

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.


« 19 » 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему "Дослідження спектрального методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування для антенної системи з великою базою"

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

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


19.12.2023 (дата, підпис)

Собецький С.Й.

Керівник роботи
к.т.н., доц.


19.12.2023 (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 радіопеленгування для антенної системи з великою базою"

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

Собецький С.Й.

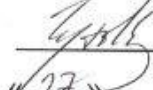
Керівник Ципоренко В.В.

Рецензент Нікітчук Т.М.

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

 Владислав ЧУХОВ
«27» 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;

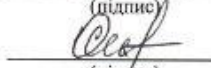
– дослідження точності та швидкодії методу.

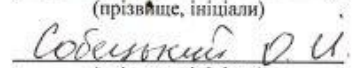
5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.

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 радіопеленгування для антенної системи з великою базою.

Дана робота дозволить отримати оптимізований алгоритм та дослідження точності і швидкодії спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

ANNOTATION

The topic of this qualification work is the study of the spectral method of correlation-interferometric radio direction finding for an antenna system with a large base.

This work will make it possible to obtain an optimized algorithm and study the accuracy and speed of the spectral method of dispersion-correlation radio direction finding for a large antenna base.

РЕФЕРАТ

Робота присвячена дослідженню спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування для антенної системи з великою базою.

Перший розділ присвячено огляду та обґрунтуванню спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

Другий розділ містить оптимізацію спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

Третій розділ містить дослідження точності спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

Четвертий розділ присвячено оцінці швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування.

Об'єкт дослідження – процес спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування для антенної системи з великою базою.

Предмет дослідження – оптимізований алгоритм та дослідження точності і швидкодії спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

Метою є обґрунтування, оптимізація, дослідження точності і швидкодії спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази. Для досягнення даної мети необхідно виконати наступні завдання:

- обґрунтування та оптимізація спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази
- дослідження точності та швидкодії методу.

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

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ.....	6
ВСТУП	8
1. Обґрунтування спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.....	10
2. Оптимізація спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.....	17
3. Дослідження точності спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази....	32
4. Оцінка швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування.....	41
ВИСНОВКИ	49
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ	51

ВСТУП

Радіочастотний ресурс України є стратегічним ресурсом держави, використання якого забезпечує функціонування радіоелектронних систем та пристроїв. Одним із напрямків забезпечення ефективного використання радіочастотного ресурсу є його радіомоніторинг, що реалізується відповідними методами та засобами.

Невід'ємною складовою радіомоніторингу на сьогодні є пеленгування джерел радіовипромінювань, що забезпечує ефективний контроль функціонування стаціонарних та рухомих радіоелектронних засобів.

Особливу актуальність в останні роки набуває задача виявлення та радіопеленгування апріорі 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 моноімпульсних кореляційно-інтерферометричних методів радіопеленгування з високою швидкістю (низькою обчислювальною складністю) та здатністю ефективного пеленгування випадкових шумоподібних радіовипромінювань в складній електромагнітній обстановці.

Актуальною задачею є розробка нових безпошукових спектральних методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечить функціонування в реальному масштабі часу без необхідності застосування дорогих багатоканальних систем цифрового оброблення сигналів, та високу завадозахищеність пеленгування за рахунок поєднання частотної та просторової селекції перед безпошуковою кореляційною оцінкою пеленгу.

Дослідження літературних джерел показує перспективність досліджень у даному напрямку. Велика кількість робіт присвячена даній тематиці, в тому числі цифровим методам часово-просторової обробки випромінювань, цифровим спектральним методам пеленгування, в тому числі із підвищеною роздільною здатністю, цифровим методам спектрального та часово-

кореляційного аналізу, цифровим спектральним методам кореляційно-інтерферометричного пеленгування.

Об'єкт дослідження – процес спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування для антенної системи з великою базою.

Предмет дослідження – оптимізований алгоритм та дослідження точності і швидкодії спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

Метою є обґрунтування, оптимізація, дослідження точності і швидкодії спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази. Для досягнення даної мети необхідно виконати наступні **завдання**:

- обґрунтування та оптимізація безпошукового спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази;
- дослідження точності та швидкодії методу.

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

1. Обґрунтування спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази

В роботах [6, 7] запропоновано безпошуковий метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів, 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.

В роботі [8] запропоновано цифровий безпошуковий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування радіовипромінювань з розширеним спектром, що забезпечує можливість використання великої антенної бази. Однак дисперсія оцінки пеленгу цього методу буде більшою ніж для методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів оскільки в знаменнику виразу дисперсії стоїть значення частотного зсуву, що суттєво менше за значення несучої частоти.

В роботах [9–11] розглянуто методи сумісного використання великої та малої пеленгаційних баз з усуненням невизначеності оцінки напрямку на ДРВ відносно великої бази. Вказані методи забезпечують підвищення точності пеленгування, але застосовуються тільки для фазового та амплітудного методів пеленгування при низькій швидкодії, та великих апаратурних витратах.

Відповідно до невирішеної раніше проблеми розробки безпошукових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності, цілями досліджень є розробка безпошукового цифрового методу спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування із забезпеченням високої точності, що має можливість використання антенної бази, значення якої набагато перевищує довжину хвилі прийнятого радіовипромінювання.

Розглянемо задачу оцінки напрямку на ДРВ безошукковим за затримкою 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, яке 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 $t \in [0, T_a]$. Вихідні умови запишемо наступним чином:

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

де τ_s – апріорі невідома затримка радіосигналу.

Необхідно безошукково, тобто без багатоітераційної оцінки взаємної кореляційної функції оптимальним чином виконати оцінку часу затримки τ_s і відповідного напрямку θ на ДРВ за реалізаціями $U_1(t)$ і $U_2(t)$, що прийняті на часовому інтервалі $[0, T_a]$. Критерієм оптимальності оцінки затримки τ_s є мінімум дисперсії її похибки.

Оцінка пеленга повинна здійснюватись з використанням одноканального корелятора, але за час одного циклу кореляційного аналізу.

Для вирішення поставленої задачі доцільно використати представлення сигналів у частотній області визначення [6]. Як відомо [12, 13], максимально правдоподібна оцінка екстремального значення компенсуючого параметра, яким є час затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$, визначається згідно з рівнянням правдоподібності, яке для неперервного аналізу сигналів в частотній області визначення має вигляд:

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

при $\tau_{ЛЗ} = \hat{\tau}_{ЛЗ}$,

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

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

$\text{Re}(\cdot)$ – 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;

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

За умови використання антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі $d \gg \lambda$ різницевий фазовий спектр прийнятих сигналів $\Delta\varphi(\omega)$ в рівнянні (3.2) доцільно представити як суму залишкової частини $\Delta\varphi_3(\omega)$, значення якої лежить в межах $[0; 2\pi]$ та цілої частини $\Delta\varphi_{Ц}(\omega)$, значення якої кратне 2π радіан [14]:

$$\Delta\varphi(\omega) = \Delta\varphi_3(\omega) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega). \quad (3)$$

При цьому значення $\Delta\varphi_3(\omega)$ отримують в результаті визначення різницевого фазового спектра прийнятих сигналів, а значення $\Delta\varphi_{Ц}(\omega)$ потребує додаткової оцінки.

Значення $\Delta\varphi_{Ц}(\omega)$ доцільно представити як результат дії уявної (грубої) лінії затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ та нелінійної операції порогової оцінки:

$$\Delta\varphi_{Ц}(\omega) = [\omega \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ.Г}]_{Ц}, \quad (4)$$

де $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ – наближена оцінка значення компенсуючої затримки;

$[\cdot]_{Ц}$ – операція визначення цілої частини аргументу, що є кратною 2π радіан.

Для оптимальної оцінки невідомого значення затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ та шуканого точного сумарного значення компенсуючої затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ з урахуванням рівняння (2), складемо систему з двох рівнянь правдоподібності [14]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\tau_{ЛЗ.Г}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi_3(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi_3(\omega) - \tau_{ЛЗ.Г} \cdot \Delta\omega)) d\omega \right\} \right] &= 0; \\ \frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi_3(\omega) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega) - \tau_{ЛЗ} \cdot \omega)) d\omega \right\} \right] &= 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Систему (5) доцільно розв'язати в два етапи. Наближену оцінку $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ доцільно отримати як розв'язок першого рівняння системи (5) з використанням подвійного різницевого оброблення, що дозволяє отримати прямий розв'язок другого рівняння правдоподібності системи (5). Оцінка $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ матиме наступний вигляд [8]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.Г} = \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \arctg \left[\frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \sin(\Delta\varphi_3(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi_3(\omega)) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \cos(\Delta\varphi_3(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi_3(\omega)) d\omega} \right] + z \cdot \pi, \quad (6)$$

де $\Delta\omega$ – значення частотного зсуву добутку спектрів $U_1(j\omega) \cdot U_2^*(j\omega)$;

z – коефіцієнт корекції фази для функції $\arctg(\cdot)$; $z = 0$, при $\cos(\Delta\bar{\varphi}_3) > 0$; $z = 1$, при $\cos(\Delta\bar{\varphi}_3) < 0$;

$\Delta\bar{\varphi}_3$ – усереднене за усіма спектральними складовими значення залишкової частини різницевого фазового спектра прийнятих сигналів.

Для прямого розв'язку другого рівняння системи (3.5) скористаємось результатом (6) та дисперсійним обробленням аргументу $(\Delta\varphi_3(\omega) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega) - \tau_{ЛЗ} \cdot \omega)$. Для цього помножимо його на вирівнюючий дисперсійний частотно-залежний множник $\alpha = \omega_H / \omega$. Після цього доданок $\tau_{ЛЗ} \cdot \omega$ аргументу в другому рівнянні системи (5) перестане бути функцією частоти, та матиме вигляд: $\tau_{ЛЗ} \cdot \omega_H$ [14]. Таке перетворення дозволяє винести значення $\tau_{ЛЗ}$ за дужки та отримати прямий розв'язок рівняння правдоподібності, що матиме вигляд [7, 14]:

$$\hat{\tau}_{ЛБ} = \frac{1}{\omega_H} \cdot \arctg \left[\frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \sin\left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega)) \cdot \omega_H}{\omega}\right) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \cos\left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega)) \cdot \omega_H}{\omega}\right) d\omega} \right] +, \quad (7)$$

$$+ v \cdot \pi$$

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

$v = 0$, при $\cos((\Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_{Ц})_{сер}) > 0$;

$v = 1$, при $\cos((\Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_{Ц})_{сер}) < 0$;

$(\Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_{Ц})_{сер}$ – усереднене значення різницевого фазового спектра прийнятих сигналів.

Таким чином, поставлена задача вирішена.

При застосуванні цифрового оброблення сигналів та з урахуванням неоднозначності функції $\arctg(\cdot)$ наближена оцінка затримки $\hat{\tau}_{ЛБ.Г}$ буде визначатися згідно з рівнянням [14]:

$$\hat{\tau}_{ЛБ.Г} = (1/\Delta\omega) \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta.k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta.k}]} \right] +, \quad (8)$$

$$+ z \cdot \pi$$

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

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

$\omega_{ПЧ.k}$ – k -те значення проміжної частоти спектральних складових сигналів, що лежить в межах діапазону проміжних частот $[\omega_{Н.ПЧ}; \omega_{В.ПЧ}]$ сигналів.

Для оцінки значення $\hat{\tau}_{ЛБ.Г}$ 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 $\Delta\omega$.

Точна оцінка затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ при застосуванні цифрового оброблення сигналів визначається згідно з рівнянням [14,15]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\omega_H} \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \sin\left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega_k) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega_k)) \cdot \omega_H}{\omega_k}\right)}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \cos\left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega_k) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega_k)) \cdot \omega_H}{\omega_k}\right)} \right] + \nu \cdot \pi \quad (9)$$

де ω_k – k -те значення частоти спектральних складових сигналів, що лежить в межах діапазону робочих частот $[\omega_H; \omega_B]$ сигналів, що отримують з використанням цифрового відновлення робочої частоти [7].

За визначеною екстремальною точною оцінкою затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ визначають напрямок θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази проти напрямку годинникової стрілки згідно з рівнянням [16, 17]:

$$\theta = \arccos\left(\frac{c \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ}}{d}\right), \quad (10)$$

де c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Таким чином, запропонована додаткова проміжна безпошукова оцінка цілої частини $\Delta\varphi_{Ц}(\omega)$ різницевого фазового спектра за допомогою подвійного кореляційного оброблення забезпечує можливість використання великої антенної бази $d \gg \lambda$ та усунення аномально великої похибки пеленгування радіовипромінювань з довжиною хвилі $\lambda < 2d$. При цьому апаратурні витрати є мінімальними, оскільки використовується тільки одна антенна база. Подальше дисперсійне оброблення забезпечує точну без пошукову оцінку затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$.

Висновки. Таким чином, поставлена в роботі задача вирішена. Запропонований безпошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази забезпечує

можливість точного пеленгування радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази.

2. Оптимізація спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази

Ефективність засобів пеленгування суттєво залежить від співвідношення їх параметрів, в першу чергу, швидкодії, точності, завадостійкості та апаратурних витрат. Тому дослідження та оптимізація цифрових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів за швидкодією 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 апаратурних витрат. Це здійснюється за рахунок удосконалення тільки режимів прийому та оброблення, співвідношення параметрів складових модулів та їх кількості.

У роботі [14] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази. Він забезпечує можливість оцінки пеленгу за допомогою одноканального корелятора з мінімальними апаратурними витратами за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимальною швидкодією. 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 [12, 18, 19] 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 параметричної оптимізації безпошукових кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів для великої антенної бази. Тому отримані результати не можуть бути безпосередньо використані для вирішення даної задачі.

Виконаємо параметричну оптимізацію за точністю пеленгування для безпошукового цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного

радіопеленгатора для великої антенної бази [14] з використанням кореляційно-згорткового оброблення.

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 потужності N , постійною в межах смуги Δf_k пропускання радіоканалів пеленгатора. Будемо вважати, що власні шуми радіоканалів пеленгатора не мають міжканальної кореляції та кореляції з випромінюванням $S(t)$, ДРВ, яке пеленгується, знаходиться в дальній зоні, а фазові флуктуації на шляху поширення випромінювання $S(t)$ відсутні. Представимо початкові умови досліджень наступним чином [20]:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_s), \end{aligned} \tag{12}$$

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 – апіорі 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 [15, 20]:

$$\hat{\theta} = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_3 / d), \tag{13}$$

де $\hat{\tau}_3 = \Delta \xi / \Delta \omega_{3c}$ – оцінка екстремального значення компенсуючої затримки, рівняння (8);

$$\Delta\xi = \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_{D2}(\omega_{ПЧ,k}) \cdot \sin[\Delta\phi_{\Delta,k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_{D2}(\omega_{ПЧ,k}) \cdot \cos[\Delta\phi_{\Delta,k}]} \right] + \nu \cdot \pi - \text{еквівалентний фазовий зсув}$$

між сигналами $S_1(t)$ та $S_2(t)$;

k_H, k_B – номери частотних складових спектра випромінювання на проміжній частоті, що відповідають його нижній $\omega_{ПЧ,k}$ та верхній $\omega_{ПЧ,B}$ граничним частотам відповідно;

$\Delta\omega_{3C}$ – частотний перетворювальний зсув реалізацій спектра випромінювання ДРВ, що пеленгується;

c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі;

$U_{D2}(\omega_{ПЧ,k}) = U_1(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega)$ – модуль другого добутку спектрів реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, отримані на проміжній $\omega_{ПЧ}$ частоті, рівняння (8);

$\Delta\phi_{\Delta,k} = \Delta\phi(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega_{3C}) - \Delta\phi(\omega_{ПЧ,k})$ – різницевий фазовий спектр другого добутку спектрів сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$;

ν – коефіцієнт корегування неоднозначності для функції $\arctg(\cdot)$: $\nu = 0$ при $\cos(\Delta\phi) > 0$; $\nu = -1$ при $\cos(\Delta\phi) < 0$.

Як основний показник точності пеленгування доцільно використовувати дисперсію σ_θ^2 похибки оцінки напрямку на ДРВ [16, 17], яка з урахуванням умов (12) визначається для досліджуваного методу пеленгування (13) згідно з рівнянням [8, 20]:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{2\pi \cdot c^2}{q_{ex}^2 \cdot \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta\omega_a \cdot T_a \cdot K_w \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (14)$$

де q_{ex} – 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 (14) загальний критерій оптимальності пеленгатора має вигляд:

$$\min \sigma_{\theta}^2. \quad (15)$$

Для реалізації оптимізації радіопеленгатора, що розглядається, визначимо вид цільової функції та функцій зв'язку для кореляційної моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів [21], що використовується для грубої оцінки затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$, рівняння (8) та подальшого її використання для оцінки точного сумарного значення компенсуючої затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ та відповідного напрямку $\hat{\theta}$ на ДРВ згідно (13). Для цього проведемо аналіз особливостей критеріальної функції (14) з метою подальшого визначення цільової функції задачі оптимізації.

Тому цільову функцію $F(\Delta\omega_{ЗС})$ для подальшої оптимізації досліджуваного методу пеленгування з урахуванням рівняння (14) доцільно визначити як функцію змінних $\Delta\omega_{ЗС}$ та $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})$ наступним чином [20]:

$$F(\Delta\omega_{ЗС}) = f(\Delta\omega_{ЗС}, \Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})) = \Delta\omega_{ЗС}^2 \cdot \Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС}). \quad (16)$$

З урахуванням рівняння (16) для забезпечення умови оптимізації (15) значення цільової функції $F(\Delta\omega_{ЗС})$ повинно мати екстремум типу $\max$ [20]:

$$\max_{\Delta\omega_{ЗС}} F(\Delta\omega_{ЗС}) = \max_{\Delta\omega_{ЗС}} [\Delta\omega_{ЗС}^2 \Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})]. \quad (17)$$

Для подальшої оптимізації пеленгатора за точністю виконаємо аналіз особливостей формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів і відповідної смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})$ аналізу та виберемо модель їх формування.

В роботі [8] запропонована кореляційна модель формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів і смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{ЗС})$ аналізу. Згідно цієї моделі другий добуток $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів формується як добуток відносно зсунутих за частотою на величину $\Delta\omega_{ЗС}$ частотного перетворювального зсуву реалізацій першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} + |\Delta\omega_{3C}|)). \quad (18)$$

Аналіз (18) показує, що при збільшенні величини модуля $|\Delta\omega_{3C}|$ частотного перетворювального зсуву реалізацій першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів зменшується величина смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ аналізу [20]:

$$\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_s - |\Delta\omega_{3C}|, \quad (19)$$

де $\Delta\omega_s$ – ширина спектра реалізації випромінювання ДРВ.

В результаті суттєвим недоліком кореляційної моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів є обмеженість максимально досяжного значення частотного перетворювального зсуву $\Delta\omega_{3C}$ і відповідні втрати за точністю пеленгування:

$$\begin{cases} \lim_{\Delta\omega_{3C} \rightarrow \Delta\omega_s} \Delta\omega_a = 0 \\ \lim_{\Delta\omega_{3C} \rightarrow \Delta\omega_s} \sigma_\theta^2 = \infty \end{cases}. \quad (20)$$

Для усунення вказаного недоліку кореляційної моделі доцільне використання як альтернативи згорткової моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів.

Епюри формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів для згорткової моделі його формування наведені на рис. 1.

Згорткова модель представляє процес формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів як дію відповідного узгодженого з першим добутком $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів фільтра з імпульсною характеристикою $h_f(j\omega)$ в частотній області визначення:

$$h_f(j\omega) = U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}). \quad (21)$$

Таким чином, другий добуток $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів відповідає реакції узгодженого фільтра і формується на основі операції згортки.

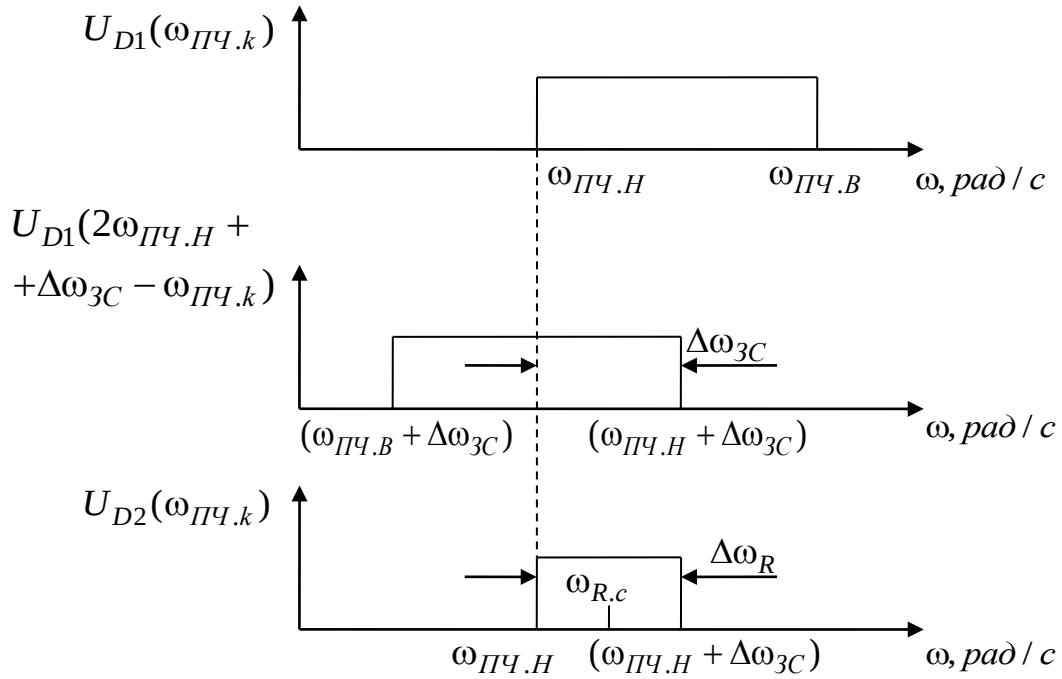


Рис. 1 – Епюри формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів для згорткової моделі

Виконаємо аналіз особливостей застосування згорткової моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів і конкретизуємо значення відповідної цільової функції.

Згорткова модель формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів передбачає, що спектри $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ і $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, і їх перший добуток $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ мають область визначення в межах смуги $[\omega_{ПЧ.H}; \omega_{ПЧ.B}]$ частот розподілу спектральної густини випромінювання $S(t)$:

$$U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_1^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2^*(j\omega_{ПЧ.k}), \quad (21)$$

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

Другий добуток $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів формується шляхом перемноження комплексно спряженого першого добутку $U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та його реалізації $U_{D1}(j(\Delta\omega_p \pm \omega_{3C} - \omega_{ПЧ.k}))$, що дзеркально відображена

відносно нульової $\omega_k = 0$ частоти та зсунута за частотою на величину $(\Delta\omega_p \pm \omega_{3C})$:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}(j(\Delta\omega_p \pm \omega_{3C} - \omega_{ПЧ.k})), \quad (22)$$

де
$$\Delta\omega_p = \begin{cases} 2\omega_{ПЧ.H}, \text{ при } (\Delta\omega_{3C} \geq 0) \\ 2\omega_{ПЧ.H} + 2\Delta\omega_s, \text{ при } (\Delta\omega_{3C} < 0) \end{cases}.$$

В результаті область визначення другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів дорівнює смузі перекриття $\Delta\omega_R$ за частотою його множників $U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k})$ та $U_{D1}(j(\Delta\omega_p \pm \omega_{3C} - \omega_{ПЧ.k}))$:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) \in \begin{cases} [\omega_{ПЧ.H}; \omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_{3C}] |_{\Delta\omega_{3C} \geq 0, \Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H}} \\ [\omega_{ПЧ.B} - \Delta\omega_{3C}; \omega_{ПЧ.B}] |_{\Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_s, \Delta\omega_{3C} < 0} \end{cases} \quad (23)$$

$$\Delta\omega_R = \begin{cases} (\omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_{3C}) - \omega_{ПЧ.H} = \Delta\omega_{3C} |_{\Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H}} \\ \omega_{ПЧ.B} - (\omega_{ПЧ.B} - \Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_{3C} |_{\Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_s} \end{cases}.$$

Також аналіз рівняння (23) показує, що за умови $\Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H}$ і при частотному перетворювальному зсуві $\Delta\omega_{3C}$, рівному ширині спектра $\Delta\omega_s$ реалізації випромінювання ДРВ, копії спектрів $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ та $U_{D1}(j(2\omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_{3C} - \omega_{ПЧ.k}))$ повністю перекриваються за частотою, тобто $\Delta\omega_R = \Delta\omega_s$, що забезпечує досягнення потенційно максимального значення ширини смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ аналізу:

$$\lim_{\Delta\omega_{3C} \rightarrow \Delta\omega_s} \Delta\omega_a = K_a \cdot \Delta\omega_s, \quad (24)$$

де K_a – коефіцієнт пропорційності.

Аналіз рис. 3.1 та рівнянь (23), (24) показує, що величина смуги $\Delta\omega_R$ перекриття має область значень $[0; \Delta\omega_s]$ при $\Delta\omega_{3C} \in [0; \Delta\omega_s]$ і досягає максимального значення за умови:

$$\max \Delta\omega_R = \max |\Delta\omega_{3C}| = \Delta\omega_s. \quad (25)$$

Порівняльний аналіз рівнянь (19) та (25) показує, що використання згорткової моделі на відміну від кореляційної моделі забезпечує досягнення

максимально можливого значення $\Delta\omega_{3C} = \Delta\omega_s$ частотного перетворювального зсуву при максимальному значенні смуги $\Delta\omega_R = \Delta\omega_s$ перекриття:

$$\lim_{|\Delta\omega_{3C}| \rightarrow \Delta\omega_s} F(\Delta\omega_{3C}) \neq 0. \quad (26)$$

Конкретизуємо залежність смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ аналізу від величини $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву і відповідно значення коефіцієнта K_a пропорційності.

Для цього виконаємо аналіз властивостей сигнальної складової $S_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів та особливостей її оброблення. З урахуванням особливостей (22) та (23) згорткової моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів, його сигнальна складова $D_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ визначається наступним чином:

$$\begin{aligned} S_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) &= S_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot S_{D1}(j(\Delta\omega_p \pm \Delta\omega_{3C} - \omega_{ПЧ.k})) = \\ &= S_{D2}(\omega_{ПЧ.k}) \exp(j2\tau_s(\omega_{ПЧ.k} - \omega_{R.c})) \end{aligned} \quad (27)$$

де $S_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ – сигнальна складова першого добутку $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів;

$$\omega_{R.c} = \begin{cases} (\omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_{3C}/2) |_{\Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H}} \\ (\omega_{ПЧ.B} - \Delta\omega_{3C}/2) |_{\Delta\omega_p = 2\omega_{ПЧ.H} + \Delta\omega_s} \end{cases} \quad - \text{ середня частота смуги } \Delta\omega_R$$

перекриття;

$S_{D2}(\omega_{ПЧ.k}) = S^4(\omega_{ПЧ.k}) = const$ – модуль сигнальної складової другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів.

Аналіз рівняння (27) показує, що модуль $S_{D2}(\omega_{ПЧ.k})$ сигнальної складової $D_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ має рівномірний розподіл в межах смуги $\Delta\omega_R$ перекриття, а її аргумент лінійно залежить від частоти і симетрично розподілений відносно середньої частоти $\omega_{R.c}$ смуги $\Delta\omega_R$ перекриття. З урахуванням цього безпошукову оцінку еквівалентного фазового зсуву $\Delta\xi$ в рівнянні (12) доцільно виконувати з використанням додаткового дисперсійного оброблення [8]:

$$\Delta\xi = \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_{D2}(\omega_{ПЧ.k}) \cdot K_{\gamma}(\omega_{ПЧ.k}) \cdot \sin[\Delta\phi_{\Delta.k} \cdot \gamma(\omega_{ПЧ.k})]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_{D2}(\omega_{ПЧ.k}) \cdot K_{\gamma}(\omega_{ПЧ.k}) \cdot \sin[\Delta\phi_{\Delta.k} \cdot \gamma(\omega_{ПЧ.k})]} \right] + \nu \cdot \pi, \quad (28)$$

де $K_{\gamma}(j\omega_{ПЧ.k})$ – коефіцієнт дисперсійного оброблення;

$K_{\gamma}(\omega_{ПЧ.k}) = [2 \cdot |\omega_{ПЧ.k} - \omega_{R.c}| / \Delta\omega_R]^2$ – модуль коефіцієнта дисперсійного оброблення;

$\gamma(\omega_{ПЧ.k}) = \Delta\omega / 2 \cdot |\omega_{ПЧ.k} - \omega_{R.c}| -$ аргумент коефіцієнта дисперсійного оброблення;

$$\omega_{ПЧ.k} \in [\omega_{R.c} - \Delta\omega_{3C} / 2; \omega_{R.c} + \Delta\omega_{3C} / 2].$$

З урахуванням рівнянь (24) і (28) визначимо величину смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ аналізу для згорткової моделі:

$$\Delta\omega_a = \frac{|\Delta\omega_{3C}|}{2} \cdot \int_{\omega_{R.c} - |\Delta\omega_{3C}|/2}^{\omega_{R.c}} K_{\gamma}(\omega) d\omega = \frac{|\Delta\omega_{3C}|}{2} \cdot \int_0^1 \omega^2 d\omega = K_a \cdot |\Delta\omega_{3C}|, \quad (29)$$

де $K_a = 1/6$ – коефіцієнт пропорційності для згорткової моделі.

Аналіз рівняння (29) показує, що при використанні згорткової моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів величина смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$ аналізу пропорційна модулю $|\Delta\omega_{3C}|$ частотного перетворювального зсуву з діапазоном можливих значень $[0; |\Delta\omega_{3C}|/6]$.

Таким чином, з урахуванням рівнянь (16) і (29) визначимо цільову функцію $F(\Delta\omega_{3C})$ для згорткової моделі наступним чином:

$$F(\Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_{3C}^2 \cdot |\Delta\omega_{3C}| / 6 = |\Delta\omega_{3C}|^3 / 6. \quad (30)$$

Аналіз рівняння (30) показує, що цільова функція $F(\Delta\omega_{3C})$ є показниковою функцією третього порядку від значення модуля $|\Delta\omega_{3C}|$ частотного перетворювального зсуву.

З урахуванням рівнянь (16) і (30) визначимо рівняння оптимізації (вид цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$ і критерій оптимальності) для згорткової моделі наступним чином:

$$\max_{\Delta\omega_{3C}} F(\Delta\omega_{3C}) = \max_{\Delta\omega_{3C}} \frac{1}{6} |\Delta\omega_{3C}| \cdot \Delta\omega_{3C}^2. \quad (31)$$

Розв'язком рівняння (31) є оптимальні значення $\Delta\omega_{3C.opt1}$ перетворювального частотного зсуву, тобто:

$$\Delta\omega_{3C.opt1} = \arg \max \{F(\Delta\omega_{3C})\}. \quad (32)$$

Для подальшої оптимізації і визначення розв'язку рівняння (3.32) визначимо кількість L і значення $f_1(X)$ функцій зв'язку, а також вид шуканих екстремумів цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$.

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:

$$\begin{aligned} f_1(N_c) &= N_c = 1; \\ f_2(N_k) &= N_k = 1, \end{aligned} \quad (33)$$

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 $F(\Delta\omega_{3C})$ становить смугу частот $[-\Delta\omega_s; \Delta\omega_s]$. З урахуванням цього третя $f_3(\Delta\omega_{3C})$ функція зв'язку приймає вигляд:

$$f_3(\Delta\omega_{3C}) = -\Delta\omega_s < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_s. \quad (34)$$

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 [22]. З урахуванням цього, рівняння четвертої $f_4(\Delta\omega_{3c})$ функції зв'язку буде наступним:

$$f_4(\Delta\omega_{3c}) = |\Delta\omega_{3c}| = k \cdot 2\pi/T_a, \quad (35)$$

де $k = 0, 1, \dots$ – 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 (33) – (35) можливо зробити висновок, що оптимізація повинна здійснюватись з урахуванням чотирьох $L = 4$ функцій зв'язку і пошуком глобального умовного екстремуму.

Враховуючи визначені початкові умови та особливість аналітичного представлення цільової функції $F(\Delta\omega_{3c})$, поставлену задачу оптимізації доцільно вирішити з використанням скалярного методу та нелінійного програмування [21, 23].

Для отримання розв'язку рівняння (32) оптимізації виконаємо аналіз особливостей цільової функції $F(\Delta\omega_{3c})$. З рівняння (34) бачимо, що діапазон області визначення цільової функції $F(\Delta\omega_{3c})$ є обмеженим значеннями $[-\Delta\omega_s; \Delta\omega_s]$, а уся множина можливих значень цільової функції $F(\Delta\omega_{3c})$ буде додатною:

$$F(\Delta\omega_{3c}) \in [0; |\Delta\omega_{3c}|^3/6] \geq 0. \quad (36)$$

Оцінимо монотонність цільової функції $F(\Delta\omega_{3c})$ за характером її першої похідної:

$$\frac{dF(|\Delta\omega_{3c}|)}{d|\Delta\omega_{3c}|} = \frac{|\Delta\omega_{3c}|^2}{2} \geq 0. \quad (37)$$

Аналіз рівняння (37) показує, що цільова функція $F(\Delta\omega_{3C})$ є унімодальною і монотонною в межах кожного з двох піддіапазонів області визначення: $[-\Delta\omega_s; 0]$ та $[0; \Delta\omega_s]$. Також цільова функція $F(\Delta\omega_{3C})$ є парною і її значення розподілені симетрично відносно свого нульового значення $F(0) = 0$:

$$F(\Delta\omega_{3C}) = F(-\Delta\omega_{3C}). \quad (38)$$

Враховуючи усі особливості (33)–(37) цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$, можливо стверджувати, що вона має два глобальних умовних екстремуми типу $\max$ [23], що відповідають двом межовим значенням $\Delta\omega_{3C.opt1} = \Delta\omega_s$ і $\Delta\omega_{3C.opt2} = -\Delta\omega_s$ її області визначення:

$$\begin{aligned} \max_{\Delta\omega_{3C}} F(\Delta\omega_{3C}) &= F(\Delta\omega_{3C}) = \frac{1}{6} |\Delta\omega_{3C}|^3 \Big|_{\Delta\omega_{3C} \in [0; \Delta\omega_s]}; \\ \max_{\Delta\omega_{3C}} F(-\Delta\omega_{3C}) &= F(-\Delta\omega_{3C}) = \frac{1}{6} |\Delta\omega_{3C}|^3 \Big|_{\Delta\omega_{3C} \in [-\Delta\omega_s; 0]}. \end{aligned} \quad (39)$$

Аналіз співвідношень (39) показує, що оптимальним значенням $\Delta\omega_{3C.opt}$ частотного перетворювального зсуву є його максимальне за модулем значення, що відповідає умові повного перекриття за частотою спектрів-множників другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів:

$$|\Delta\omega_{3C.opt}| = \Delta\omega_s. \quad (40)$$

В цілому аналіз отриманих результатів оптимізації показує, що отриманий розв'язок рівняння оптимізації (31) відповідає двом глобальним умовним екстремумам цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$ типу $\max$ і задовольняють усім обмеженням функцій зв'язку. Таким чином, поставлена задача оптимізації вирішена.

Аналіз отриманих результатів оптимізації пеленгатора для згорткової моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів показав, що цільова функція $F(\Delta\omega_{3C})$ і, відповідно, дисперсія σ_θ^2 оцінки пеленгування суттєво залежать від значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву. Максимальне значення цільової функції $F(\Delta\omega_{3C})$ і, відповідно, мінімальне значення похибки

пеленгування σ_θ^2 забезпечуються при максимальному значенні модуля $|\Delta\omega_{zc}|$ частотного перетворювального зсуву, що дорівнює ширині $\Delta\omega_s$ спектра радіовипромінювання $S(t)$, що пеленгується: $|\Delta\omega_{zc,opt}| = \Delta\omega_s$. При цьому ширина смуги $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{zc})$ аналізу пеленгатора менша ширини $\Delta\omega_s$ спектра радіовипромінювання $S(t)$, що пеленгується: $\Delta\omega_s > \Delta\omega_a$, що зумовлено особливостями застосування згорткової моделі [20].

Проведені програмне моделювання роботи пеленгатора згідно (12) і (28) 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 $\Delta f_d = 2\Delta f_k = 20 \text{ МГц}$; 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 $d = 40 \text{ м}$; кількість m дослідів для оцінки одного відліку σ_θ дорівнює $m = 50$.

В результаті моделювання отримано сімейство залежностей СКВ σ_θ оцінки пеленгу від відношення $q_{\text{сх}}$ сигнал/шум на вході пеленгаційних радіоканалів для кореляційної та згорткової моделей формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ,k})$ спектрів [20].

На рис. 2 наведено результати моделювання: ряд 1 – для зсуву $\Delta\omega_{zc} = \Delta\omega_s / 2$ згорткової моделі; ряд 2 – для оптимального зсуву $\Delta\omega_{zc} = \Delta\omega_s$ згорткової моделі; ряд 3 – для частотного перетворювального зсуву $\Delta\omega_{zc} = \Delta\omega_s / 2$ кореляційної моделі.

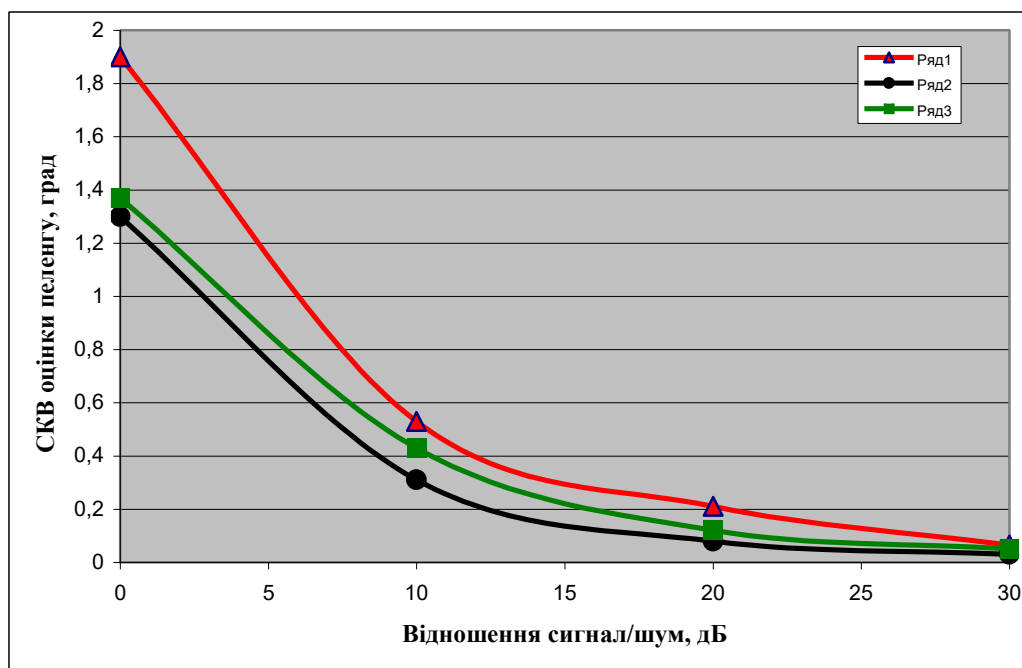


Рис. 2 – Сімейство залежностей СКВ σ_{θ}

Аналіз результатів моделювання на рис. 2 показує, що СКВ σ_{θ} оцінки пеленгу при використанні алгоритму з подвійним кореляційним обробленням суттєво залежить від типу моделі та значення $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву. При виборі частотного перетворювального зсуву $|\Delta\omega_{3C.opt}| = \Delta\omega_s$ для згорткової моделі формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$ спектрів забезпечується мінімальне значення СКВ σ_{θ} оцінки пеленгу, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації. Порівняння результатів ряд 2 та ряд 3 показує суттєве до 30% покращення точності порівняно з кореляційною моделлю.

Також абсолютні значення СКВ σ_{θ} оцінки пеленгу суттєво залежать від відношення q_{ex} сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів АР і за гіперболічною залежністю зменшуються при зменшенні рівня N власних шумів пеленгатора чи збільшенні потужності випромінювання $S(t)$, що пеленгується. При цьому для оптимального значення $|\Delta\omega_{3C.opt}| = \Delta\omega_s$ частотного перетворювального зсуву при відношенні сигнал/шум $q_{ex} \in [0; 30]$ дБ СКВ σ_{θ}

оцінки пеленгу для заданих початкових умов моделювання лежать в межах $\sigma_\theta \in [1,3;0,03]^\circ$ відповідно.

Висновки. В результаті проведених досліджень і параметричної оптимізації за точністю пеленгування безпошукового цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора для великої антенної бази виконано аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу від значення $\Delta\omega_{зс}$ частотного перетворювального зсуву для згорткової моделі його формування. Показано, що СКВ σ_θ оцінки пеленгу суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{зс}$ частотного перетворювального зсуву. Виконано параметричну оптимізацію пеленгатора за величиною $\Delta\omega_{зс}$ частотного перетворювального зсуву та показано, що СКВ σ_θ оцінки пеленгу має мінімум при $|\Delta\omega_{зс.опт}| = \Delta\omega_s$.

Проведено програмне моделювання роботи досліджуваного радіопеленгатора та оцінена його точність. Результати моделювання узгоджуються з результатами параметричної оптимізації. Отримані в результаті моделювання залежності СКВ оцінки пеленгу від відношення $q_{\theta x}$ сигнал/шум показали, що при застосуванні оптимального значення $|\Delta\omega_{зс.опт}| = \Delta\omega_s$ частотного перетворювального зсуву та згорткової моделі досліджуваний метод пеленгування забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta \in [1,3;0,03]^\circ$ при відношенні сигнал/шум $q_{\theta x} \in [0;30]$ дБ відповідно.

3. Дослідження точності спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази

Виконаємо дослідження точності спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

В якості показника точності оцінки напрямку на ДРВ доцільно використати дисперсію σ_θ^2 абсолютної похибки оцінки напрямку на ДРВ.

В загальному випадку при умові використання кореляційного методу пеленгування ДРВ дисперсія σ_θ^2 похибки оцінки напрямку визначається наступним чином [24]:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{\sigma_\tau^2}{d^2 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (41)$$

де σ_τ^2 – дисперсія похибки визначення відносної τ_{12} затримки прийому випромінювання $S(t)$ пеленгаційними радіоканалами.

В свою чергу оцінка відносної $\hat{\tau}_{12}$ затримки визначається в два етапи. На першому етапі визначається ціла $\hat{\tau}_u$ складова відносної затримки, а на другому її залишкова $\hat{\tau}_3$ складова. Підсумкове значення оцінки відносної затримки визначається як сума її двох складових:

$$\hat{\tau}_{12} = \hat{\tau}_u + \hat{\tau}_3. \quad (42)$$

Оцінка залишкової $\hat{\tau}_3$ складової відносної затримки визначається з урахуванням значення цілої $\hat{\tau}_u$ складової. Оцінки цілої $\hat{\tau}_u$ та залишкової $\hat{\tau}_3$ складових визначають шляхом оброблення першого $U_{12}(j\omega_k)$ і другого $U_{12\phi}(j\omega_k)$ добутків спектрів прийнятих реалізацій $U_1(j\omega_k)$ і $U_2(j\omega_k)$ випромінювання $S(t)$. Реалізації спектрів $U_1(j\omega_k)$ і $U_2(j\omega_k)$ містять адитивні реалізації статично незалежних Гаусових власних шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$ пеленгаційних радіоканалів. В результаті дисперсію похибки σ_τ^2 відносної затримки доцільно визначити сумою дисперсій її цілої $\sigma_{u_\tau}^2$ та залишкової $\sigma_{3_\tau}^2$ складових з урахуванням імовірності p_u правильної оцінки цілої складової:

$$\sigma_{\tau_3}^2 = p_u \cdot \sigma_{\tau_3}^2 + \sigma_{\tau_u}^2 (1 - p_u), \quad (43)$$

де $\sigma_{\tau_3}^2, \sigma_{\tau_u}^2$ – дисперсії похибки оцінки залишкової та цілої складових відносної $\hat{\tau}_{12}$ затримки відповідно;

p_u – імовірність правильної оцінки цілої $\Delta \hat{\varphi}_u$ складової.

Аналіз рівняння (43) показує, що похибка $\sigma_{\tau_3}^2 \cdot p_u$ є умовною, передбачає попередню правильну оцінку цілої $\hat{\tau}_u$ складової і зумовлена дією власних шумів пеленгаційних радіоканалів.

Визначимо дисперсію похибки оцінки цілої $\sigma_{\tau_u}^2$ складової і її ймовірнісні параметри. Для цього виконуємо аналіз особливостей формування цілої $\hat{\tau}_u$ складової.

Визначимо, що значення оцінки цілої $\hat{\tau}_u$ складової відносної затримки визначається на основі оцінки різницевого $\Delta \varphi_1(\omega_k)$ фазового спектра першого добутку $U_{12}(j\omega_k)$ спектрів. Оцінка різницевого $\Delta \varphi_1(\omega_k)$ фазового спектра в свою чергу складається із цілої $\Delta \varphi_u$ і залишкової $\Delta \varphi_3(\omega_k)$ складових:

$$\Delta \varphi_1(\omega_k) = \Delta \varphi_u + \Delta \varphi_3(\omega_k). \quad (44)$$

Оцінки складових $\hat{\tau}_u$ і $\hat{\tau}_3$ відносної затримки $\hat{\tau}_{12}$ визначаються з урахуванням частоти ω_k спектральних складових першого $U_{12}(j\omega_k)$ добутку спектрів:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\varphi}_u &= \Delta \hat{\varphi}_u / \omega_H; \\ \hat{\tau}_3 &= \Delta \varphi_3(\omega_k) / \omega_k, \end{aligned} \quad (45)$$

де ω_H – нижня частота смуги пропускання пеленгаційних каналів.

ω_k – частота k-ї спектральної складової першого $U_{12}(j\omega_k)$ добутку спектрів.

Визначимо значення дисперсії цілої σ_y^2 складової відносної затримки. Для цього відзначимо, що величина цілої складової $\Delta\varphi_y$ різницевого $\Delta\varphi_1(\omega_k)$ фазового спектра першого $U_{12}(\omega_k)$ добутку спектрів має квантовий закон розподілу і кратне 2π радіан:

$$\Delta\varphi_{1y} = l \cdot 2\pi. \quad (46)$$

Оцінка цілої складової $\Delta\varphi_{1y}$ різницевого фазового спектра $\Delta\hat{\varphi}_{1y}(\omega_k)$ визначається в свою чергу на основі нелінійної операції обмеження $F_{\square}[\cdot]$ до цілої частини, що кратне 2π радіан:

$$\Delta\hat{\varphi}_{1y} = \left\lfloor \frac{\Delta l \cdot \omega_H}{2\pi \cdot \Delta\omega_{zc}} \right\rfloor \cdot 2\pi = l \cdot 2\pi, \quad (47)$$

де Δl – оцінка еквівалентного фазового зсуву між прийнятими реалізаціями $S_1(t)$ і $S_2(t)$ сигналу ДРВ;

$\Delta\omega_{zc}$ – частотний перетворювальний зсув;

$F_{\square}[\cdot]$ – оператор округлення до цілої частини;

l – ціле число повних циклів по 2π радіан цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ складової.

За цих умов значення абсолютної похибки $\Delta_{\square}$ оцінки $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ цілої частини буде також квантованою величиною і кратна 2π радіан:

$$\Delta_{\square} = m \cdot 2\pi, \quad (48)$$

де m – випадкове ціле число, що належить множині $\{-L; L\}$.

З урахуванням (48) дисперсія похибки $\Delta_{\square}$ цілої частини σ_y^2 буде дорівнювати зваженій сумі квадратів її можливих $2L$ значень:

$$\sigma_y^2 = \sum_{m=-L}^{m=L} (m \cdot 2\pi)^2 \cdot p(m), \quad (49)$$

де m – імовірність появи m -го значення похибки $\Delta_{\square}$ оцінки цілої частини.

Визначимо імовірності $p(m)$ формування відповідних значень похибки оцінки цілої $\Delta_{\square}$ частини.

Аналіз рівняння (47) показує що оцінка цілої частини $\Delta\hat{\varphi}_{1u}$ отримується шляхом округлення значення оцінки різницевого $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ фазового спектра. Значення оцінки $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ різницевого фазового спектра з урахуванням дії адитивних Гаусових шумів $p_1(t)$ і $p_2(t)$ пеленгаційних каналів є випадковою незміщеною величиною з нормальним розподілом густини імовірності $p(\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k))$. Математичне очікування $M[\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)]$ оцінки різницевого фазового спектра $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ дорівнює його дійсному значенню $\Delta\varphi_1(\omega_k)$, а дисперсія $\sigma_{\Delta\varphi_1}^2$ визначається наступним чином [20]:

$$\sigma_{\Delta\varphi_1}^2 = \frac{2 \cdot \omega_n^2}{\Delta\omega_{zc}^2 \cdot q_{bx} \cdot \Delta f_k \cdot T_a \cdot K_w};$$

$$p(\Delta\hat{\varphi}_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Delta\varphi_1}} \exp\left(-\frac{(\Delta\hat{\varphi}_1 - M[\Delta\hat{\varphi}_1])^2}{2 \cdot \sigma_{\Delta\varphi_1}^2}\right),$$
(50)

де q_{bx} – відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних радіоканалів;

Δf_k – ширина смогу пропускання пеленгаційних радіоканалів;

T_a – тривалість часу аналізу реалізацій $S_1(t)$ і $S_2(t)$ випромінювання ДРВ;

K_w – коефіцієнт шуму «вікна» спектрального аналізу реалізацій $S_1(t)$ і $S_2(t)$.

Імовірність $p(m)$ m -го значення похибки оцінки цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1u}$ складової дорівнює імовірності розподілу значень оцінки $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ різницевого фазового спектра в межах відповідного можливого m -го інтервалу значення $\{(m-1)2\pi, m2\pi\}$ [20, 24]:

$$p(m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Delta\varphi_1}} \int_{\pi(2m-1)}^{\pi(2m+1)} \exp\left(-\frac{\sigma\varphi_1^2}{2 \cdot \sigma_{\Delta\varphi_1}^2}\right) d(\sigma\varphi_1),$$
(51)

де $\sigma\varphi_1 = \Delta\hat{\varphi}_1 - M[\Delta\hat{\varphi}_1]$ – похибка ввідліку різницевого фазового спектра $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$.

Імовірність $p(m=0)$ правильної оцінки значення $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ цілої частин дорівнює імовірності розподілу її значень в межах нульового інтервалу $\{-\pi, \pi\}$ значень:

$$p(m=0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Delta\varphi 1}} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(-\frac{\sigma\varphi_1^2}{2 \cdot \sigma_{\Delta\varphi 1}^2}\right) d(\sigma\varphi_1). \quad (52)$$

Рівняння (52) визначає максимальне значення імовірності $p(m=0)$ правильної оцінки цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ складової для умови співпадіння її справжнього значення із серединою певного l -го циклу, тобто $M[\Delta\hat{\varphi}_1] = \pi \cdot (2 \cdot l + 1)$.

Рівняння (52) доцільно представити в наступній компактній формі [24]:

$$p(m=0) = 0,5\{\phi[k_{\varphi}(1-\beta)] + \phi[k_{\varphi}\beta]\}, \quad (53)$$

де $\phi[x]$ – інтеграл імовірності;

β – максимальна відносна похибка;

$$k_{\varphi} = 2\pi / \sigma_{\Delta\varphi 1}.$$

Для забезпечення високої достовірності правильної оцінки цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ складової доцільно вибрати відповідний значення коефіцієнта k_{φ} , яке зазвичай становить не менше $k_{\varphi} = 6$ [24]. В цьому випадку імовірність правильної оцінки цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ складової близька до одиниці.

В загальному випадку дисперсія похибки σ_y^2 оцінки цілої складової доцільно наближено оцінити для умови $m=1$, коли похибка дорівнює $\Delta_{\text{ц}} = 2\pi$ (48):

$$\sigma_y^2 \approx (2\pi)^2 \cdot (1 - p(m=0)). \quad (54)$$

В свою чергу з урахуванням (53) і (54) можливо визначити вимоги до похибки оцінки різницевого $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_K)$ фазового спектра:

$$\sigma_{\Delta\varphi 1} \leq \frac{2\pi}{k_{\varphi}}. \quad (55)$$

За умови не симетричного розташування математичного очікування $M[\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)]$ оцінки різницевого $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ фазового спектра відносно інтервалу $l \cdot 2\pi$ цілої $\Delta\varphi_y$ складової, тобто $M[\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)] \neq 2\pi(l + 0,5)$, доцільно аналізувати значення оцінки $\hat{k}(\tau)$ кореляційної функції для двох суміжних інтервалів цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ складової, що забезпечують максимум імовірності $p(m=0)$ правильної оцінки її значення. В цьому випадку остаточна оцінка цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ складової визначається згідно рівняння:

$$\Delta\hat{\varphi}_y = \operatorname{argmax}\{k(\Delta\hat{\varphi}_{ym}), k(\Delta\hat{\varphi}_{ym} \pm 2\pi)\}, \quad (56)$$

де $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ – оцінка цілої складової $\Delta\varphi_y$, що визначається по виразу (47).

В свою чергу похибка визначення залишкової $\hat{\tau}_3$ складової відносної затримки доцільно визначити з урахуванням дії власних шумів пеленгаційних радіоканалів і умові правильної оцінки цілої складової $\hat{\tau}_y = \tau_y$ наступним чином:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{2}{\omega_n^2 \cdot q_{\text{вх}} \cdot \Delta f_k \cdot T_a \cdot K_w}. \quad (57)$$

Таким чином задача визначення оцінки похибки напрямку на ДРВ запропонованим методом з великою базою вирішена.

Порівняльний аналіз рівнянь (50) і (57) оцінок похибок визначення цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1y}$ і залишкової $\Delta\hat{\varphi}_{13}$ складових різницевого фазового спектра $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ показує, що при умові $\Delta\omega_{zc} \ll \omega_n$ більш критичною складовою є похибка σ_y^2 оцінки цілої складової. В цьому випадку доцільно врахувати рівність похибок оцінки двох складових відносної $\hat{\tau}_{12}$ затримки:

$$p_y \cdot \sigma_{\tau}^2 = (2\pi)^2 \cdot (1 - p_y). \quad (58)$$

За умови не великого значення відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів $q_{\text{вх}} < 1$ доцільно встановлювати певне співвідношення α_τ між похибками оцінки цілої і залишкової складових відносної затримки:

$$\alpha_\tau \cdot p_u \cdot \sigma_{\text{в}}^2 = (2\pi)^2 \cdot (1 - p_u), \quad (59)$$

де $\alpha_\tau > 1$.

На практиці [24, 25] точність визначення відносної затримки σ_τ^2 оцінюють за точністю оцінки залишкової складової $\sigma_{\text{в}}^2$ за умови забезпечення заданої імовірності p_u оцінки правильного значення цілої $\Delta\varphi_u$ складової:

$$\begin{aligned} \sigma_\tau^2 &= \sigma_{\text{в}}^2; \\ p_u &\geq p_{\text{уд}}, \end{aligned} \quad (60)$$

де $p_{\text{уд}}$ – допустиме значення імовірності правильної оцінки цілої складової.

Виконаємо аналіз можливості оцінки цілої $\Delta\hat{\varphi}_u$ складової різницевого фазового спектра $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ з мінімальними обчислювальними витратами за умови не симетричного розподілу значень попередньої оцінки $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ згідно (56). Для цього не будемо використовувати визначення додаткових прямих оцінок значення кореляційної $K(\hat{\tau}_{12})$ функції і вибору серед них екстремального значення згідно (53).

Для вирішення поставленої задачі доцільно оцінювати цілу $\Delta\hat{\varphi}_u$ складову за критерієм максимуму взаємної апостеріорної імовірності двох попередніх можливих оцінок різницевого фазового спектра. Для цього на першому етапі загального алгоритму визначається перша попередня оцінка різницевого $\Delta\hat{\varphi}(\omega_k)$ фазового спектра згідно рівняння (46). Густина розподілу $p(\Delta\hat{\varphi}_1)$ імовірності оцінки $\Delta\hat{\varphi}(\omega_k)$ є не розподіленою за нормальним законом і має один глобальний екстремум в діапазон $\{-L \cdot 2\pi, L \cdot 2\pi\}$ можливих значень:

$$\operatorname{argmax}\{p(\Delta\hat{\varphi}_1)\} = \Delta\hat{\varphi}(\omega_k), \quad (61)$$

де $\Delta\hat{\varphi}(\omega_k) \in \{-L \cdot 2\pi, L \cdot 2\pi\}$.

Другу попередню оцінку $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ різницевого фазового спектра доцільно формувати по результатам аналізу оцінки залишкової його $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ складової згідно (45).

Густина імовірності оцінки залишкової $p(\Delta\hat{\varphi}_3)$ складової розподілена за нормальним законом і має один глобальний екстремум в діапазоні $\{-2\pi, 2\pi\}$ радіан (56). З урахуванням цього доцільно сформувати сукупність оцінок $\{\Delta\hat{\varphi}_{1l}(\omega_k)\}$ різницевого $\Delta\hat{\varphi}_{1l}(\omega_k)$ фазового спектра, що зсунуті на інтервал $(l \cdot 2\pi)$ радіан значень оцінки залишкової $\Delta\hat{\varphi}_3(\omega_k)$ складової:

$$\Delta\hat{\varphi}_{1l}(\omega_k) = \Delta\hat{\varphi}_3(\omega_k) + 2\pi \cdot l, \quad (62)$$

де $l \in \{-L, L\}$ – ціле число.

Варіанти $\Delta\hat{\varphi}_{1l}(\omega_k)$ згідно (62) оцінок різницевого фазового спектра є рівно імовірними із імовірністю появи $p(\Delta\hat{\varphi}_{1l}(\omega_k)) = 1/2L$.

Густина розподілу імовірності сумісної попередньої оцінки $p(\Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_{1l})$ різницевого фазового спектра дорівнює добутку густини імовірності $p(\Delta\hat{\varphi}_1)$ і $p(\Delta\hat{\varphi}_{1l})$ кожної складової оцінки:

$$p(\Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_{1l}) = p(\Delta\hat{\varphi}_1) \cdot p(\Delta\hat{\varphi}_{1l}). \quad (63)$$

Це визначається статичною незалежністю попередніх складових оцінок $\Delta\hat{\varphi}_1(\omega_k)$ і $\Delta\hat{\varphi}_{1l}(\omega_k)$ різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_1(\omega_k)$. Аналіз рівняння (63) показує, що густина імовірності сумісної попередньої $p(\Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_{1l})$ оцінки різницевого спектра має один глобальний екстремум, величина якого зважена на ваговий коефіцієнт. При цьому амплітуда екстремуму $p(\Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_{1l})$ зростає при зменшенні різниці між координатами двох екстремумів $\Delta\hat{\varphi}_1$ та $\Delta\hat{\varphi}_{1l}$. В результаті підсумкова оцінка цілої $\Delta\hat{\varphi}_{1l}$ складової доцільно визначити за положенням глобального екстремуму сумісної густини $p(\Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_{1l})$ імовірності в межах множини її значень:

$$\Delta\hat{\varphi}_{1l} = \operatorname{argmax}\{p(\Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_{1l})\} = 2\pi l_m, \quad (64)$$

де l_m – номер екстримальної реалізації $\Delta\hat{\phi}_{1l}$ різницевого фазового спектра, що забезпечує глобальний екстремум;

$$p(\Delta\hat{\phi}_1, \Delta\hat{\phi}_{1l,m}) > p(\Delta\hat{\phi}_1, \Delta\hat{\phi}_{1l});$$

$$l_m, l \in \{-L, L\}.$$

Аналіз рівняння (64) показує, що оцінка $\Delta\hat{\phi}_{1l}$ цієї складової визначається пріоритетно положенням екстремуму $p(\Delta\hat{\phi}_{1l})$ густини імовірності. Тому, якщо екстремуми складових густин імовірностей $p(\Delta\hat{\phi}_1)$ і $p(\Delta\hat{\phi}_{1l})$ знаходяться в різних інтервалах в $2\pi l_1$ і $2\pi l_2$ циклі, тоді визначальним є положення екстремуму густини імовірності $p(\Delta\hat{\phi}_{1l})$.

Висновки. Таким чином задача визначення оцінки похибки напрямку на ДРВ запропонованим методом з великою базою вирішена. Визначено, що дисперсію похибки σ_τ^2 відносної затримки доцільно визначити сумою дисперсій її цілої σ_{π}^2 та залишкової $\sigma_{\tau_3}^2$ складовий з урахуванням імовірності p_u правильної оцінки цілої складової. Виконано оцінку дисперсії похибки оцінки цілої σ_{π}^2 складової і її ймовірнісні параметри. Визначено, що похибку оцінки залишкової $\hat{\tau}_3$ складової відносної затримки доцільно визначити з урахуванням дії власних шумів пеленгаційних радіоканалів і при умові правильної оцінки цілої складової $\hat{\tau}_u = \tau_u$. На практиці точність визначення відносної затримки σ_τ^2 оцінюють за точністю оцінки залишкової складової $\sigma_{\tau_3}^2$ за умови забезпечення заданої імовірності p_u оцінки правильного значення цілої $\Delta\phi_u$ складової.

4. Оцінка швидкодії радіопеленгатора, що працює на основі спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування

Класично кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується пошуковим компенсаційним методом з пошуком значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції. Недоліком цього методу є велика обчислювальна складність, та неможливість пеленгування джерел радіовипромінювань із розширеним спектром у реальному масштабі часу з високою точністю. Тому дослідження по підвищенню швидкодії кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

Результати досліджень кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів представлені в великій кількості сучасних наукових праць. Наприклад, у [26–28] досліджені пошукові кореляційно-інтерферометричні методи оцінки напрямку на ДРВ з використанням АР, які ефективно реалізуються в цифровій формі. Ці методи використовують багатоітераційний компенсаційний алгоритм оцінки затримки прийому радіовипромінювання рознесеними в просторі пеленгаційними каналами. Це обумовлює низьку швидкодію пеленгування. Запропоновано кореляційний метод пеленгування, що має підвищену точність пеленгування. Однак швидкодія пеленгування та можливість роботи пеленгатора в реальному масштабі часу не досліджена.

В роботі [14] розроблено безпошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази. Отримано аналітичні оцінки часу затримки та напрямку на джерело радіовипромінювання прямим методом. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора та визначено його точнісні характеристики. Актуальним є подальше його дослідження з метою мінімізації обчислювальних витрат і підвищення швидкодії пеленгування.

Таким чином, для використання в автоматизованих системах радіомоніторинга розробка та дослідження швидкодії і часової ефективності кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів є актуальною задачею.

Метою досліджень є оцінка сумарних часових витрат, та відносної часової ефективності пеленгатора, що працює на основі безпошукового спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування.

Виконаємо аналіз сумарних часових витрат радіопеленгатора з мінімальними апаратурними витратами, що працює згідно безпошукового спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування [14, 15].

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:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_s), \end{aligned} \tag{65}$$

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 [14]:

$$\hat{\theta} = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ} / d), \tag{66}$$

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

c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Оцінка затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ сигналу між двома антенами виконується згідно рівняння [14]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\omega_H} \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \sin \left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega_k) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega_k)) \cdot \omega_H}{\omega_k} \right)}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \cos \left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega_k) + \Delta\varphi_{Ц}(\omega_k)) \cdot \omega_H}{\omega_k} \right)} \right] + v \cdot \pi, \quad (67)$$

де ω_H – значення нижньої частоти спектра сигналу що пеленгується;

ω_k – k -те значення частоти спектральних складових сигналу що лежить в межах діапазону робочих частот $[\omega_H; \omega_B]$;

$U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k)$ – амплітуди спектральних складових сигналу що пеленгується;

$\Delta\varphi_3(\omega_k)$ – значення залишкової частини різницевого фазового спектра;

$\Delta\varphi_{Ц}(\omega) = [\omega \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ.Г}]_{Ц}$ – значення цілої частини різницевого фазового спектра;

$[.]_{Ц}$ – операція визначення цілої частини аргументу, що є кратною 2π радіан;

$\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ – наближена оцінка значення компенсуючої затримки.

Наближену оцінки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ значення компенсуючої затримки можна отримати за формулою [14]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.Г} = (1/\Delta\omega) \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k}) \cdot U_1(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta,k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k}) \cdot U_1(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta,k}]} \right] + Z \cdot \pi, \quad (68)$$

де k_L, k_H – номери частотних складових спектра прийнятого радіовипромінювання на проміжній ω_{IF} 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 сумарні 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 прийнятих радіовипромінювань $U_1(t)$ та $U_2(t)$ згідно рівнянь (66) – (68) є використання алгоритму ШПФ. Оскільки основною операцією, що виконується при такій реалізації кореляційно-інтерферометричного пеленгування є множення комплексних чисел з накопичуванням [29], то сумарні часові витрати T_p доцільно оцінювати через загальну кількість операцій множення з накопичуванням, що необхідно виконати для оцінки пеленгу на ДРВ.

В результаті для оцінки одного пеленгу сумарні часові витрати $T_p = T_{SA} + T_C$ складаються з витрат часового спектрального аналізу T_{SA} сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ радіовипромінювань, що виконується на проміжній частоті ω_{IF} , та витрат T_C кореляційного оброблення, що складається з дворазового перемноження комплексних спектрів (68): $U_1(\omega_{IF,k}) \cdot U_2(\omega_{IF,k})$ та $U_1(\omega_{IF,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{IF,k} + \Delta\omega)$ з множенням отриманих добутків на $\sin[\Delta\varphi_{\Delta,k}]$ та $\cos[\Delta\varphi_{\Delta,k}]$, перемноження комплексних спектрів (67): $U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k)$ з множенням отриманих добутків на $\sin\left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega_k) + \Delta\varphi_{II}(\omega_k)) \cdot \omega_H}{\omega_k}\right)$ та $\cos\left(\frac{(\Delta\varphi_3(\omega_k) + \Delta\varphi_{II}(\omega_k)) \cdot \omega_H}{\omega_k}\right)$ [30].

Для мінімізації часових витрат спектрального аналізу виконаємо його на основі ШПФ. Тоді тривалість T_{SA} часового спектрального аналізу дорівнює:

$$T_{SA} = 2 \cdot N_s \cdot \log_2 N_s \cdot T_1, \quad (69)$$

де T_1 – тривалість однієї операції комплексного множення з накопичуванням;

N_s – кількість часових відліків прийнятих сумішей $U_1(t)$, $U_2(t)$, що аналізуються.

Часові витрати кореляційного оброблення і перемножування:

$$T_C = (0,5 \cdot N_s \cdot 8) \cdot T_1. \quad (70)$$

Таким чином, загальні часові витрати T_p на здійснення оброблення прийнятої суміші сигналів згідно безпошукового спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування з урахуванням рівнянь (66) – (70) дорівнюють:

$$T_p = T_1 \cdot (2 \cdot N_s \cdot \log_2 N_s + 4N_s). \quad (71)$$

Для пеленгування в реальному масштабі часу необхідно, щоб $T_p < T_a$. Аналіз рівняння (71) показує, що оскільки $T_a = N_s \cdot T_d$, де T_d – період дискретизації сумішей $U_1(t)$, $U_2(t)$, що аналізуються, то для забезпечення умови $T_p \ll T_a$ необхідно, щоб $T_d \gg 2T_1 \cdot \log_2 N_s + 4$. Ця умова впливає на обмеження частоти дискретизації $F_d = 1/T_d$ і відповідно на ширину смуги $\Delta F_R < F_d / 2$ пропускання радіоприймача пеленгатора.

Виконаємо дослідження відносної часової ефективності μ_T реалізації безпошукового спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування порівняно з відомим цифровим кореляційним пошуковим методом пеленгування, що також використовує цифрові методи спектрального аналізу [14, 26].

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:

$$T_v = T_1 \cdot (2 \cdot N_s \cdot \log_2 N_s + 0,5 N_s \cdot (D_\theta / h_\theta)). \quad (72)$$

З рівняння (72) видно, 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 більші за тривалість процесу аналізу 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 TMS320C6678 [31]. Суттєве збільшення дискретності оцінки пеленгу h_θ погіршує точність пеленгування, а застосування багатопроцесорної схеми оброблення збільшує вартість пеленгатора.

В результаті відносна часова ефективність μ_T безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням з урахуванням (70) та (72) визначається згідно з рівнянням:

$$\mu_T = \frac{T_v}{T_p} = \frac{2 \cdot \log_2 N_s + 0,5 \cdot (D_\theta / h_\theta)}{2 \cdot \log_2 N_s + 4}. \quad (73)$$

Аналіз рівняння (71) показує, що оскільки практично $(D_\theta / h_\theta) \approx 360 / 0,1 = 3600$, а $\log_2 N_s \approx 12$, то $(D_\theta / h_\theta) \gg 2 \cdot \log_2 N_s$, а $\mu_T \gg 1$, що підтверджує високу часову ефективність досліджуваного методу пеленгування.

Виконаємо моделювання. Проведемо з урахуванням рівняння (71) 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 $T_a = 10^{-3}$ 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 $h_\theta = 0,5^\circ$.

Дослідження проведемо для умови, що цифрове оброблення сигналів буде виконуватись з використанням ноутбука середньої обчислювальної продуктивності, який має $T_1 = 0,1 \cdot 10^{-9}$ с при перемножуванні 32-розрядних комплексних чисел, що в 10 разів менша ніж для сучасного сигнального процесора типу TMS320 [29, 31].

Отримані згідно рівнянь (3.71) та (3.72) залежності T_p від ширини смуги пропускання радіопеленгатора ΔF_R [МГц] (позначено Δ) для досліджуваного та відомого методів пеленгування наведено на рис. 3.

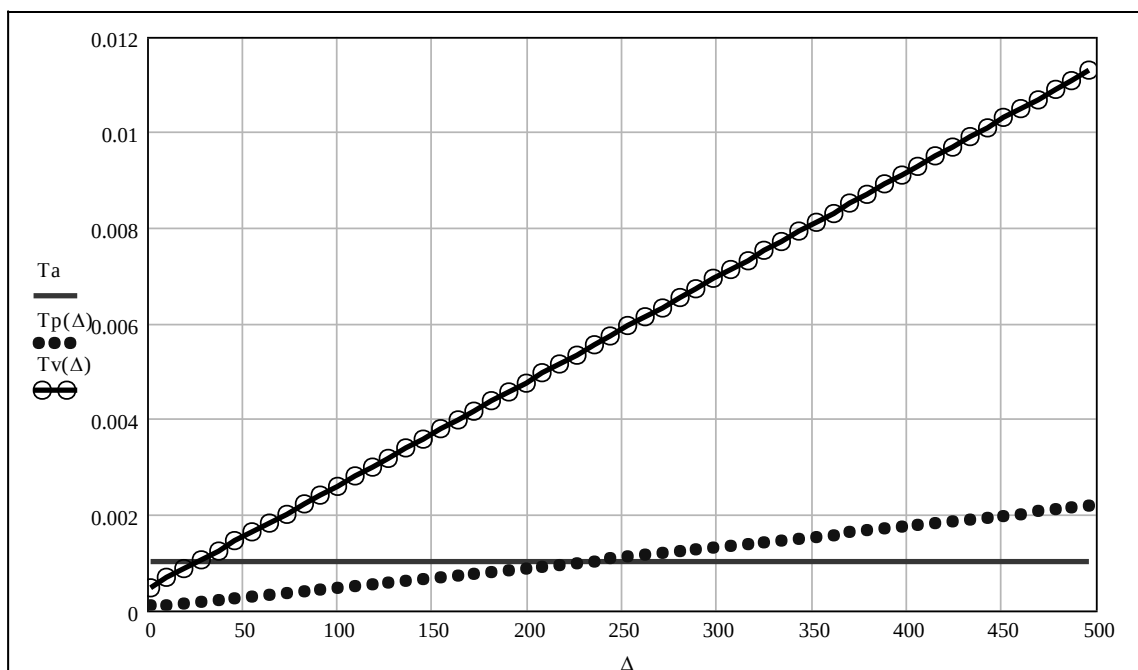


Рис. 3 – Залежності загальних часових витрат T_p досліджуваного та пошукового T_v радіопеленгаторів від ширини смуги ΔF_R пропускання

Аналіз рис. 3 показує, що загальні часові витрати T_p на здійснення оброблення прийнятої суміші сигналів згідно алгоритму (66) менші за тривалість T_a процесу аналізу при $\Delta F_R < 250$ МГц, а для відомого пошукового

радіопеленгатора при $\Delta F_R < 25 \text{ МГц}$ при визначенні кореляційної функції з просторовим кроком $h_\theta = 1^\circ$. Великий крок оцінки напрямку $h_\theta = 1^\circ$ спричиняє додаткову методичну похибку пеленгування до $h_\theta / 2 = 0,5^\circ$ [30].

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 (73) наведено на рис. 3.4.

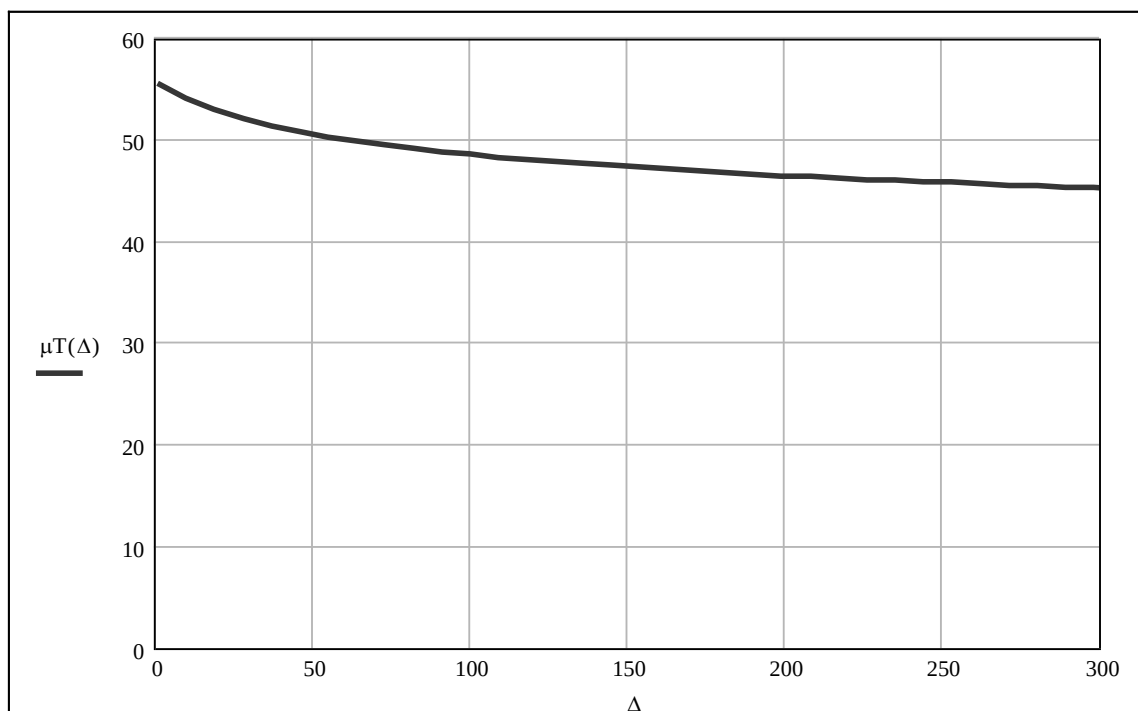


Рис. 4 – Залежність відносної часової ефективності μ_T від ширини смуги ΔF_R

Отримані результати доцільно використовувати при реалізації апаратури систем радіомоніторингу та радіонавігації, які функціонують в складній динамічній ЕМО.

ВИСНОВКИ

Таким чином, запропонований спектральний метод дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази 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, що пеленгується, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

В результаті проведених досліджень і параметричної оптимізації за точністю пеленгування цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора для великої антенної бази виконано аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу від значення $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву для згорткової моделі його формування. Показано, що СКВ σ_θ оцінки пеленгу суттєво залежить від значення $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву. Виконано параметричну оптимізацію пеленгатора за величиною $\Delta\omega_{zc}$ частотного перетворювального зсуву та показано, що СКВ σ_θ оцінки пеленгу має мінімум при $|\Delta\omega_{zc,opt}| = \Delta\omega_s$.

Проведено програмне моделювання роботи досліджуваного радіопеленгатора та оцінена його точність. Результати моделювання 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 $|\Delta\omega_{zc,opt}| = \Delta\omega_s$ частотного перетворювального зсуву та згорткової моделі досліджуваний метод пеленгування забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta \in [1,3; 0,03]^\circ$ при відношенні сигнал/шум $q_{\text{сх}} \in [0; 30]$ дБ відповідно.

Вирішена задача визначення оцінки похибки напрямку на ДРВ запропонованим методом з великою базою. Визначено, що дисперсію похибки

σ_{τ}^2 відносної затримки доцільно визначити сумою дисперсій її цілої $\sigma_{a_i}^2$ та залишкової $\sigma_{\tau_3}^2$ складовий з урахуванням імовірності p_u правильної оцінки цілої складової. Виконано оцінку дисперсії похибки оцінки цілої $\sigma_{a_i}^2$ складової і її ймовірнісні параметри. Визначено, що похибку оцінки залишкової $\tau_3^{\wedge}$ складової відносної затримки доцільно визначити з урахуванням дії власних шумів пеленгаційних радіоканалів і при умові правильної оцінки цілої складової $\tau_u^{\wedge} = \tau_u$. На практиці точність визначення відносної затримки σ_{τ}^2 оцінюють за точністю оцінки залишкової складової $\sigma_{\tau_3}^2$ за умови забезпечення заданої імовірності p_u оцінки правильного значення цілої $\Delta\varphi_u$ складової.

Виконані дослідження швидкодії показали, що досліджений пеленгатор забезпечує пеленгування усіх радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з можливою шириною до 250МГц в реальному масштабі часу, має високу відносну часову ефективність μ_T , що перевищує 45 разів порівняно з відомими пошуковими цифровими спектральними методами кореляційного пеленгування.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ

1. Jacovitti G. and Scarano G., Discrete time techniques for time delay estimation, *IEEE Trans. Signal Procession*, vol. 41, pp. 525-533, Feb. 1993.
2. Griffin C., Duck S. Interferometric radio-frequency emitter location. *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proc.*, vol. 149, p. 153, Jun 2002.
3. 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.
4. 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.
5. 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.
6. 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.
7. Патент на винахід 95053 (Україна), МПК: G01S 5/02 (2010.01). Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – Реєстрац. номер заявки а 2010 13814. Заявл. 22.11.2010; Опубл. 25.06.2011, Бюл. №12.
8. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // *Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник «Радіотехніка».* – 2011. – № 167. – С 73-77.

9. F. Mingyi, G. Jianjun, Q. Wei and W. Manqing, "MonoPulse Angle Measurement For An Airborne Side-Looking Phased Array PD Radar," 2007 IEEE Radar Conference, Waltham, MA, USA, 2007, pp. 209-211, doi: 10.1109/RADAR.2007.374214.
10. Обробка сигналів. Підручник. В.П. Бабак, В.С. Хандецький, В. Шрюфер. – К.: Либідь, 1996. – 392 с.
11. Волощук Ю.Т. Сигнали та процеси у радіотехніці: Підручник для студентів вищих навчальних закладів. Том 1–3. – Харків: «Компанія СМІТ». – 2003. – 444с.
12. 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.
13. Варфоломеева О.Г., Отрох С.І., Твердохліб М.Г., Чумак О.І. «Оптимальне приймання сигналів. Основи теорії завадостійкості частина 4». – ДУТ. – 2018. – 420 С.
14. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут” / Серія: Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – Київ: НТУУ „КПІ”. – 2012. – № 50. – С. 66-74.
15. Патент на винахід 102965 (Україна), МПК: G01S 5/02 (2010.01). Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – Реєстрац. номер заявки а 2012 10631; Заявл. 10.09.2012; Опубл. 27.08.2013, Бюл. №16.
16. 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.

17. Rembovsky A. Radio Monitoring: Problems, Methods and Equipment / A. Rembovsky, A. Ashikhmin, V. Kozmin, S. M. Smolskiy. – 2009th edition. – Springer, 2009. – 530 p.
18. 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.
19. 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.
20. Ципоренко В.В. Дослідження безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора з подвійним кореляційно-згортковим обробленням / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут” / Серія: Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – Київ: НТУУ „КПІ”. – 2016. – №65. – С. 51-61.
21. 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.
22. Alessio S.M. Digital Signal Processing and Spectral Analysis for Scientists, 1-st Edition - Switzerland: Springer Cham, 2016. – 924p.
23. 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.

24. 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.
25. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: навчальний посіб. / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.: іл.
26. Jian Y. Long baseline direction finding and localization algorithms for noise radiation source / Y. Jian, C. Wangjie, L. Lei, N. Xiaokang // Signal Processing (ICSP), 2014 : 12th International Conference : Proceedings. 19–23 Oct., 2014. P. 52–57.
27. Jung-Hoon L. Interferometer direction-finding system with improved DF accuracy using two different array configurations / L. Jung-Hoon, W. Jong-Myung // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2014. – Vol. 14. – P. 719–722.
28. Houcem G. Direction-finding arrays of directional sensors for randomly located sources / G. Houcem, P. D. Jean, M. J. Larsys Sergio // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2016. – Vol. 52, № 4. – P. 1995–2003. DOI: 10.1109/TAES.2016.150655
29. 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.
30. Ципоренко В.В. Оцінка часової ефективності радіопеленгатора, що працює на основі безпошукового спектрального методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко, О.В. Андреев // Технічна інженерія. – Житомир: Державний університет «Житомирська політехніка». – 2020. – № 1 (85). – С. 184–190.
31. Multicore Fixed and Floating-Point Digital Signal Processor TMS320C6678 [Електронний ресурс]. – Режим доступу : www.ti.com/product/tms320c6678.