

В.В. Ципоренко, аспір.

Житомирський державний технологічний університет

**ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ КОРЕЛЯЦІЙНИХ
КОМПЕНСАЦІЙНИХ РАДІОПЕЛЕНГАТОРІВ***(Представлено д.т.н., проф. Манойловим В.П.)*

Виконано аналіз точності кореляційного методу визначення напрямку на джерело радіовипромінювання, що використовує компенсаційний часовий аналіз прийнятих радіосигналів на проміжній частоті. Визначено методи підвищення точності кореляційного пеленгування шляхом зменшення похибок компенсації й невизначеності та синтезовано алгоритм, що їх реалізує на основі використання цифрової обробки спектрів прийнятих радіовипромінювань. Виконано експериментальні дослідження, що підтверджують ефективність запропонованого алгоритму.

Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями. Сучасний стан розвитку радіоелектроніки характеризується широким застосуванням високоточних радіонавігаційних систем і в першу чергу глобальних супутникових систем, та систем радіомоніторингу, що функціонують в складній електромагнітній обстановці. Основними операціями аналізу радіовипромінювань в цих системах є безпосереднє радіопеленгування або визначення часу затримки чи різниці початкових фаз радіосигналів [1–3, 4, 9]. Перспективним напрямком реалізації операцій обробки радіонавігаційних систем і систем радіомоніторингу є використання кореляційного аналізу, що забезпечує високу завадозахищеність в складній електромагнітній обстановці й умовах апіорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань [3, 4, 5, 9].

Точність реалізації обробки радіосигналів безпосередньо впливає на точність радіонавігаційних і радіомоніторингових систем, а також ефективність їх функціонування в цілому [1, 4]. Тому аналіз точності обробки радіосигналів у цих системах у складній електромагнітній обстановці є актуальним завданням.

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми. В роботі [1] виконано аналіз побудови радіонавігаційних систем та пристроїв, а також їх точносних характеристик. Показано, що в складній електромагнітній обстановці високу ефективність аналізу радіосигналів забезпечує кореляційна обробка. Визначені також основні принципи побудови кореляційних радіонавігаційних пристроїв та досліджені основні фактори, що впливають на їх точність, в тому числі неідентичність параметрів каналів. Однак точніший аналіз в даній роботі виконано для умов визначеності параметрів радіосигналів і при апіорній невизначеності є недостатньо ефективним.

В роботах [6, 7] виконано аналіз точнісних характеристик кореляційних радіопеленгаторів та часових аналізаторів з урахуванням впливу власних шумів приймальних радіоканалів. Але залежність точності кореляційного аналізу від параметрів радіоканалів в цих роботах розглянуто недостатньо.

В роботі [2] виконано аналіз точнісних характеристик кореляційних пасивних радіопеленгаторів та систем визначення напрямку на джерело радіовипромінювання з урахуванням характеристик окремих елементів радіоканалів, таких як підсилювачі та фільтри. Однак в цій роботі не досліджено вплив на точність аналізу попереднього перетворення частоти радіосигналів, а також особливостей умов невизначеності.

В роботі [3] досліджені питання побудови радіопеленгаторів та кореляційних пристроїв пасивної радіолокації та їх точнісних характеристик в умовах невизначеності щодо дальності до джерела випромінювання. Для цих умов отримані залежності потенційної точності кореляційних систем радіолокації. Однак в роботі не досліджено вплив на точність кореляційного аналізу умов невизначеності щодо параметрів випромінювань та попередньої їх лінійної обробки в радіоканалах.

В роботі [4] досліджені точнісні характеристики радіонавігаційних систем, що використовують радіопеленгаційний та інтерферометричний методи просторового аналізу. Визначені основні фактори, що обмежують точність кутомірних систем, в тому числі власні шуми, особливості розповсюдження випромінювання в атмосфері та похибка визначення координат споживача. Але виконаний аналіз в роботі не враховує достатньо мірою структуру побудови радіоприймальних каналів та умов невизначеності щодо параметрів випромінювань, що знижує загальну точність аналізу.

В роботах [8,10] виконано аналіз точності кореляційного пеленгування із обробкою радіосигналу на проміжній частоті для умов апіорної невизначеності щодо параметрів випромінювань. Для цих умов отримані залежності потенційної точності пеленгування залежно від параметрів каналів пеленгування,

однак не досліджено вплив на точність пеленгування частотних та фазових перетворень, що виникають при попередній обробці радіосигналу та подальшому його кореляційному аналізі.

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми аналізу точності кореляційних пристроїв радіопеленгування є аналіз впливу на точність кореляційної обробки попередніх частотних та фазових перетворень радіосигналів, а також дослідження методів підвищення точності кореляційних компенсаційних радіопеленгаторів з обробкою сигналів на проміжній частоті в умовах апріорної невизначеності щодо їх несучої частоти та спектра.

Формулювання цілей статті (постановка завдання). Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми точного аналізу кореляційних пристроїв радіопеленгування цілями статті є: дослідження особливостей кореляційної обробки радіосигналів при попередньому перетворенні їх по частоті в приймальних радіоканалах і методів підвищення точності кореляційного компенсаційного пеленгування для умов апріорної невизначеності щодо несучої частоти та спектра радіосигналу, а також синтез алгоритму, що їх реалізує.

Викладення основного матеріалу дослідження. Нехай необхідно визначити напрямок на джерело радіовипромінювання методом кореляційного часового радіопеленгування з використанням двох рознесених у просторі пеленгаційних каналів та компенсаційного методу вимірювання затримки [1, 2]. При цьому приймальні радіоканали мають ідентичні характеристики і побудовані як супергетеродинні радіоприймачі з одним перетворенням частоти. Для даного методу вимірювання затримка прийому радіосигналу $S(t)$ між приймальними радіоканалами визначається за максимумом взаємно кореляційної функції їх вихідних радіосигналів на проміжній частоті, який знаходиться шляхом регулювання компенсаційної затримки в одному із каналів. Взаємкореляційна функція радіосигналів визначається на проміжній частоті, тому пристрій в цілому належить до класу Н [1].

Нехай обробка радіосигналу $S(t)$ здійснюється за умови великого відношення сигнал/шум без врахування інструментальних похибок та відсутності нелінійних спотворень. Сам радіосигнал $S(t)$ являє собою неперервне випромінювання з незмінною середньою потужністю, що приймається впродовж часу аналізу T_a в межах смуги пропускання приймальних радіоканалів, та випадковим розподілом спектральної густини потужності:

$$S(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_s t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (1)$$

де $A(t)$, $\varphi(t)$, φ_0 – відповідно миттєві значення амплітуди, кутової модуляції та початкової фази;

$$\omega_s = \{(\omega_H + \omega_B) / 2\} - \text{середня частота спектра};$$

$$\omega_H, \omega_B - \text{відповідно нижня та верхня частота спектра сигналу};$$

Радіовипромінювання $S(t)$ надходить на вхід рознесених у просторі на базу В двох радіоканалів з певною відносною затримкою τ_s , що є випадковою величиною із рівномірним розподілом густини імовірності в межах $\{\tau_{s,\min}, \tau_{s,\max}\}$, і визначається напрямком на джерело випромінювання.

Для визначених умов виконаємо аналіз похибки вимірювання затримки τ_s прийому радіосигналу $S(t)$ радіоканалами кореляційного пеленгаторного пристрою.

Сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$, що надходять на вхід першого та другого приймальних радіоканалів пристрою, можуть бути представлені за допомогою ряду Фур'є таким чином [4, 5]:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A(t) \cdot \cos(\omega_s t + \varphi(t) + \varphi_0) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega_1 t + \theta_n) \\ S_2(t) &= A(t - \tau_s) \cdot \cos(\omega_s (t - \tau_s) + \varphi(t - \tau_s) + \varphi_0) = \\ &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega_1 (t - \tau_s) + \theta_n) \end{aligned}, \quad (2)$$

де: a_0 – величина постійної складової;

$$\omega_1 = 2\pi / T_a - \text{частота першої спектральної складової сигналу};$$

$$\theta_n, A_n - \text{початкова фаза та амплітуда } n\text{-ої спектральної складової};$$

$$n = 1, 2, \dots - \text{номер спектральної складової сигналу}.$$

Аналіз рівнянь (2) показує, що залежно від напрямку на джерело випромінювання сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ однозначно відрізняються початковими фазами відповідних спектральних складових, сукупність різниць яких утворюють різницевий фазовий спектр $\Delta\theta_n = n\omega_1\tau_s$.

В приймальних радіоканалах перед кореляційною обробкою сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ перетворюються по частоті та підсилюються з коефіцієнтом k і після частотної селекції сумарних частот $(n\omega_1 + \omega_r)$, в результаті формуються на проміжній частоті $\omega_{пч}$ сигнали відповідно $S_{1п}(t)$ та $S_{2п}(t)$:

$$\begin{aligned} S_{1п}(t) &= k \cdot A(t) \cos(\omega_{пч} \cdot t + \varphi(t) + \varphi_0) = \\ &= \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega_1 t + \theta_n) \right) \cdot \cos(\omega_r t + \theta_r) = \frac{a_0}{2} \cdot \cos(\omega_r t + \theta_r) + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot 0,5 \cdot [\cos(n\omega_1 t + \theta_n - \omega_r t - \theta_r) + \cos(n\omega_1 t + \theta_n + \omega_r t + \theta_r)] = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot 0,5 \cdot [\cos((n\omega_1 - \omega_r)t + \theta_n - \theta_r)] \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} S_{2п}(t) &= k \cdot A(t - \tau_s) \cos(\omega_{пч} (t - \tau_s) + \varphi(t - \tau_s) + \varphi_0) = \\ &= \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega_1 (t - \tau_s) + \theta_n) \right) \cdot \cos(\omega_r t + \theta_r) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot 0,5 \cdot [\cos((n\omega_1 - \omega_r)t + \theta_n - \theta_r - n\omega_1\tau_s)] \end{aligned}$$

де: $\omega_{пч} = 2\pi \cdot F_{пч} = \omega_p - \omega_r$ – колова проміжна частота;

$F_{пч}$ – циклічна проміжна частота;

ω_r – частота гетеродина;

ω_p – частота настроювання пеленгатора, що лежить в межах діапазону робочих частот пеленгатора.

Аналіз рівнянь (3) показує, що сигнали $S_{1п}(t)$ та $S_{2п}(t)$ відрізняються початковими фазами відповідних спектральних складових, сукупність різниць яких утворюють різницевий фазовий спектр $\Delta\theta_n = n\omega_1\tau_s$. Порівняльний аналіз рівнянь (2) та (3) показує, що різницевий фазовий спектр $\{\Delta\theta_n\}$ сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$ співпадає з різницевим фазовим спектром відповідних сигналів $S_{1п}(t)$ та $S_{2п}(t)$, що сформовані в результаті перетворення частоти. Таким чином, інформація про напрямок на джерело, яка міститься в різницевому фазовому спектрі сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$ і однозначно відповідає часу затримки τ_s , зберігається без втрат абсолютних та відносних різниць фаз після обробки цих сигналів у радіоприймальних каналах пеленгатора.

При кореляційному радіопеленгуванні з використанням компенсаційного методу сигнал першого каналу $S_{1п}(t)$ перед кореляційною обробкою додатково затримують в каскаді із регульованою затримкою $\tau_{лз}$ з формуванням сигналу $S_{1п.з}(t)$:

$$\begin{aligned} S_{1п.з}(t) &= K \cdot A(t - \tau_{лз}) \cos(\omega_{пч} \cdot (t - \tau_{лз}) + \varphi(t - \tau_{лз}) + \varphi_0) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot 0,5 \cdot [\cos((n\omega_1 - \omega_r)(t - \tau_{лз}) + \theta_n - \theta_r)] = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot 0,5 \cdot [\cos((n\omega_1 - \omega_r)t - (n\omega_1 - \omega_r)\tau_{лз} + \theta_n - \theta_r)] \end{aligned} \quad (4)$$

Величина компенсуючої затримки $\tau_{лз}$ змінюється таким чином, щоб скомпенсувати в сигналах $S_{1п.з}(t)$ та $S_{2п}(t)$ відмінність по затримці τ_s , тобто забезпечити умову $S_{1п.з}(t) = S_{2п}(t)$. Ознакою рівності цих сигналів є максимальне значення взаємкореляційної функції $K(\tau_{лз})$ сигналів $S_{1п.з}(t)$ та $S_{2п}(t)$:

$$K_{\max} = k_1 \cdot \int_0^{\tau_s} S_{1п.з}(t) \cdot S_{2п}(t) dt, \quad (5)$$

де: k_1 – коефіцієнт пропорційності;

$\tau_{лз.p}$ – екстремальне значення компенсуючої затримки на проміжній частоті, що забезпечує максимальне значення $K_{\max}(\tau_{лз.p})$;

T_a – тривалість кореляційного аналізу.

Аналіз рівнянь (3), (4), (5) показує, що максимально можливе значення взаємкореляційної функції повинно забезпечуватись при рівності фазових спектрів сигналів $S_{1п.з}(t)$ та $S_{2п}(t)$, в результаті чого усі складові їх різницевого фазового спектра повинні дорівнювати нулю, тобто:

$$-(n\omega_1 - \omega_r)\tau_{лз} + \theta_n - \theta_r = \theta_n - \theta_r - n\omega_1\tau_s, \text{ при } n = 1, 2, \dots \quad (6)$$

З рівняння (6) визначимо умови повної компенсації відмінностей сигналів $S_{1п.з}(t)$ та $S_{2п}(t)$ відносно величини компенсуючої затримки $\tau_{лз}$:

$$\tau_{лз} = \frac{n\omega_1}{n\omega_1 - \omega_r} \cdot \tau_s \quad (7)$$

Аналіз рівняння (7) показує, що необхідне екстремальне значення компенсуючої $\tau_{лз}$ залежить від частоти спектральних складових, тобто розв'язок системи рівнянь (6) є неоднозначним. В результаті можна зробити висновок, що неможливо шляхом регулювання єдиної компенсуючої затримки $\tau_{лз}$ одночасно скомпенсувати усі фазові відмінності сигналів $S_{1п.з}(t)$ та $S_{2п}(t)$, але тільки на одній частоті. В результаті цього виникає характерна похибка компенсації кореляційного компенсаційного радіопеленгатора з обробкою сигналів на проміжній частоті, властивості якої досліджені в роботі [10].

Процес формування похибки компенсації в кореляційному компенсаційному пеленгаторі з обробкою сигналів на проміжній частоті пояснюється епюрами на рис. 1.

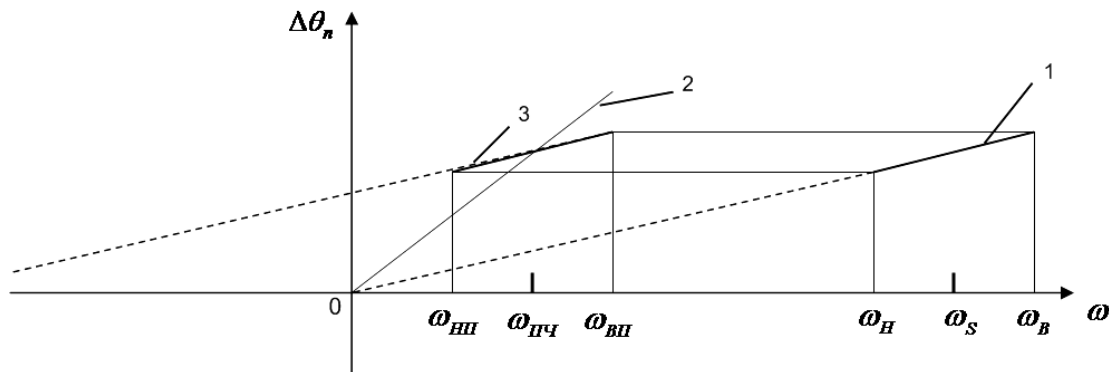


Рис. 1: 1 – різницевий фазовий спектр на робочій частоті; 2 – компенсуючий лінійно-частотний фазовий зсув; 3 – різницевий фазовий спектр на проміжній частоті; $\omega_{нп}$, $\omega_{вп}$ – відповідно нижня та верхня межі спектра сигналу в смузі проміжної частоти

Величина похибки компенсації $\delta\psi(\omega)$ визначається відповідно до рівняння (8) [10]:

$$\delta\psi(\omega) = \tau_s \left[\omega \left(\frac{\omega_s}{\omega_{пч}} - 1 \right) - (\omega_s - \omega_{пч}) \right], \quad (8)$$

де ω – колова частота, значення якої лежить в межах смуги проміжної частоти;

τ_s – час затримки сигналу між двома антенами;

$\omega_s = (\omega_в + \omega_н) / 2$ – середня частота смуги прийому, що є робочою частотою;

$\omega_{пч}$ – проміжна частота.

Для умов невизначеності частоти радіосигналу $S(t)$ при кореляційному пеленгуванні виникає також характерна похибка невизначеності, властивості якої досліджені в роботі [8]. Величина похибки невизначеності $\Delta\tau_s$ визначається згідно з рівнянням (9):

$$\Delta\tau_s = \frac{(1 - K_\omega) \cdot (\Delta\omega_s / \omega_{пч})}{K_\omega \cdot (K_\omega + \Delta\omega_s / \omega_{пч})} \cdot \tau_{лз.p}, \quad (9)$$

де $\Delta\tau_s$ – абсолютна похибка визначення затримки прийому сигналу пеленгаційними каналами;

$K_{\omega} = \frac{\omega_S}{\omega_{ПЧ}}$ – коефіцієнт перетворення частоти;

$\Delta\omega_S = \omega_P - \omega_S$ – відхилення частоти сигналу від частоти настроювання каналів прийому;

$\tau_{ЛЗ.р}$ – екстремальне значення компенсуючої затримки, що забезпечує максимальне значення взаємно кореляційної функції $K_{\max}(\tau_{ЛЗ.р})$ на проміжній частоті.

Аналіз рівняння (8) показує, що похибка компенсації $\delta\psi(\omega)$ обернено пропорційна проміжній частоті $\omega_{ПЧ}$ та прямо пропорційна сигнальній робочій частоті ω_S та затримці τ_S .

Зменшення похибки компенсації може досягатися збільшенням проміжної частоти або зменшенням просторової бази і відповідно затримки τ_S , що суттєво ускладнює технічну реалізацію пеленгатора.

Аналіз рівняння (9) показує, що похибка невизначеності $\Delta\tau_S$ обернено пропорційна $\omega_{ПЧ}$ та прямо пропорційна ширині смуги пропускання $\Delta\omega_S$ і коефіцієнту K_{ω} .

Зменшення похибки невизначеності може досягатися збільшенням проміжної частоти або зменшенням ширини смуги пропускання приймачів, що суттєво ускладнює технічну реалізацію пеленгатора та погіршить його технічні параметри.

Порівняльний аналіз можливих варіантів зменшення похибок компенсації та невизначеності при збереженні чутливості, швидкодії та потенційної точності пеленгування показує, що одночасне їх зменшення без погіршення ефективності процесу пеленгування можливе тільки шляхом збільшення проміжної частоти $\omega_{ПЧ}$. При цьому одночасно регулюються абсолютна $(\omega_S - \omega_{ПЧ})$ та відносна

$(\frac{\omega_S}{\omega_{ПЧ}} - 1)$ складові похибки компенсації, а також відносна складова $(\Delta\omega_S / \omega_{ПЧ})$ і коефіцієнт

перетворення частоти K_{ω} похибки компенсації. Особливістю похибок компенсації та невизначеності є також їх частотна залежність, тобто змінюваність в межах смуги робочих частот. Частотну залежність цих похибок, що неможливо усунути регулюванням ширини смуги пропускання та просторової бази, але можливо повністю скомпенсувати шляхом регулювання значення проміжної частоти і відповідно коефіцієнта K_{ω} , досягаючи їх екстремальних значень.

Враховуючи усі фактори, зменшення похибок невизначеності та компенсації доцільно реалізовувати шляхом регулювання значень проміжної частоти $\omega_{ПЧ}$ та коефіцієнта перетворення частоти K_{ω} , досягаючи їх екстремальних значень $\omega_{ПЧ} = \omega_S$ та $K_{\omega} = 1$.

Визначені принципи доцільно реалізовувати двоетапною процедурою обробки радіовипромінювань, на першому етапі якої виконують їх прийом, основну частотну селекцію з перетворенням на проміжну частоту та подальший цифровий спектральний аналіз. На другому етапі здійснюють зворотне цифрове перетворення частоти спектрів прийнятих випромінювань та подальшу їх кореляційну обробку з визначенням пеленга. Така процедура обробки забезпечує одночасну ефективну частотну селекцію та можливість точної кінцевої обробки на робочій частоті випромінювання.

Для цих умов виконаємо синтез алгоритму цифрового кореляційного пеленгування, що реалізує дані принципи.

Для цього радіовипромінювання $S(t)$ джерела приймають двома нерухомими рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, когерентним перетворенням частоти в межах смуги пропускання та підсиленням у двох радіоканалах, що настроюють на певну частоту.

Сформовані радіоканалами на проміжній $\omega_{ПЧ}$ частоті радіосигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ перетворюють у цифрову форму та отримують два масиви $S_1(n)$ і $S_2(n)$ по N_S відліків у кожному масиві. Перетворення проводять з періодом T_D дискретизації, який доцільно обрати мінімально можливим для заданого значення рівня завадозахищеності з урахуванням ширини спектра сигналу на проміжній частоті в смузі $[\omega_{Н.ПЧ}; \omega_{В.ПЧ}]$.

Для двох накопичених масивів $S_1(n)$ і $S_2(n)$ відліків визначають їх комплексні частотні спектри $S_1(j\omega_{ПЧ.k})$ і $S_2(j\omega_{ПЧ.k})$, наприклад за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є, і формують у вигляді двох масивів значень амплітудного $A(\omega_{ПЧ.k})$ та фазового $\varphi(\omega_{ПЧ.k})$ спектрів:

$$\begin{aligned} S_1(j\omega_k) &= A_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{ПЧ.k})) \\ S_2(j\omega_k) &= A_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{ПЧ.k})) \end{aligned} \quad (10)$$

де $\omega_{ПЧ.k} = \frac{2\pi \cdot F_D}{N_S} \cdot k$ – частота k-тої спектральної складової, $k \in [0; N_{S-1}]$.

Виконаємо регулювання значення проміжної частоти $\omega_{ПЧ}$ до її екстремального значення. Для цього здійснюємо зсув по частоті сформованих комплексних частотних спектрів радіосигналів зі смуги проміжної частоти у смугу робочої частоти шляхом додавання до значень частот $\omega_{ПЧ.k}$ їх спектральних складових частотного зсуву $\omega_{ЗС}$, що дорівнює різниці між частотою настроювання радіоканалів та проміжною частотою:

$$\begin{aligned} S_{1.B}(j\omega_k) &= A_1(\omega_{ПЧ.k} + \omega_{ЗС}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{ПЧ.k} + \omega_{ЗС})) = \\ &= A_1(\omega_{S.k}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{S.k})) \\ S_{2.B}(j\omega_k) &= A_2(\omega_{ПЧ.k} + \omega_{ЗС}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{ПЧ.k} + \omega_{ЗС})) = \\ &= A_2(\omega_{S.k}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{S.k})) \end{aligned} \quad (11)$$

При цьому правдиві рівності:

$$\begin{aligned} \omega_{ПЧ.зсув} &= \omega_{ПЧ} + \omega_{ЗС} = \omega_S \\ \omega_{ПЧ.H} + \omega_{ЗС} &= \omega_{H.S} \\ \omega_{ПЧ.B} + \omega_{ЗС} &= \omega_{B.S} \end{aligned} \quad (12)$$

Після цього здійснюємо регулювання заданого параметра одного з радіоканалів, в якості якого використовують лінійно-частотний фазовий зсув для усіх можливих його значень:

$$\varphi_n(\omega_{S.k}) = \omega_{S.k} \cdot \xi, \quad (13)$$

де: ξ – параметр, еквівалентний затримці сигналу в часі, граничні значення якого дорівнюють $\{-d/c; d/c\}$;

- d – антенна база;
- c – швидкість світла.

Для усіх можливих значень лінійно-частотного фазового зсуву $\varphi_n(\omega_k)$ здійснюємо перетворення зсунутого комплексного частотного спектра сигналу $S_{2.B}(j\omega_k)$ відповідного радіоканалу шляхом додавання до його фазочастотної складової $\varphi_2(\omega_{S.k})$ лінійно-частотного фазового зсуву лінійно-частотного фазового зсуву $\varphi_n(\omega_{S.k})$ в межах смуги робочої частоти $[\omega_H; \omega_B]$:

$$\varphi_{2n}(\omega_{S.k}) = \varphi_2(\omega_{S.k}) + \varphi_n(\omega_{S.k}), \quad (14)$$

де: $\varphi_{2n}(\omega_{S.k})$ – значення фазочастотної складової перетвореного комплексного частотного спектра сигналу;

$$\varphi_n(\omega_{S.k}) = \omega_{S.k} \cdot \xi \text{ – лінійно-частотний фазовий зсув.}$$

В результаті отримуємо перетворений комплексний частотний спектр $S_{2n}(j\omega_{S.k})$ другого радіоканалу на робочій частоті ω_S .

Для усіх можливих значень заданого параметра визначаємо дискретну взаємкореляційну функцію $K_{12}(j\omega_{S.k})$ зсунутих перетвореного комплексного частотного спектра $S_{2n}(j\omega_{S.k})$ другого радіосигналу та неперетвореного комплексного частотного спектра $S_1(j\omega_{S.k})$ першого радіосигналу:

$$\begin{aligned} K_{12}(j\omega_{S.k}) &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{K=0}^{N_S-1} S_1^*(j\omega_{S.k}) \cdot S_{2n}(j\omega_{S.k}) \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{K=0}^{N_S-1} A_1(\omega_{S.k}) \cdot A_2(\omega_{S.k}) \cdot \exp(-j\varphi_1(\omega_{S.k})) \cdot \exp[j(\varphi_{2n}(\omega_{S.k}))] \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{K=0}^{N_S-1} A_1(\omega_{S.k}) \cdot A_2(\omega_{S.k}) \cdot \exp[j(\varphi_2(\omega_{S.k}) - \varphi_1(\omega_{S.k}) + \varphi_n(\omega_{S.k}))] \right\} = \\ &= \sum_{K=0}^{N_S-1} A_1(\omega_{S.k}) \cdot A_2(\omega_{S.k}) \cdot \cos(\varphi_2(\omega_{S.k}) - \varphi_1(\omega_{S.k}) + \varphi_n(\omega_{S.k})) \end{aligned} \quad (15)$$

Після цього визначаємо екстремальне значення лінійно-частотного фазового зсуву $\varphi_n^*(\omega_{S.k})$, та відповідне екстремальне значення ξ^* , яке відповідає максимальному значенню дискретну взаємно кореляційної функції $\max[K_{12}(j\omega_{S.k})]$.

За знайденим екстремальному значенню лінійно-частотного фазового зсуву та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази:

$$\Theta = \arccos \left(\frac{c \cdot \xi^*}{d} \right), \quad (16)$$

де Θ – кут між лініями антенної бази радіоканалів і напрямком на джерело радіовипромінювання, що відраховують в напрямку проти ходу годинникової стрілки.

Виконаємо аналіз точності запропонованого алгоритму. Характерною особливістю запропонованого методу пеленгування є забезпечення рівності частот спектральних складових сигналів, що обробляються, їх реальним частотам в смузі робочої частоти. Це забезпечується зсувом по частоті спектрів сформованих радіоканалами сигналів, в результаті чого зсунута проміжна частота дорівнює середній частоті смуги робочих частот, тобто $\omega_{\text{ПЧ.зсув}} = \omega_S$. За цих умов похибка компенсації за рівнянням (8) буде дорівнювати нулю $\delta\psi(\omega) = 0$ для усіх частот у межах смуги пропускання радіоканалів. В результаті забезпечується повна максимально можлива компенсація відмінностей прийнятих радіосигналів при визначенні пеленга на джерело для усіх частот в межах смуги пропускання.

Також в запропонованому алгоритмі усувається похибка невизначеності завдяки спектральному аналізу прийнятих радіоканалами сигналів та зсувом по частоті їх комплексних спектрів таким чином, щоб коефіцієнт перетворення частоти K_ω дорівнював одиниці: $K_\omega = \frac{\omega_S}{\omega_{\text{ПЧ.зс}}} = \frac{\omega_S}{\omega_{\text{ПЧ}} + \omega_{\text{зс}}} = 1$. Саме

операції спектрального аналізу і зсуву по частоті комплексних спектрів прийнятих радіоканалами радіосигналів забезпечує такі умови, що похибка невизначеності $\Delta\tau_S$ незалежно від абсолютного значення частоти настроювання ω_S та ширини смуги пропускання $\Delta\omega_S$ буде дорівнювати нулю:

$$\Delta\tau_S = \frac{(1 - K_\omega) \cdot (\Delta\omega_S / \omega_{\text{ПЧ}})}{K_\omega \cdot (K_\omega + \Delta\omega_S / \omega_{\text{ПЧ}})} \cdot \tau_{\text{ЛЗ.р}} = 0, \text{ при } K_\omega = 1.$$

На точність кореляційного пеленгування також впливає нестабільність частоти гетеродина $\Delta\omega_r$ та частоти дискретизації $\Delta\omega_d$ аналого-цифрового перетворення, що зумовлюють певний зсув спектра сигналу при його перенесенні в смугу робочих частот. Оцінимо вплив $\Delta\omega_r$ та $\Delta\omega_d$ на точність синтезованого алгоритму пеленгування порівняно з алгоритмом при обробці сигналу на проміжній частоті. З урахуванням рівняння (8) похибка компенсації для синтезованого алгоритму з врахуванням

$\Delta\omega_r$ та $\Delta\omega_d$ може бути оцінена як $\delta\psi(\omega) = \tau_S \cdot \left[\frac{\Delta\omega_S \cdot (\Delta\omega_r + \Delta\omega_d)}{\omega_S + \Delta\omega_r + \Delta\omega_d} \right]$. Для типових умов [1, 2]

$\Delta\omega_r = \Delta\omega_d = 10^{-8} \cdot \omega_S$ похибка компенсації буде становити $\delta\psi(\omega) = 2\tau_S \cdot \Delta\omega_S \cdot 10^{-8}$, що значно менше її значення для алгоритму з обробкою сигналів на проміжній частоті, і показує незначний вплив нестабільності параметрів радіоприймальних каналів пеленгатора $\Delta\omega_r$ та $\Delta\omega_d$ на загальну похибку компенсації. Аналогічно, у врахуванням $\Delta\omega_r$ і $\Delta\omega_d$, за рівнянням (9) оцінимо похибку $\Delta\tau_S$

невизначеності для синтезованого алгоритму, що становить $\Delta\tau_S = \tau_S \cdot \left(\frac{\Delta\omega_r + \Delta\omega_d}{\omega_S} \right)$. Аналіз

отриманого співвідношення, порівняно з (9), показує, що похибка невизначеності для синтезованого алгоритму значно менша (в $\omega_S / \omega_{\text{ПЧ}} \geq 10$ разів), порівняно з алгоритмом пеленгування при обробці сигналів на проміжній частоті. В цілому можна зробити висновок, що для типових значень нестабільності $\Delta\omega_r = \Delta\omega_d = 10^{-8} \cdot \omega_S$ точність пеленгування синтезованого алгоритму значно більша, ніж для алгоритму з обробкою сигналів на проміжній частоті.

В роботі також виконано програмне моделювання роботи цифрового кореляційного радіопеленгатора, що реалізує синтезований метод з обробкою сигналів на робочій частоті та для порівняння відомий компенсаційний метод з обробкою сигналів на проміжній частоті [8, 10]. Результати досліджень представлені на рис. 2, де відображена залежність відносної похибки δ_r визначення затримки прийому випромінювання радіоканалами від ширини спектра радіовипромінювання за умови великого відношення сигнал/шум.

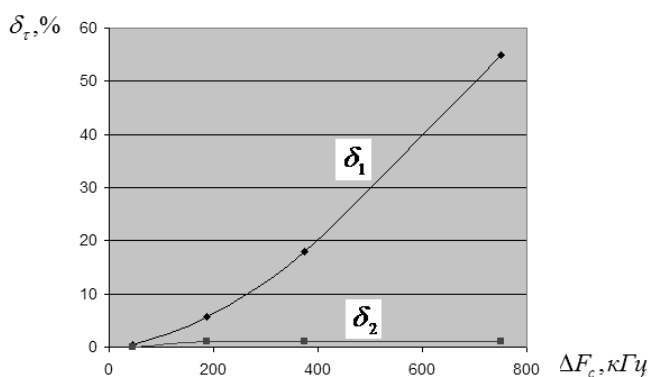


Рис. 2

Результати досліджень на рис. 2 отримані для таких умов: вид модуляції – лінійна частотна модуляція; несуча частота $F_c = 100 \text{ МГц}$; антенна база – 1 м; $F_d = 2 \text{ МГц}$; кількість відліків сигналу $N_s = 512$. На рис. 1 позначено δ_2 – відносну похибку визначення затримки прийому випромінювання радіоканалами для синтезованого методу, δ_1 – для кореляційного компенсаційного алгоритму з обробкою на проміжній частоті.

Аналіз отриманих залежностей на рис. 1 показує, що при пеленгуванні синтезованим методом з обробкою сигналів на робочій частоті похибка пеленгування не залежить від ширини спектра радіовипромінювання і суттєво (на 5–50 %) менша від похибки при використанні компенсаційного методу з обробкою на проміжній частоті. Перевага за точністю синтезованого методу збільшується із зростанням ширини спектра радіовипромінювання, що пеленгується, тому його доцільно використовувати при пеленгуванні широкосмугових джерел.

Отримані результати в цілому показали можливість підвищення точності пеленгування кореляційних пеленгаторів, що реалізують компенсаційний метод з обробкою сигналів на проміжній частоті, шляхом зменшення похибок компенсації та невизначеності завдяки використанню синтезованого алгоритму кореляційного пеленгування з обробкою сигналів на робочій частоті. Запропоновані методи та алгоритм цифрового кореляційного пеленгування забезпечує ефективну обробку широкосмугових випромінювань і може використовуватись для вирішення задач радіомоніторингу та радіонавігації.

Висновки. Таким чином, в роботі виконано точнісний аналіз методів компенсаційного кореляційного пеленгування та синтезовано алгоритм цифрового кореляційного пеленгування з обробкою сигналів на робочій частоті. Теоретичні та експериментальні результати досліджень показали, що синтезований алгоритм суттєво зменшує похибки компенсації та невизначеності й забезпечує відповідне покращення точності пеленгування, особливо при обробці широкосмугових випромінювань.

Отримані результати можуть бути використані при синтезі та аналізі кореляційних радіонавігаційних пристроїв та пристроїв радіомоніторингу.

В подальшому доцільно виконати дослідження алгоритмів цифрового кореляційного пеленгування з для умов невеликого відношення сигнал/шум та складної електромагнітної обстановки.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Белафин О.В. Основы радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.
2. Винокуров В.И., Ваккер Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. – М.: Советское радио, 1972. – 216 с.
3. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие для вузов / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
4. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие / В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др. / Под ред. И.Б. Фёдорова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2004. – 768 с.
5. Радиотехнические системы / Под ред. Ю.И. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 486 с.
6. Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. – М.: Воениздат, 1966. – 248 с.
7. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

8. *Ципоренко В.В.* Точність кореляційного радіопеленгатора з обробкою радіосигналу на проміжній частоті в умовах апріорної невизначеності // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – 2007. – № III(42). – С. 101–106.
9. *Слободянюк П.В., Благодатний В.Г., Ступак В.С.* Довідник з радіомоніторингу / За заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ Аспект-Поліграф, 2008. – 588 с.
10. *Ципоренко В.В.* Похибка компенсації кореляційного радіопеленгатора з обробкою радіосигналу на проміжній частоті // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – 2008. – № 4 (47). – С. 109–116.

ЦИПОРЕНКО Віталій Валентинович – аспірант кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– пошук та аналіз радіовипромінювань з використанням цифрових методів обробки.

Подано 23.01.2009

Ципоренко В.В. Дослідження методів підвищення точності цифрових кореляційних компенсаційних радіопеленгаторів

Ципоренко В.В. Исследование методов повышения точности цифровых корреляционных компенсационных радиопеленгаторов

Tsiporenko V.V. Research of methods of increase of exactness of digital cross-correlation compensative direction-finders

УДК 621.37:621.391

Исследование методов повышения точности корреляционных компенсационных радиопеленгаторов / В.В. Ципоренко

Выполнен анализ точности корреляционного метода определения направления на источник радиоизлучения, который использует компенсационный временной анализ принятых радиосигналов на промежуточной частоте. Определены методы повышения точности корреляционного пеленгования путем уменьшения погрешностей компенсации и неопределенности и синтезирован алгоритм, который их реализует на основе использования цифровой обработки спектров принятых радиоизлучений. Выполнены экспериментальные исследования, которые подтверждают эффективность предложенного алгоритма.

УДК 621.37:621.391

Research of methods of increase of exactness of cross-correlation compensative direction finders / V.V. Tsiporenko

The analysis of exactness of cross-correlation method of direction finding is executed on the source of radoradiation which utilizes the compensative sentinel analysis of the accepted radio signals on an intermediate-frequency. The methods of increase of exactness of cross-correlation method of direction finding are certain by diminishing of errors of indemnification and vagueness and an algorithm is synthesized, that will realize them on the basis of the use of digital treatment of spectrums of accepted radoradiation. Experimental researches which confirm efficiency of the offered algorithm are executed.