

ЦИФРОВИЙ МЕТОД ШИРОКОСМУГОВОГО КОМПЛЕКСНОГО СПЕКТРАЛЬНО-КОРЕЛЯЦІЙНОГО ПЕЛЕНГУВАННЯ РАДІОВИПРОМІНЮВАНЬ З ВИКОРИСТАННЯМ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

Запропоновано метод цифрового широкосмугового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування з використанням лінійної антенної решітки та цифрового синтезу її діаграми спрямованості, що забезпечує підвищення швидкодії пеленгування в складній електромагнітній обстановці.

It is offered the method of digital wide band complex spectral-correlation DF with use of linear array and digital synthesis of its diagram of orientation, which provides increasing of fast-acting of DF in complex

Ключові слова: комплексні діаграми спрямованості, безошукове визначення пеленгу.

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

Невід'ємною частиною радіомоніторингу РЧР на сьогодні є пеленгування джерел радіовипромінювання (ДРВ), що забезпечує ефективний контроль функціонування стаціонарних та рухомих радіоелектронних засобів.

Особливу актуальність в останні роки набуває задача виявлення та пеленгування сигналів із розширеним спектром частот, що використовуються в завадозахищених та адаптивних системах радіозв'язку та передачі даних. Радіомоніторинг таких систем вимагає скорочення тривалості пеленгування при зменшенні їх потужності. Це зумовлює необхідність створення широкосмугових засобів радіопеленгування з високою швидкістю та здатністю ефективної обробки шумоподібних радіовипромінювань.

Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями. На сьогодні радіомоніторинг радіоелектронних засобів повинен здійснюватися в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань і при багатопробному їх розповсюдженні, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації радіомоніторингу для вказаних умов є використання широкосмугових радіопеленгаторів з антенними решітками, керування діаграмою спрямованості (ДС) яких здійснюється цифровими методами.

Зазвичай пеленгування реалізується амплітудним методом з пошуком такого напрямку спрямованості антени, який забезпечує максимальний рівень прийнятого випромінювання, недоліком якого є великі часові або апаратні витрати. Це зумовлено тим, що в процесі пеленгування необхідно здійснити спрямований просторовий прийом для усіх можливих напрямків на джерело випромінювання, кількість яких визначається точністю пеленгування. Тому дослідження з підвищення швидкодії пеленгування при забезпеченні просторової селективності є актуальною задачею.

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми. В роботах [1, 2] виконано дослідження спектральних методів визначення напрямку на джерело випромінювання з використанням антенних решіток, що ефективно реалізуються в цифровій формі і їх порівняльний аналіз. Однак, вказані методи використовують енергетичний аналіз і відповідні варіанти амплітудного методу пеленгування, що визначає їх відносно великі часові витрати у порівнянні з фазовим, амплітудно-фазовим та комплексним методами.

В роботі [3] виконано дослідження властивостей фазових ДС антен та запропоновані методи їх вибору і розрахунку. Але в роботі не визначені принципи та методи цілеспрямованого використання фазових діаграм спрямованості при синтезі та оптимізації радіоелектронних пристроїв, в тому числі пристроїв пеленгування, що обмежує ефективність їх використання.

В роботі [4] запропоновані ефективні алгоритми цифрового апертурного синтезу на основі багатоелементних антен кільцевої конфігурації з використанням методів формування променя та методів з високим розрізненням. Запропоновані алгоритми скорочують обчислювальні витрати у порівнянні з прямим синтезом, використовуючи швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Однак запропоновані алгоритми враховують тільки амплітудні характеристики антен, що суттєво обмежує їх ефективність.

В роботах [5, 6, 7] виконано синтез та порівняльний аналіз багатоканальних моноімпульсних радіопеленгаторів, в тому числі комбінованих, що використовують тільки просторово-часову обробку радіосигналів. Однак, в даних роботах не розглянуті питання врахування комплексних ДС антен і відповідних комплексних методів пеленгування з метою підвищення їх швидкодії.

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми підвищення швидкодії широкосмугових радіопеленгаторів з використанням антенних решіток є розробка методів пеленгування з мінімальними часовими витратами на основі цифрового синтезу комплексних багатопелюсткових ДС з безошукним уточненням напрямків на джерела

радіовипромінювань в межах просторових пелюсток.

Формулювання цілей статті (постановка завдання). Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми підвищення швидкодії широкопелюсткових радіопеленгаторів з використанням антенних решіток, цілями статті є: розробка методів пеленгування з мінімальними часовими витратами, з використанням комплексних багатопелюсткових ДС антенних решіток.

Виклад основного матеріалу дослідження. Вирішимо задачу підвищення швидкодії цифрового широкопелюсткового спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенних решіток (АР) для умов складної електромагнітної обстановки, що характеризується багатопроменевим розповсюдженням випромінювань. При цьому суміш корисного сигналу $S(t)$ і його

перевідбитих копій $\sum_{k=1}^K a_k \cdot S(t - \tau_{3k})$ приймається і обробляється рознесеними у просторі каналами при

наявності власних адитивних шумів неідентичних пеленгаційних каналів $n_l(t)$, що не корельовані між собою та мають однаковий рівень. Таким чином умови виконання радіопеленгування можуть бути представлені наступним чином:

$$U_l(t) = S_l(t - \tau_{Sl}) + \sum_{k=1}^K a_k \cdot S_l(t - \tau_{3k}) + n_l(t), \quad (1)$$

де $U_l(t)$ – суміш, що приймається l -м пеленгаційним каналом;

$S_l(t - \tau_{Sl})$ – корисний сигнал, що приймається l -м пеленгаційним каналом;

τ_{Sl} – затримка корисного сигналу відносно певного опорного каналу, що залежить від напрямку на джерело;

$a_k \cdot S_l(t - \tau_{3k})$ – копія l -го корисного сигналу, що сформувалась при проходженні через k -й промінь (трасу) розповсюдження;

a_k, τ_{3k} – відповідно коефіцієнт послаблення та час затримки k -го променя розповсюдження;

K – кількість променів розповсюдження;

$n_l(t)$ – адитивний гаусів шум з рівномірним розподілом густини потужності $N(\omega)$ в межах смуги одночасного аналізу l -го каналу.

При цьому $\tau_{S.\max} < \tau_{3.\min}$, $a_k \ll 1$. Можливі значення напрямку на джерело θ відносно бази радіопеленгатора є випадковою величиною і рівномірно розподіленою в межах сектора радіопеленгування $\{\theta_n; \theta_\theta\}$. Спектр корисного сигналу $S_l(j\omega)$ та його перевідбитих копій

$$\sum_{k=1}^K a_k \cdot S_{l3}(j\omega)$$
 повністю розташований в межах смуги аналізу $\{\omega_n; \omega_\theta\}$, що відповідає смузі

пропускання пеленгаційних каналів. Коефіцієнти послаблення a_k та час затримки τ_{3k} трас розповсюдження перевідбитих копій випромінювання є випадковими величинами із рівномірним розподілом в межах відповідно $\{a_n; a_\theta\}$ і $\{\tau_{3\theta}; \tau_{3n}\}$.

Для вказаних умов необхідно здійснити радіопеленгування джерела випромінювання цифровим методом кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням АР за мінімальний час радіопеленгування. Для цього доцільне використання частотної області визначення з обробкою комплексних частотних спектрів прийнятих пеленгаційними каналами реалізацій на основі, наприклад, алгоритму ШПФ:

$$U_l(j\omega_k) = S_l(j\omega_k) + \sum_{r=1}^R a_r \cdot S_{3,r}(j\omega_k) + N_l(j\omega_k), \quad (2)$$

де ω_k – частота k -ої спектральної складової, $K = 0, N_S - 1$;

$S_l(j\omega_k)$ – комплексний спектр корисного сигналу l -го каналу;

$S_{3,r}(j\omega_k)$ – комплексний спектр r -го перевідбитого сигналу в l -му каналі;

$N_l(j\omega_k)$ – комплексний спектр реалізації шуму в l -му каналі.

Аналіз рівняння (2) показує, що сукупність комплексних спектрів $\{U_l(j\omega_k)\}_{m=1, M}$ містить інформацію про напрямок на джерело θ_S у двовимірній формі, яка розподілена одночасно по сукупності комплексних амплітуд спектральних складових $U(j\omega_k)$ в межах смуги аналізу $\{\omega_n; \omega_\theta\}$, та в межах просторової апертури $\{U_l(j\omega_k)\}_{l=1, L}$ антенної решітки:

$$\{U(j\omega_k) \cdot \exp(j\omega_k \tau_{Sl} + \varphi_{0k})\}_{k=1, N; l=1, L}, \quad (3)$$

де τ_{Sl} – затримка сигналу в l -му каналі.

Спектри перевідбитих копій $S_{3,r}(j\omega_k)$ та корисного сигналу $S_l(j\omega_k)$ відрізняються суттєво тільки за напрямком розповсюдження та потужністю, повністю перекриваючись за частотою. Враховуючи це, доцільно на відміну від відомих методів процедуру радіопеленгування здійснити в два етапи.

На першому етапі доцільно здійснити просторову селекцію випромінювання корисного сигналу із прийнятої адитивної спектрально-просторової суміші та попередню оцінку напрямку $\hat{\theta}_S$ на його джерело, а на другому – остаточну оцінку, з урахуванням адитивного шуму.

Для реалізації просторової селекції з мінімальними часовими витратами доцільно використати просторово вибіркового паралельний прийом та розділення випромінювань прийнятої суміші $\{U_{kop,l}(j\omega_k)\}$ [2, 6]. Для цього доцільно здійснити обробку прийнятих радіовипромінювань, що еквівалентна дії антенної системи з багатопроменевою ДС, що перекриває заданий сектор радіопеленгування D_θ . Враховуючи наявність адитивного гаусового шуму каналів радіопеленгування $n_l(t)$ і велику апіорну невизначеність, просторовий вибіркового прийом повинен здійснюватися оптимальним чином, забезпечуючи максимум функціонала правдоподібності [6].

Вказані вимоги реалізуються процедурою цифрового спектрального просторового синтезу з використанням алгоритму ШПФ згідно алгоритму [1, 2]:

$$U(j\Omega_m) = \sum_{l=0}^{L-1} U_l(j\omega_k) \cdot \exp(-\Omega_m \cdot l) \cdot W(l), \quad (4)$$

де $\Omega_m = a_k \frac{d \cdot \cos \theta_m}{c} \omega_k$ – коефіцієнт, що визначає напрямок m -ї пелюстки багатопроменевої діаграми спрямованості і відповідно m -й напрямок просторового вибіркового прийому;

$W(l)$ – вагова функція, що визначає форму ДС пелюстки.

Враховуючи (2) рівняння (4) прийме вигляд:

$$U(j\Omega_m) = \sum_{l=0}^{L-1} S_l(j\omega_k) \cdot \exp(-j\Omega_m \cdot l) + \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum a_r \cdot S_{3,r}(j\omega_k) \right)_l \cdot \exp(-j\Omega_m \cdot l) + \sum_{l=0}^{L-1} N_l(j\omega_k) \cdot \exp(-j\Omega_m \cdot l) \quad (5)$$

Аналіз співвідношень (5) показує, що мінімізація часових витрат попереднього просторового вибіркового прийому забезпечується використанням швидких алгоритмів цифрового спектрально-просторового аналізу, наприклад, ШПФ, що забезпечує безпошукову попередню оцінку напрямку на ДРВ [1,2]. Алгоритм синтезу (5) багатопелюсткової ДС еквівалентний дії паралельного набору просторових узгоджених фільтрів для гармонічних просторових випромінювань. Напрямки приходу корисного сигналу θ_S та завад $\theta_{3,r}$ не співпадають, тому на виходах просторових фільтрів буде забезпечуватися селекція відбитих випромінювань, а також подавлення власних шумів пеленгаційних каналів.

Враховуючи перекриття часових спектрів корисного сигналу та завад, доцільно попередню просторову селекцію здійснювати для кожної спектральної складової прийнятого випромінювання окремо. При цьому ідентифікацію просторових відгуків корисного основного та відбитих сигналів доцільно здійснювати за допомогою амплітудної селекції [5, 7].

В результаті просторового вибіркового прийому за кожною часовою спектральною складовою формується масив комплексних відгуків еквівалентної антенної системи з багатопелюстковою ДС $\{A_{\theta,l} \cdot \exp(j\psi_{\theta,l})\}_{N_\theta}$, кількість N_θ яких визначається кількістю L пеленгаційних каналів.

Інформація про напрямок приходу різних просторових спектральних складових міститься в сукупності трьох їх параметрів комплексних відгуків, а саме частотному номері l , модулі $A_{\theta,l}$ і аргументі $\psi_{\theta,l}$. Частотний номер l відповідає номеру пелюстки багатопелюсткової ДС, в межах якої прийнята просторова спектральна складова і відповідного сектору прийому з шириною $\Delta\theta_{\Pi} = 1/d \cdot N_\theta$ і середнім значенням $\theta_{\Pi} = \arccos(\omega_S \cdot L \cdot N_\theta \cdot d / l)$. Модуль комплексного відгуку $A_{\theta,l}$ визначає накопичену енергію прийнятої просторової спектральної складової сукупністю L пеленгаційних каналів з урахуванням відхилення $\Delta\theta_{Sl}$ напрямку її приходу від напрямку відповідної пелюстки багатопелюсткової ДС: $\Delta\theta_{Sl} = \theta_{\Pi} - \theta_S$. Аргумент комплексного відгуку $\psi_{\theta,l}$ визначає просторовий розподіл напруженості поля просторової спектральної складової відносно бази антенної решітки і містить в собі інформацію про напрямок її приходу.

Для мінімізації часових витрат подальшого безпосереднього радіопеленгування доцільно

використання алгоритму дисперсійно-кореляційної обробки в межах кожної l -ї пелюстки ДС АР [8]. Для цього необхідно сформулювати взаємний комплексний спектр $S_{12l}(j\omega_k)$ двох реалізацій просторово відселектованого випромінювання $S_{1l}(j\omega_k)$ та $S_{2l}(j\omega_k)$, різницевий фазовий спектр $\Delta\psi_{12l}(\omega_k)$ якого однозначно визначається напрямком θ_S на джерело:

$$S_{12l}(j\omega_k) = S_{1l}^*(j\omega_k) \cdot S_{2l}(j\omega_k) = S_{1l}(\omega_k) \cdot S_{2l}(\omega_k) \cdot \exp(j\Delta\psi_{12l}(\omega_k)), \quad (6)$$

де $S_{1l}^*(j\omega_k) = S_{2l}(j\omega_k)$;

$$\Delta\psi_{12l}(\omega_k) = \psi_{2l}(\omega_k) - \psi_{1l}(\omega_k) = \xi(\theta_S);$$

$$\xi(\theta_S) = \frac{L \cdot d \cdot \cos \theta_S}{c} \cdot \omega_k - \text{функціональна залежність фазового взаємного спектра } \Delta\psi_{12l}(\omega_k) \text{ від}$$

напрямку θ_S на ДРВ.

Для формування спектрів $S_{1l}(j\omega_k)$ та $S_{2l}(j\omega_k)$ доцільне використання двох багатопелюсткових комплексних ДС з різними фазовими пеленгаційними характеристиками (ФПХ) $\beta_l(\theta)$ пелюсток, які повинні бути лінійними та однозначними функціями від напрямку на джерело:

$$\beta_l(\theta) = \rho \cdot (\theta - \theta_{ml}), \quad (7)$$

де ρ – крутизна фазової пеленгаційної характеристики.

В якості першої багатопелюсткової ДС доцільно використати вже синтезовану на етапі попереднього просторового вибіркового прийому ДС згідно (4). Другу багатопелюсткову ДС можливо синтезувати за наступним алгоритмом [1, 2]:

$$U_2(j\Omega_m, \omega_k) = \sum_{l=0}^{L-1} U_{2l}(j\omega_k) \cdot \exp(-\Omega_m \cdot l) \cdot W(l), \quad (8)$$

де $\{U_{2l}(j\omega_k)\}_L = \left\{ \begin{array}{l} U_{1l}(j\omega_k), l = 0, (L/2 - 1) \\ 0, l = (L/2 - 1), \dots, (L - 1) \end{array} \right\}$ – другий масив комплексних частотних відліків з

частотою ω_k реалізацій сигналу каналів АР.

В результаті ФПХ обох багатопелюсткових ДС формуються лінійними, що значно спрощує алгоритм радіопеленгування, при цьому крутизна ρ_{2l} ФПХ другої менша в два рази крутизни ρ_{1l} ФПХ першої багатопелюсткової ДС. При цьому напрямки максимумів відповідних пелюсток двох ДС співпадають.

В результаті комплексного просторового аналізу окремо для кожного k -го значення частоти спектральної складової відповідно першого $\{U_{1l}(j\omega_k)\}_L$ та другого $\{U_{2l}(j\omega_k)\}_L$ масивів часових спектрів випромінювання за допомогою синтезу двох багатопелюсткових ДС будуть сформовані два масиви двовимірних просторових комплексних спектрів $\{U_{1kl}(j\omega_{\theta l})\}_L$ та $\{U_{2kl}(j\omega_{\theta l})\}_L$, спектральні складові яких відповідають просторовим $\omega_{\theta l}$ частотам-напрямкам:

$$\begin{aligned} S_{1kl}(j\omega_{\theta l}) &= S_{1kl}(\omega_{\theta l}) \cdot \exp(j\psi_1(\omega_{\theta l})) \\ S_{2kl}(j\omega_{\theta l}) &= S_{2kl}(\omega_{\theta l}) \cdot \exp(j\psi_2(\omega_{\theta l})) \end{aligned} \quad (9)$$

де $k = 0, 1, \dots, (N_S - 1)$, $l = 0, 1, \dots, (L - 1)$;

$$\psi_1(\omega_{\theta l}) = \varphi_{\theta l} + \rho_{1\theta l}(\theta_S - \theta_{ml}); \quad \psi_2(\omega_{\theta l}) = \varphi_{\theta l} + \rho_{2\theta l}(\theta_S - \theta_{ml})$$

$\varphi_{\theta l}$ – початкова фаза θ -ї просторовою спектральної складової сигналу, що прийнята l -ю пелюсткою багатопелюсткової ДС.

Окремо для кожної просторової частоти $\omega_{\theta l}$ визначаються взаємні комплексні часо-просторові спектри $S_{12kl}(j\omega_{\theta l})$:

$$S_{12kl}(j\omega_{\theta l}) = S_{12kl}(\omega_{\theta l}) \cdot \exp(j\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l})), \quad (10)$$

де $S_{12kl}(\omega_{\theta l}) = S_{1kl}(\omega_{\theta l}) \cdot S_{2kl}(\omega_{\theta l})$;

$$\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l}) = \psi_1(\omega_{\theta l}) - \psi_2(\omega_{\theta l}) = (\rho_1 - \rho_2) \cdot (\theta_S - \theta_{ml}) = \Delta\rho \cdot (\theta_S - \theta_{ml}).$$

По взаємному спектру $S_{12kl}(j\omega_{\theta l})$ здійсимо аналіз напрямку на ДРВ з використанням дисперсійно-кореляційного алгоритму. Для цього визначаємо екстремальні значення напрямку на ДРВ та відповідної взаємно кореляційної функції $K_{ml}(\omega_{\theta l})$ випромінювань, що прийняті в кожній l -й пелюстці багатопелюсткової ДС з урахуванням (10):

$$K_{ml}(\omega_{\theta l}) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{kl=n_n}^{n_g} S_{12kl}(\omega_{\theta l}) \cdot \exp(j(\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l}) - \Delta\hat{\theta}_{Sl} \cdot \rho_{2l} / K_{l\gamma}(\omega_{S.kl}))) \right\}, \quad (11)$$

$$\hat{\theta}_{Sl} = \theta_{ml} + \Delta\hat{\theta}_{Sl}$$

де $\Delta\hat{\theta}_{Sl} = (\hat{\theta}_S - \theta_{ml})$ – оцінка відхилення напрямку $\hat{\theta}_S$ приходу випромінювання від напрямку θ_{ml} l -ї пелюстки багатопелюсткової ДС;

$K_{l\gamma}(\omega_{S.kl}) = \omega_{S.1l} / \omega_{S.kl}$ – множник дисперсійного $\gamma(\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l}))$ -перетворення отриманих просторових різницевих фазових спектрів $\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l})$.

$\omega_{S.1l}$ – нижня частота смуги робочих часових частот, яку займає спектр сигналу, що потрапив до l -ї пелюстки багатопелюсткової ДС.

Оцінка $\Delta\hat{\theta}_{Sl}$ визначається з використанням дисперсійно-кореляційного алгоритму згідно рівняння:

$$\Delta\hat{\theta}_{Sl} = \frac{1}{\rho_{2l}} \cdot \operatorname{arctg} \frac{\sum_{kl=n_n}^{n_g} H_B(j\omega_{S.kl}) \cdot S_{12kl}(\omega_{\theta l}) \cdot \sin(\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l}) \cdot K_{l\gamma}(\omega_{S.kl}))}{\sum_{kl=n_n}^{n_g} H_B(j\omega_{S.kl}) \cdot S_{12kl}(\omega_{\theta l}) \cdot \cos(\Delta\psi_{12}(\omega_{\theta l}) \cdot K_{l\gamma}(\omega_{S.kl}))}, \quad (12)$$

де $H_B(j\omega_{S.kl}) = \frac{\omega_{S.kl}}{\omega_{S.1l}}$ – комплексна частотна характеристика відбілюючого фільтра.

Для визначених умов радіопеленгування та багатопроменевого розповсюдження найбільшу потужність і відповідно найбільшу енергію накопиченої реалізації буде мати пряме випромінювання ДРВ, що пеленгується, тому що послаблення на його трасі розповсюдження у порівнянні з перевідбитими випромінюваннями мінімальне [6, 7]. Також врахуємо, що значення взаємно кореляційної функції по кожній прийнятій просторовій реалізації $K_{ml}(\omega_{\theta l})$ пропорційні її енергії E_l , що накопичена за час T_n прийому реалізації [1, 2]:

$$\begin{aligned} K_{ml}(\omega_{\theta l}) &= K_E \cdot E_l \\ T_n &= N \cdot T_D \end{aligned}, \quad (13)$$

де K_E – коефіцієнт пропорційності.

Тому найбільш правдоподібною оцінкою напрямку на ДРВ буде екстремальна оцінка $\hat{\theta}_S$, що відповідає пелюстці багатопелюсткової ДС з максимальним значенням взаємно кореляційної частотної функції K_{\max} [2, 6]:

$$\hat{\theta}_S = (\hat{\theta}_{ml} + \Delta\hat{\theta}_{Sl}) | K_{\max}, \quad (14)$$

де $\Delta\hat{\theta}_{Sl}$ – оцінка відхилення напрямку $\hat{\theta}_S$ приходу випромінювання від напрямку θ_{ml} l -ї пелюстки багатопелюсткової ДС з максимальним значенням взаємно кореляційної частотної функції $K_{ml}(\omega_{\theta l})$;

$K_{\max} = \max\{K_{ml}(\omega_{\theta l})\}_{l=0,1,..,L-1}$ – максимальне значення взаємно кореляційної частотної функції $K_{ml}(\omega_{\theta l})$ в масиві $\{K_{ml}(\omega_{\theta l})\}_{l=0,1,..,L-1}$ для всіх L пелюсток.

Таким чином запропонований метод забезпечує поєднання паралельної просторової селекції і безошукового уточнення напрямків на джерела радіовипромінювання в межах просторових пелюсток ДС на основі дисперсійно-кореляційної обробки взаємних просторових спектрів сигналів з використанням фазових ДС і відповідне суттєве підвищення швидкодії у порівнянні з відомими пошуковими та безошуковими методами кореляційного пеленгування з використанням цифрового синтезу ДС АР. В результаті поставлена в статті задача вирішена.

Висновки. В результаті проведених досліджень розроблено алгоритм цифрового ширококутового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування радіовипромінювань з використанням лінійної антенної решітки. Особливістю даного алгоритму є двоетапне використання часового та просторового цифрового комплексного спектрального аналізу з подальшим дисперсійно-кореляційним аналізом просторового спектра випромінювань кожної пелюстки ДС і прямим визначенням напрямку на їх джерело. Розроблений алгоритм забезпечується суттєве підвищення швидкодії пеленгування у порівнянні з відомими паралельними та пошуковими методами кореляційного пеленгування для умов складної ЕМО з багатопроменим розповсюдженням радіовипромінювань.

В подальшому доцільно виконати дослідження запропонованого комплексного алгоритму пеленгування з використанням кільцевих антенних решіток, а також характеристик його швидкодії та точності.

1. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 9. – С. 126-139.
2. Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Радзивилов В.А., Фёдоров И.В., Чернов М.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа // Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – № 2. – С. 3-17.
3. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: Сов. Радио, 1980. – 296 с.: ил.
4. Шевченко В.Н. Двумерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких свёрток // Антенны. – 2002. – № 12 (67). – С. 18-22.
5. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.: ил.
6. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошин, С.С. Каринский, А.А. Шаталов и др.; Под ред. А.П. Лукошина. – М.: Радио и связь, 1983. – 328 с.: ил.
7. Леонов А.И., Фомичёв К.И. Моноимпульсная радиолокация. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с., ил.
8. Ципоренко В.В. Цифровой метод широкополосного спектрального дисперсионно-корреляционного пеленгирования радиовипроминювань / В.В. Ципоренко // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – 2009. – № III (50). – С. 185-193.

Надійшла 4.2.2010 р.

УДК 681.51.033

П.М. ГАЛАЙ, А.М. СІЛЬВЕСТРОВ

Полтавський національний технічний університет ім. Ю. Кондратюка
Національний технічний університет України «КПІ»

АЛГОРИТМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЗОНИ НЕЧУТЛИВОСТІ НЕЛІНІЙНИХ СИСТЕМ

Запропонований простий для обчислення алгоритм ідентифікації нелінійностей. Алгоритм синтезований на основі математичних виразів. Він дозволяє оцінити величину зони нечутливості класу статичних характеристик з високою точністю. Алгоритм призначений для використання в системах діагностики технічних об'єктів при їх виробництві і експлуатації.

A simple for a calculation observer identifier nelineynostey is offered. An algorithm of sintezovaniy is on the basis of mathematical expressions. He allows to estimate the size of area of insensitivity of class of static kharakteristik with high exactness. An algorithm is intended for using in the systems of diagnostics of technical objects for their production and exploitation.

Ключові слова: нелінійність, параметри, ідентифікація, алгоритм, діагностика, випробування.

Вступ

Розроблення, виробництво і експлуатація складних об'єктів і систем обумовили необхідність створення автоматизованих систем контролю і діагностики, як засобу для оперативного отримання інформації про технічний стан і прийняття на цій основі відповідних рішень. Перспективними є цілеорієнтовані системи побудовані на основі інформаційних технологій з метою підвищення надійності і конкурентоздатності на ринку продукції [1]. При дослідженні нелінійних систем широко застосовується відомий метод гармонійної лінеаризації [2]. Для синтезу алгоритму ідентифікації користуємося визначенням коефіцієнтів гармонік ряду Фур'є [3]. Проте в літературі розглянуті частинні випадки і значно спрощені характеристики нелінійностей. На практиці нелінійна статична характеристика має більш складний вигляд (рис. 1), коли центр зони нечутливості S_0 зміщений відносно нульового значення вхідного гармонічного сигналу, коефіцієнти нахилу гілок статичної характеристики не рівні між собою ($K_1 \neq K_2$) і має місце несиметричність зони насичення ($B_1 \neq B_2$). Щоб розв'язати ці складні задачі потрібно розробити математичне обґрунтування параметрів сигналів як на вході так і виході нелінійності з урахуванням нерегулярності і наявності шумів.

Постановка завдання

Метою дослідження є синтез алгоритму ідентифікації нелінійності на основі отримання сукупності характерних точок її статичної характеристики і їх статистичного опрацювання для розімкнутих і замкнутих систем.

Результати дослідження

Розглянемо аналітичне визначення амплітуди першої гармоніки сигналу з виходу об'єкта, що представляє собою безінерційну ланку з однозначною статичною характеристикою, при подачі на вхід гармонійного сигналу $x_{BX} = A \sin \omega t$ і приведемо графічну інтерпретацію проходження сигналу через нелінійний елемент (рис. 1).

У відповідності з припущеннями, прийнятими в методі гармонічної лінеаризації, вихідний сигнал об'єкта представляє собою першу гармоніку розкладання в ряд Фур'є:

$$y_{\text{ВХ}}(t) = f(x_{\text{ВХ}}) = f(A \sin \omega t) \approx y_{\text{ВХ}} \delta_1 = q(A) \sin \omega t + b(A) \cos \omega t, \quad (1)$$