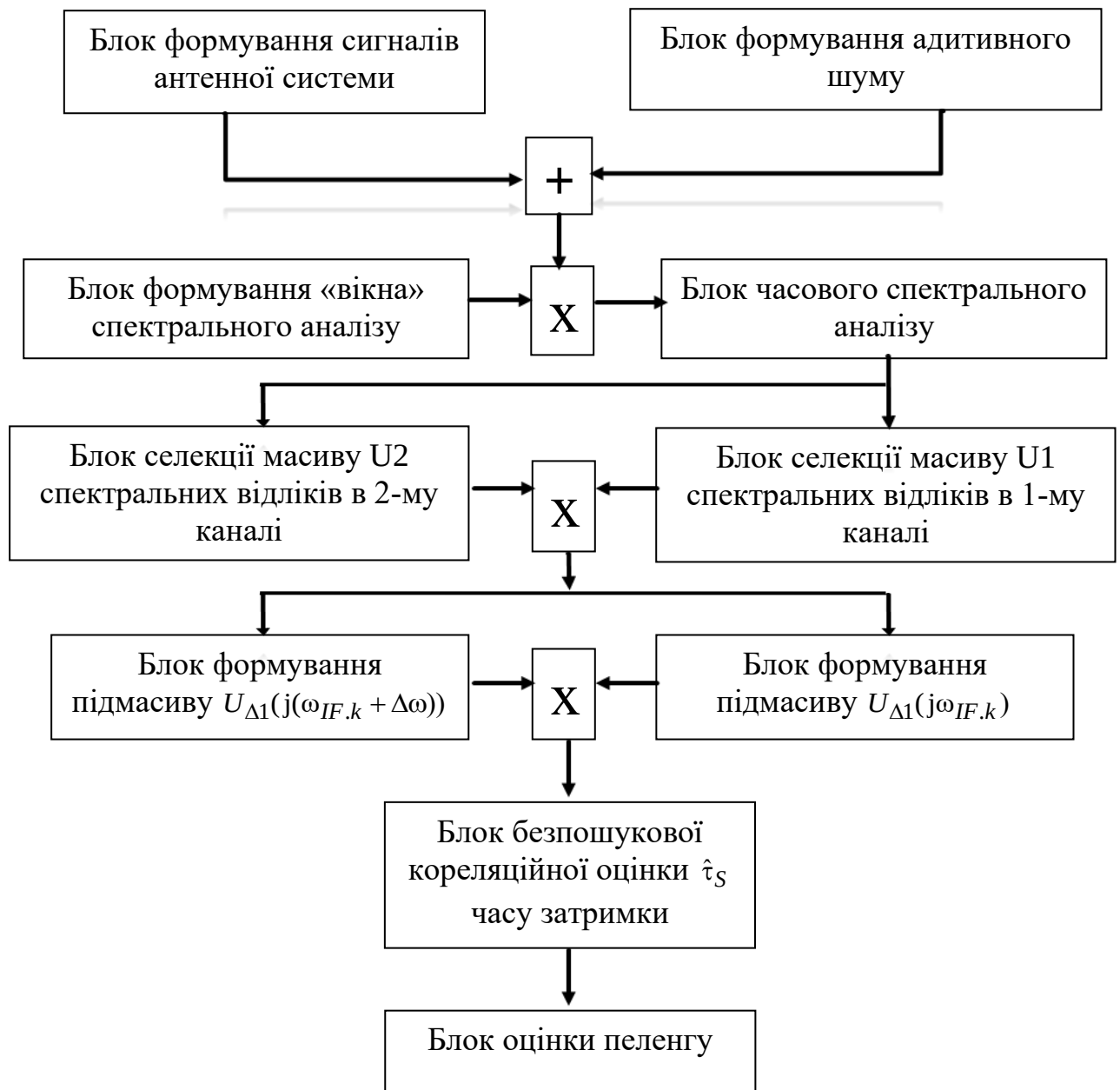


Рисунок 12 – Структура програмної моделі пеленгатора, що працює за алгоритмом безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

4.2. Оцінка швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується пошуковим компенсаційним методом з пошуком такого значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції. Недоліком цього методу є великі часові або апаратурні витрати та неможливість пеленгування джерел радіовипромінювань із розширеним спектром у реальному масштабі часу з високою точністю. Тому дослідження по підвищенню швидкодії кореляційно-інтерферометричного пеленгування при використанні одноканального корелятора при забезпеченні високої точності є актуальною задачею [1, 12].

Відповідно до невирішеної раніше проблеми розробки і дослідження ефективності та швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів, метою досліджень є оцінка сумарних часових витрат T_p , швидкодії $N_{\theta, \max}$ та відносної часової ефективності μ_T безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

Результати досліджень по аналізу та синтезу конфігурацій АР, а також впливу їх параметрів на завадостійкість та точність кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів представлені в великій кількості сучасних наукових праць.

В роботі [23] запропоновано кореляційний метод пеленгування, що має підвищену точність пеленгування. Метод базується на збільшенні крутизни взаємної кореляційної пеленгаційної характеристики. Однак швидкодія пеленгування та можливість роботи пеленгатора в реальному масштабі часу не досліджена.

В роботі [18] отримано аналітичні оцінки дисперсії похибки пеленгування для умов великого та малого відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора

та визначено його основні точнісні характеристики. Актуальним є подальше його дослідження з метою мінімізації обчислювальних витрат і підвищення швидкодії пеленгування.

Виконаємо аналіз швидкодії радіопеленгатора з мінімальними апаратними витратами, що працює згідно цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром [10, 32].

Нехай в горизонтальній площині з випадкового невідомого напрямку θ приймається квазінеперервний випадковий стаціонарний сигнал $S(t)$ двома радіоканалами, що рознесені у просторі на величину d антенної бази і мають статистично незалежні власні шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ відповідно. Нехай $S_1(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ першою антеною, а $S_2(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ також впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ другою антеною. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою ΔF_R пропускання радіоприймача пеленгатора. Вихідні умови запишемо наступним чином [32]:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_s), \end{aligned} \tag{87}$$

де $U_1(t)$, $U_2(t)$ – адитивні суміші сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ та шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$ радіоканалів пеленгатора;

τ_s – апріорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною;

T_a – час аналізу прийнятих сумішей радіовипромінювань.

Згідно досліджуваного методу пеленгування оцінка $\hat{\theta}$ напрямку на ДРВ здійснюється наступним чином [10]:

$$\hat{\theta} = \arccos\left(\frac{c \cdot \hat{\tau}_{JB}}{d}\right);$$

$$\hat{\tau}_{JB} = (1/\Delta\omega) \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_L}^{k_H} U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k}) \cdot U_1(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta,k}]}{\sum_{k=k_L}^{k_H} U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k}) \cdot U_1(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta,k}]} \right], \quad (88)$$

де $\hat{\tau}_{JB}$ – оцінка затримки сигналу між двома антенами;

$\Delta\omega$ – частотний перетворювальний зсув;

c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі;

k_L, k_H – номери частотних складових спектра прийнятого радіовипромінювання на проміжній частоті, що відповідають його нижній $\omega_{IF,L}$ та верхній $\omega_{IF,H}$ граничним частотам відповідно;

$U_1(\omega_{IF,k}), U_2(\omega_{IF,k})$ – амплітудні спектри прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$, отримані на проміжній ω_{IF} частоті;

$\Delta\varphi_{\Delta,k} = \Delta\varphi(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega_{IF,k})$ – різницевий фазовий спектр другого добутку спектрів сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$.

Для аналізу швидкодії радіопеленгатора оцінимо часові витрати T_p на оброблення прийнятої суміші $U_1(t)$ та $U_2(t)$ радіовипромінювань в смузі ΔF_R пропускання приймача радіопеленгатора.

Особливістю алгоритму оброблення (88) прийнятих радіовипромінювань $U_1(t)$ та $U_2(t)$ є використання алгоритму ШПФ. Оскільки основною операцією, що виконується при такій реалізації кореляційно-інтерферометричного пеленгування є множення з накопичуванням [1, 18], то тривалість пеленгування доцільно оцінювати через загальну кількість операцій множення з накопичуванням, що необхідно виконати для оцінки пеленгу на ДРВ. Швидкодію пеленгування будемо оцінювати через кількість пеленгів N_θ яку можна отримати за секунду при заданій тривалості процесу аналізу T_a .

Структурна схема досліджуваного пеленгатора зображений на рис. 13. Особливості роботи пеленгатора рис. 13 наступні. Для пеленгування в секторі $[0;360]^\circ$ суміш радіовипромінювань приймається двома парами антен, що розташовані у просторі під прямим кутом. При використанні двоканального радіоприймача антени A2, A3 трьохелементної АР попарно з опорною антеною A1 послідовно в часі комутуються до двоканального радіоприймача із спільним гетеродином. На проміжній частоті протягом часу аналізу T_a вихідні сигнали радіоприймача перетворюються в цифрову форму і записуються в пам'ять ЕОМ. Отримані масиви відліків прийнятих сумішей радіовипромінювань обробляються згідно рівняння (88).

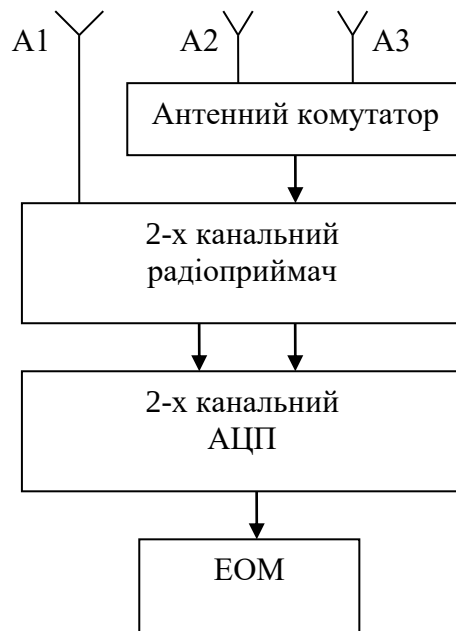


Рисунок 13 – Структурна схема досліджуваного пеленгатора

Тривалість виконання ШПФ та кореляційного аналізу доцільно визначати через кількість операцій комплексного множення [33]. В результаті для оцінки одного пеленгу сумарні часові витрати T_p складаються з витрат часового спектрального аналізу T_{SA} сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ радіовипромінювань, що виконується на проміжній частоті $\omega_{IF,k}$, витрат T_C подвійного кореляційного оброблення, що складається з першого перемноження комплексних спектрів

$U_{12}(\omega_{IF.k}) = U_1(\omega_{IF.k}) \cdot U_2(\omega_{IF.k})$, другого перемноження отриманого взаємного комплексного спектра $U_{12}(\omega_{IF.k})$ на його зсунуту на $\Delta\omega$ за частотою копію $U_{12}(j(\omega_{IF.k} + \Delta\omega))$:

$$T_p = T_{SA} + T_C. \quad (89)$$

Для мінімізації часових витрат часового спектрального аналізу його доцільно реалізувати на основі швидких алгоритмів, наприклад, алгоритму ШПФ [10, 33]. В цьому випадку тривалість T_{SA} часового спектрального аналізу дорівнює:

$$T_{SA} = 2 \cdot N_s \cdot \log_2 N_s \cdot T_1, \quad (90)$$

де T_1 – тривалість однієї операції комплексного множення з накопичуванням.

Часові витрати подвійного кореляційного оброблення:

$$T_C = (0,5 \cdot N_s + 0,5 \cdot N_s) \cdot T_1 = N_s \cdot T_1. \quad (91)$$

Таким чином, загальні часові витрати T_p на здійснення оброблення прийнятої суміші сигналів згідно безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром з урахуванням рівнянь (89) – (291) дорівнюють:

$$T_p = T_1 \cdot (2 \cdot N_s \cdot \log_2 N_s + N_s). \quad (92)$$

Швидкодія пеленгування $N_{\theta, \max}$ повинна визначатися за умови оброблення прийнятої суміші радіовипромінювань в реальному масштабі часу тобто при $T_p < T_a$ наступним чином:

$$N_{\theta, \max} = M / T_a. \quad (93)$$

Для прикладу, для типових умов [1, 12] ЕМО при пеленгуванні в реальному масштабі часу та при мінімальній кількості радіовипромінювань $M=1$ в межах смуги ΔF_R пропускання радіоканалів пеленгатора, тривалості процесу аналізу $T_a = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ забезпечується максимальна швидкодія $N_{\theta, \max}$, $N_{\theta, \max} = M / T_a = 1/10^{-3} = 10^3$ пеленгів за секунду.

Виконаємо дослідження відносної часової ефективності μ_T реалізації безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-

інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром порівняно з відомим цифровим кореляційним пошуковим методом пеленгування, що також використовує цифрові методи спектрального аналізу [1, 34].

Відмінністю відомих методів пеленгування є знаходження кореляційної функції з кількістю кроків (D_θ / h_θ) перемножування N_s спектральних відліків двох сигналів, де D_θ – робочий сектор пеленгування, h_θ – дискретність просторового кореляційного аналізу. З урахуванням цього загальні часові витрати T_v відомого цифрового кореляційного методу пеленгування дорівнюють:

$$T_v = T_1 \cdot (2 \cdot N_s \cdot \log_2 N_s + 0,5 N_s \cdot (D_\theta / h_\theta)). \quad (94)$$

Аналіз рівняння (88) показує, що часові витрати T_v суттєво залежать від дискретності h_θ просторового кореляційного аналізу можливих напрямків на ДРВ. Цей фактор зумовлює велику тривалість оброблення та загальні часові витрати $T_v > T_a$, що робить неможливим пеленгування в реальному масштабі часу з високою точністю за умови застосування одноканальної системи оброблення даних, наприклад, сучасного сигнального процесора типу TMS320. Можливе також суттєвого збільшення дискретності оцінки пеленгу h_θ , що погіршує точність пеленгування, або застосування багатопроцесорної схеми оброблення, що суттєво збільшує вартість пеленгатора.

Швидкодія пеленгування при $T_v > T_a$ буде визначатися згідно рівняння:

$$N_\theta = M / T_v < N_{\theta, \max}$$

В результаті відносна часова ефективність μ_T безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром з урахуванням (93) та (94) визначається згідно з рівнянням:

$$\mu_T = \frac{T_v}{T_p} = \frac{2 \cdot \log_2 N_s + 0,5 \cdot (D_\theta / h_\theta)}{2 \cdot \log_2 N_s + 1}. \quad (95)$$

Аналіз рівняння (95) показує, що оскільки $(D_\theta/h_\theta) \gg 2 \cdot \log_2 N_s$, то $\mu_T \gg 1$ що підтверджує високу ефективність досліджуваного методу пеленгування.

Проведемо з урахуванням рівняння (93) дослідження залежності загальних часових витрат T_p від ширини смуги пропускання радіопеленгатора ΔF_R для наступних типових початкових умов: значення проміжної частоти $f_{IF} = 10,7 \text{ МГц}$; частота дискретизації F_d вибрана згідно теореми відліків: $F_d = 2 \cdot (f_{IF} + 0,5\Delta F_R)$; тривалість процесу аналізу в кожному пеленгаційному радіоканалі $T_a = 10^{-3} \text{ с}$; кількість часових сигнальних відліків визначається згідно з рівнянням: $N_s = T_a \cdot F_d$; робочий сектор пеленгування $D_\theta = 360^\circ$; крок оцінки напрямку $h_\theta = 0,6^\circ$.

Дослідження проведемо для умови, що цифрове оброблення сигналів буде виконуватись з використанням ноутбука середньої обчислювальної продуктивності, який має $T_1 = 0,1 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ при перемножуванні 32-розрядних комплексних чисел, що в 10 разів менша ніж для сучасного сигнального процесора типу TMS320 [35].

Отримані згідно рівнянь (93) та (94) залежності T_p від ширини смуги пропускання радіопеленгатора $\Delta F_R [\text{МГц}]$ (позначено Δ) для досліджуваного та відомого методів пеленгування наведено на рис. 14.

Аналіз рис. 14 показує, що загальні часові витрати T_p на здійснення оброблення прийнятої суміші сигналів згідно алгоритму (89) менші за тривалість T_a процесу аналізу при $\Delta F_R < 500 \text{ МГц}$, а для відомого пошукового радіопеленгатора при $\Delta F_R < 10 \text{ МГц}$ навіть при визначенні кореляційної функції з кроком $h_\theta = 0,6^\circ$. Великий крок оцінки напрямку $h_\theta = 0,6^\circ$ спричиняє додаткову методичну похибку пеленгування до $h_\theta / 2 = 0,3^\circ$.

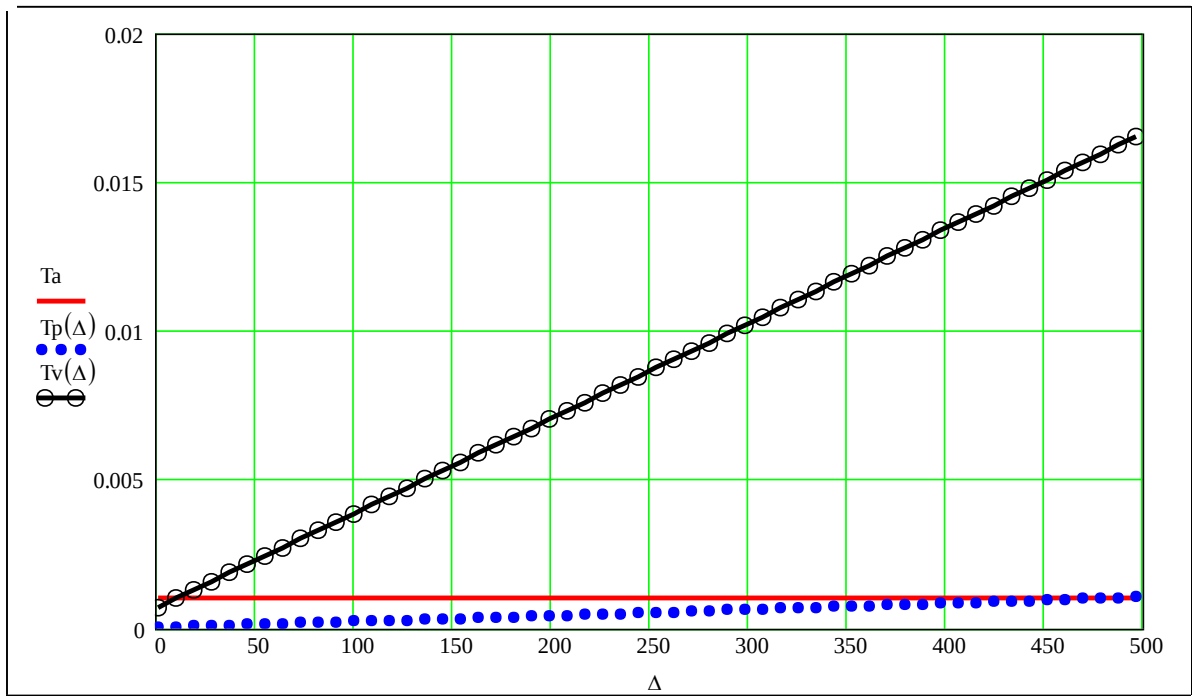


Рисунок 14 – Залежності загальних часових витрат T_p досліджуваного та відомого T_v пошукового радіопеленгатора від ширини смуги ΔF_R пропускання

Таким чином, для пеленгування згідно безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром в реальному масштабі часу може бути використаний радіоприймач з шириною смуги пропускання до 500МГц та одноканальною системою оброблення даних, що дозволить здешевити комплекс радіомоніторинга шляхом використанням ноутбука середньої обчислювальної продуктивності замість потужного багатоканального комплексу. Також у досліджуваного радіопеленгатора похибка дискретності $h_\theta / 2 = 0,3^\circ$ пеленгування відсутня внаслідок прямої оцінки затримки сигналу.

Проведемо дослідження залежності відносної часової ефективності μ_t від ширини смуги ΔF_R пропускання радіоприймача пеленгатора при $D_\theta = 360^\circ$; $h_\theta = 0,1^\circ$; $T_a = 10^{-3}\text{с}$. Отриману залежність згідно з рівнянням (95) наведено на рис. 15.

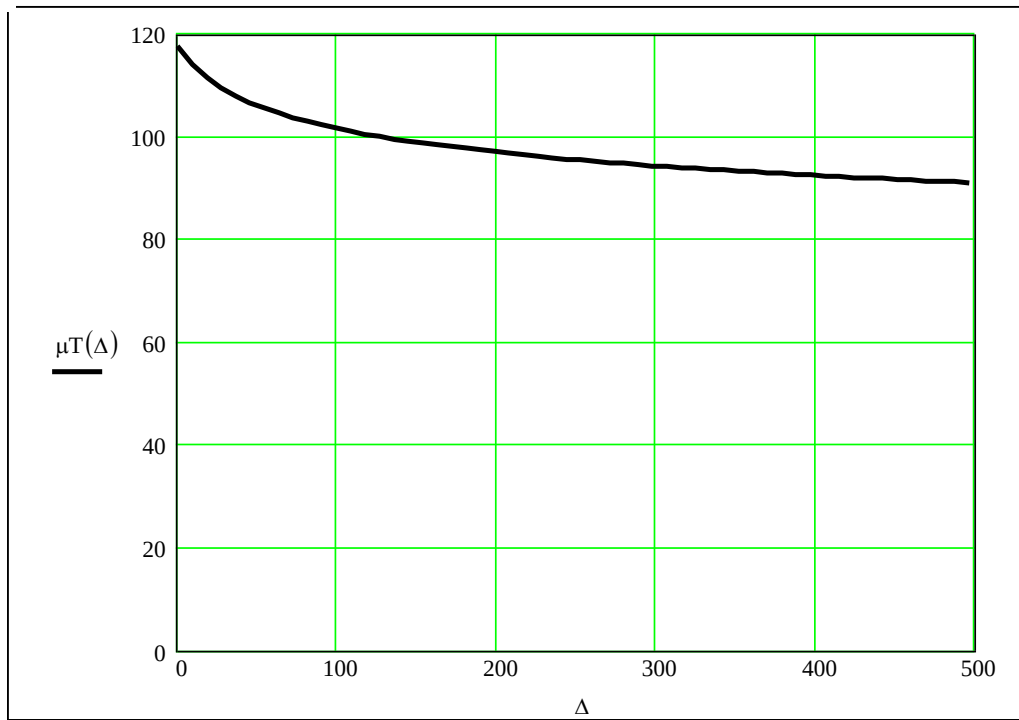


Рисунок 15 – Залежність відносної часової ефективності μ_T від ширини смуги ΔF_R

Аналіз залежностей на рис. 15 показує, що відносна часова ефективність μ_T відповідного запропонованого пеленгатора обернено пропорційна ширині смуги ΔF_R , та перевищує 100 разів при $\Delta F_R < 100 \text{ МГц}$.

Таким чином, виконані дослідження швидкодії показали, що досліджений безпошуковий пеленгатор забезпечує пеленгування усіх радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з можливою шириною до 500 МГц в реальному масштабі часу, має високу відносну часову ефективність μ_T , що перевищує 100 разів порівняно з відомими пошуковими цифровими спектральними кореляційними методами пеленгування. При цьому швидкодія пеленгування становить $N_{\theta, \max} = M / T_a = 1/10^{-3} = 10^3$ пеленгів за секунду.

Отримана оцінка сумарних часових витрат T_p та відносної часової ефективності μ_T безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром показала, що досліджений безпошуковий метод пеленгування забезпечує пеленгування радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот

одночасного аналізу з можливою шириною до 500МГц в реальному масштабі часу. Досліджений метод пеленгування має високу відносну часову ефективність μ_T , що перевищує 100 разів порівняно з відомим пошуковим цифровим спектральним кореляційно-інтерферометричним методом пеленгування.

Висновки. Виконано оцінку сумарних часових витрат T_p для отримання одного пеленгу згідно відомого пошукового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування та досліджуваного безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром. За умов мінімальних апаратурних витрат, тобто при використанні одноканальної системи обробки даних визначено, що досліджений безпошуковий метод пеленгування забезпечує пеленгування радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з можливою шириною до 500МГц в реальному масштабі часу.

Оцінено швидкодію пеленгування. Для типових умов ЕМО при пеленгуванні в реальному масштабі часу та при мінімальній кількості радіовипромінювань $M=1$ в межах смуги ΔF_R пропускання радіоканалів пеленгатора, тривалості процесу аналізу $T_a = 10^{-3}$ с, забезпечується максимальна швидкодія $N_{\theta, \max} = 10^3$ пеленгів за секунду.

Отримано аналітичну оцінку відносної часової ефективності μ_T досліджуваного безпошукового методу пеленгування. В результаті моделювання визначено, що досліджений метод пеленгування має високу відносну часову ефективність μ_T , що перевищує 100 разів порівняно з відомим пошуковим методом пеленгування.

ВИСНОВКИ

Таким чином, досліджений цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром забезпечує можливість оцінки пеленга одноканальним способом з мінімальними апаратними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю, а також використання антенної бази набагато більшої за довжину хвилі радіовипромінювання, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

В результаті проведених досліджень цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром отримано аналітичні оцінки дисперсії похибки пеленгування для умов великого та малого відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора та визначено його основні точносні характеристики. Результати аналітичних розрахунків та моделювання узгоджуються і підтверджують можливість ефективного безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням великої антенної бази, що забезпечує пеленгування з похибкою $\sigma_\theta = 0,1^\circ$. Показано доцільність використання при спектральному аналізі вагової функції «вікна» Блекмана.

В результаті параметричної оптимізації цифрового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора за точністю пеленгування виконано аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву для вибіркової моделі його формування. Показано, що похибка σ_θ^2 пеленгування суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву і ця залежність має немонотонний характер. Виконано параметричну оптимізацію пеленгатора за величиною $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву та показано, що похибка σ_θ^2 пеленгування має два глобальних мінімуми при $\Delta\omega_{3C, \text{opt}1,2} = \pm 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$.

Проведено програмне моделювання роботи досліджуваного радіопеленгатора та оцінена його точність. Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами параметричної оптимізації. Отримані в результаті моделювання залежності СКВ оцінки пеленгу від відношення $q_{\text{сх}}$ сигнал/шум показали, що при застосуванні оптимального значення $|\Delta\omega_{\text{зс.опт1}}| = 2 \cdot \Delta\omega_{\text{с}}/3$ частотного перетворювального зсуву та вибіркової моделі досліджуваний метод пеленгування забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговими випромінюваннями з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_{\theta}^2 \in [1,23; 0,034]$ при відношенні сигнал/шум $q_{\text{сх}} \in [0; 30]$ дБ відповідно. При використанні інших значень $\Delta\omega_{\text{зс}}$ частотного перетворювального зсуву, наприклад, меншого $\Delta\omega_{\text{зс}} = 0,5 \cdot \Delta\omega_{\text{с}}$ або більшого $\Delta\omega_{\text{зс}} = 4 \cdot \Delta\omega_{\text{с}}/5$, похибка пеленгування суттєво збільшується, що узгоджується з результатами параметричної оптимізації.

Виконано також аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу при використанні цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром від значення $\Delta\omega_{\text{зс}}$ частотного перетворювального зсуву для циклічної моделі його формування. Показано, що похибка σ_{θ}^2 пеленгування суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{\text{зс}}$ частотного перетворювального зсуву і ця залежність має немонотонний характер. Виконано оптимізацію досліджуваного методу за величиною $\Delta\omega_{\text{зс}}$ частотного перетворювального зсуву та показано, що похибка σ_{θ}^2 пеленгування має два глобальних мінімуми при $\Delta\omega_{\text{зс.опт1}} = \pm \Delta\omega_{\text{с}}/2$. Проведено програмне моделювання роботи двоканального радіопеленгатора та досліджена його точність для досліджуваного безпошукового алгоритму пеленгування. Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами аналітичної оптимізації. Отримані в результаті моделювання залежності СКВ оцінки пеленгу від відношення $q_{\text{сх}}$ сигнал/шум показали, що при застосуванні оптимального значення $|\Delta\omega_{\text{зс.опт2}}| = \omega_{\text{с}}/2$ частотного перетворювального зсуву та циклічної моделі досліджуваний метод пеленгування забезпечує можливість

безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговими випромінюваннями з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta \in [1,13; 0,036]^\circ$ при відношенні сигнал/шум $q_{\text{ex}} \in [0; 30]$ дБ відповідно. При використанні інших значень $\Delta\omega_{\text{зс}}$ частотного перетворювального зсуву, наприклад, більшого $\Delta\omega_{\text{зс}} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$, або меншого $\Delta\omega_{\text{зс}} = \Delta\omega_s / 3$, похибка пеленгування суттєво на 50% збільшується, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації.

Виконано оцінку сумарних часових витрат T_p для отримання одного пеленгу згідно відомого пошукового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування та досліджуваного цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром. За умов мінімальних апаратурних витрат, тобто при використанні одноканальної системи обробки даних визначено, що досліджений безпошуковий метод пеленгування забезпечує пеленгування радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з можливою шириною до 500 МГц в реальному масштабі часу.

Оцінено швидкодію пеленгування. Для типових умов ЕМО при пеленгуванні в реальному масштабі часу та при мінімальній кількості радіовипромінювань $M=1$ в межах смуги ΔF_R пропускання радіоканалів пеленгатора, тривалості процесу аналізу $T_a = 10^{-3}$ с, забезпечується максимальна швидкодія $N_{\theta, \text{max}} = 10^3$ пеленгів за секунду.

Отримано аналітичну оцінку відносної часової ефективності μ_T досліджуваного безпошукового методу пеленгування. В результаті моделювання визначено, що досліджений метод пеленгування має високу відносну часову ефективність μ_T , що перевищує 100 разів порівняно з відомим пошуковим методом пеленгування.

Виконано опис алгоритму та програмної моделі роботи спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ

1. Слободянюк П.В, Благодарний В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу / Під заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.: іл.
2. S. Bjorklund and A. Heydarkhan, "High resolution direction of arrival estimation methods applied to measurements from a digital array antenna," Proceedings of the 2000 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. SAM 2000 (Cat. No.00EX410), Cambridge, MA, USA, 2000, pp. 464-468, doi: 10.1109/SAM.2000.878052.
3. Jacovitti G. and Scarano G., Discrete time techniques for time delay estimation, IEEE Trans. Signal Procession, vol. 41, pp. 525-533, Feb. 1993.
4. Griffin C., Duck S. Interferometric radio-frequency emitter location. Radar, Sonar and Navigation, IEE Proc., vol. 149, p. 153, Jun 2002.
5. Ципоренко В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів // Вісник Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут” Серія – Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2010. – Вип. 42. – 205 с. С. 26–37.
6. L. L. Wu and Z. -T. Huang, "Coherent SVR Learning for Wideband Direction-of-Arrival Estimation," in IEEE Signal Processing Letters, vol. 26, no. 4, pp. 642-646, April 2019, doi: 10.1109/LSP.2019.2901641.
7. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
8. Lee, J., Woo, J. Interferometer Direction-Finding System With Improved DF Accuracy Using Two Different Array Configurations. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2014. – Vol. 14. – P. 719–722.
9. Xu, K., Deng, Y., Yu, Z. (2022). Distributed Target Detection in Unknown Interference. Sensors, 22(7), 2430. doi: 10.3390/s22072430
10. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним

кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник «Радіотехніка». – № 167. – 2011. – С 73–77.

11. Патент на винахід 97781 (Україна), МПК: G01S 5/02 (2010.01). Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – Реєстрац. номер заявки а 2011 10142; Заявл. 17.08.2011; Опубл. 12.03.2012, Бюл. №5.

12. Rembovsky A. Radio Monitoring: Problems, Methods and Equipment / A. Rembovsky, A. Ashikhmin, V. Kozmin, S. M. Smolskiy. – 2009th edition. – Springer, 2009. – 530 p.

13. V. N. Xuan, K. Hartmann, W. Weihs and O. Loffeld, "Modified orthogonal matching pursuit for multiple measurement vector with joint sparsity in super-resolution compressed sensing," 2017 51st Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, USA, 2017, pp. 840-844, doi: 10.1109/ACSSC.2017.8335466.

14. Gaoming Huang. Time-delay direction finding based on canonical correlation analysis. Circuits and Systems / Huang Gaoming, Yang Luxi, He Zhenya. – ISCAS 2005. IEEE International Symposium, pp. 540-549, 23-26 May 2005.

15. Dai, Y., Liu, D., Hu, Q., Yu, X. (2022). Radar Target Detection Algorithm Using Convolutional Neural Network to Process Graphically Expressed Range Time Series Signals. Sensors, 22(18), 6868. doi: 10.3390/s22186868

16. Sauta O.I., Shatrakov A.Y., Shatrakov Y.G., Zavalishin O.I. Principles of Radio Navigation for Ground and Ship-Based Aircrafts. Springer Aerospace Technology. Springer, 2019. – 130 p.

17. Torrieri Don J. Statistical Theory of Passive Location Systems / Don J. Torrieri // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1984. – Vol. AES-20, Issue: 2 – P. 183–198.

18. Ципоренко В.В. Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // Всеукраїнський

міжвідомчий науково-технічний збірник «Радіотехніка». – № 170. – 2012. – С. 172-179.

19. J. C. Chen, "Improved maximum likelihood location estimation accuracy in wireless sensor networks using the Cross-Entropy method," *2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Taipei, Taiwan, 2009, pp. 1325-1328, doi: 10.1109/ICASSP.2009.4959836.

20. Tang, T., Jiang, L., Zhao, P., Zheng, N. (2022). Coordinated Positioning Method for Shortwave Anti-Multipath Based on Bayesian Estimation. *Sensors*, 22(19), 7379. doi: 10.3390/s22197379

21. Сусліков Л.М., Студеняк І.П. Метрологія та вимірювання: Навчальний посібник. – Ужгород: Видавництво УжНУ, 2014. – 292 с.

22. Вельміскін Д. І. Теоретичні основи радіолокації. – Дніпропетровськ: "Економіка", 2005. – 128 с.

23. Sorochan A. G. Correlation direction finder with two OMNI-directional antennas / A. G. Sorochan // *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 : 23rd International Crimean Conference : Proceedings*. 8–14 Sept., 2013. P. 298–299.

24. Ципоренко В.В. Оптимізація безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора з подвійним кореляційним обробленням за точністю пеленгування / В.В. Ципоренко // *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут»* / Серія: Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – Київ: НТУУ «КПІ». – 2016. – №64. – С. 86–100.

25. S. Van Doan, J. Vesely, P. Janu, P. Hubacek, and X. L. Tran, "Optimized algorithm for solving phase interferometer ambiguity", in *Proc. 17th Int. Radar Symp. IRS 2016*, Krakow, Poland, 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/IRS.2016.7497353

26. Alessio S.M. *Digital Signal Processing and Spectral Analysis for Scientists*, 1-st Edition - Switzerland: Springer Cham, 2016. – 924p.

27. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform / F.J. Harris // Proceedings of the IEEE. Jan. 1978. P. 51–83, vol. 66, Issue: 1.

28. J. Xing and Z. Wenshuo, "The optimization of objective weighting method based on relative importance," 2020 5th International Conference on Mechanical, Control and Computer Engineering (ICMCCE), Harbin, China, 2020, pp. 1234-1237, doi: 10.1109/ICMCCE51767.2020.00271.

29. O. Solomentsev, V. Kuzmin, M. Zaliskyi, O. Zuiev and Y. Kaminskyi, "Statistical data processing in radio engineering devices operation system," 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2018, pp. 757-760, doi: 10.1109/TCSET.2018.8336310.

30. Ципоренко В.В. Оптимізація безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням та циклічною моделлю частотного зсуву / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко // Вісник Житомирського державного технологічного університету / Серія: Технічні науки. – Житомир: ЖДТУ. – 2015. – № 3 (74). – С. 86–95.

31. T. Chen, K. Hou and K. Yu, "Study on Model about Competitive Intelligence System of Enterprise Based on Data Mining under Electronic Commerce Environment," 2008 International Seminar on Business and Information Management, Wuhan, China, 2008, pp. 203-206, doi: 10.1109/ISBIM.2008.75.

32. Ципоренко В.В. Дослідження швидкодії безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко, М.Ф. Хоменко // Радіoeлектроніка, інформатика, управління (PIYU). – Науковий журнал Запорізького Національного технічного університету / Серія: Радіoeлектроніка та телекомунікації. – Запоріжжя: ЗНТУ. – 2017. – №3. – С. 28–35.

33. Proakis J. G. Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and Applications, 4th Edition / J. G. Proakis, D. G. Manolakis. – New Jersey: Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 2006. – 1077 p.

34. Jian Y. Long baseline direction finding and localization algorithms for noise radiation source / Y. Jian, C. Wangjie, L. Lei // Signal Processing (ICSP), 2014 : 12th International Conference : Proceedings. 19–23 Oct., 2014. P. 52–57.

35. Multicore Fixed and Floating-Point Digital Signal Processor TMS320C6678 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.ti.com/product/tms320c6678.