

## СИНТЕЗ СКЛАДНИХ ДІАГРАМ НАПРАВЛЕНОСТІ ПРИ ПРЕДСТАВЛЕННІ АМПЛІТУДНО-ФАЗОВОГО РОЗПОДІЛУ ПРОСТОРОВИМ ЕКСПОНЕНТНИМ РЯДОМ ФУР'Є

This article was reviewed synthesis of complex diagrams of the amplitude-phase distribution of the spatial експонентным Fourier series

В данной статье был рассмотрен синтез сложных диаграмм направленности при представлении амплитудно-фазового распределения пространственным експонентным рядом Фурье

*Ключові слова:* блок високої частоти, діаграмами направленності, функція невизначеності

**Введення.** Можливості траекторних радіосистем зі складними діаграмами направленності диктують необхідність розглянути синтез складних діаграм направленності при представленні амплітудно-фазового розподілу просторовим експонентним рядом Фур'є.

**Основна частина.** Для розгляду особливостей просторово-часової обробки при підході, що розглядається нами, скористаємося широко використовуваними в теорії синтезу антен розкладанням амплітудно-фазового розподілу в просторовий експонентний ряд Фур'є

$$\eta_k(x) = \exp\left\{jk \frac{\pi}{x_M} x\right\}. \quad (1)$$

Це приводить до наступних значень парціальних розподілів

$$f_k(x) = \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (2)$$

і до наступного виду виразу для діаграми направленності

$$F(\theta; t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{kl} \xi_l(t) \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (3)$$

Представимо діаграму направленності у вигляді

$$F(\theta; t) = |F(\theta; t)| \exp\{j\varphi(\theta; t)\} \quad (4)$$

і перетворюємо до виду

$$F(\theta; t) = \sum_k F_k(t) \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (5)$$

де

$$F_k(t) = F(k\Delta\theta; t) = \sum_l C_{kl} \xi_l(t), \quad (6)$$

або

$$F_k(t) = F_0 \exp\{j\varphi_k(t)\} = F_0 \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\}, \quad (7)$$

приходимо до наступного запису виразу для діаграми направленості

$$F(\theta; t) = F_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (8)$$

Дана діаграма направленості отримана з умови реалізації вимоги безперервного спостереження за всім сектором огляду. Отримуємо

$$F(\theta; t) = F_0 \exp\{j\varphi(\theta; t)\} = \left| F_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \times \right. \quad (9)$$

$$\left. \times \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta) \right| \exp\{j\varphi(\theta; t)\},$$

зауважуємо, що для задоволення безперервного огляду необхідно, щоб

$$\left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta) \right| = 1, \quad (10)$$

Враховуючи, що  $\Delta\theta = \frac{1}{2x_M}$ , (10) можна представити у вигляді виразу

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta) \right| \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \cong 1, \quad (11)$$

яке точно збігається з (10) у точках дискретизації діаграми направленості  $k\Delta\theta$ . Як впливає з (11) амплітудна характеристика діаграми направленості (8)

$$|F(\theta; t)| = F_0, \quad |\theta| \leq \theta_M$$

має постійне значення в секторі огляду, задовольняючи пред'явленому до вимірювальної радіосистеми вимоги безперервного спостереження за всім сектором огляду  $2\theta_M$ .

Враховуючи, що необхідна діаграма направленості  $F(\theta; t)$  задана в області  $[-\theta_M; \theta_M]$  й при розміщенні на інтервалі визначення діаграми направленості великої кількості точок дискретизації, при представленні  $F(\theta; t)$  можна зневажити крайовими ефектами й обмежитися тільки тими членами ряду (8), які попадають у діапазон реальних кутів

$$F(\theta; t) = F_0 \sum_{k=-m}^m \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (12)$$

$$2m+1 = 2x_M 2\theta_M \gg 1 \quad (13)$$

Структурна схема системи формування діаграми направленості (12) представлена на рис. 1. У даній схемі присутній пристрій, що здійснює формування в'ялової діаграми направленості

$$F(\theta) = F_0 \sum_{k=-m}^m \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (14)$$

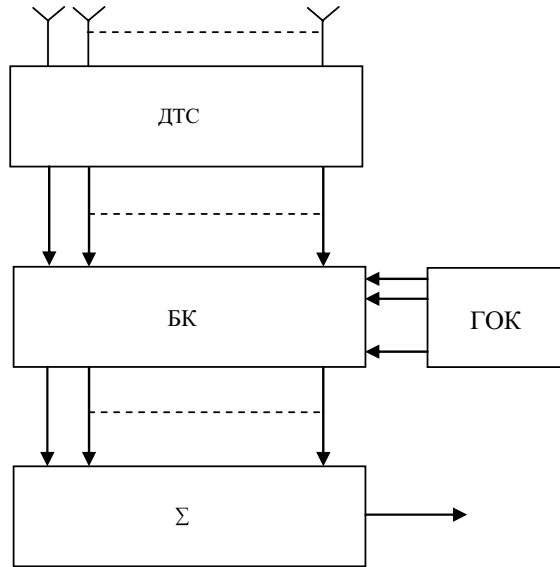


Рис. 1. Узагальнена структурна схема системи формування складної діаграми направленості з діаграмотворчою схемою

Цей пристрій на рисунку позначене як діаграмотворча схема (ДТС). Сигнали з виходу каналів діаграмотворчої схеми надходять у блок кодування (БК), керований сигналами генератора ортогональних кодів (ГОК), а формування діаграми направленості (12) здійснюється на виході суматора.

Перейдемо до розгляду можливості реалізації другої вимоги, запропонованої до системи – вимоги забезпечення заданої роздільної здатності. Для цього запишемо вираз для функції невизначеності діаграми направленості (12)

$$\Psi(\theta_1; \theta_2) = c \left| \int_{-T}^T F(\theta_1; t) F^*(\theta_2; t) dt \right| =$$

$$= c \left| \sum_{k=-m}^m \sum_{l=-m}^m \text{sinc} 2\pi x_M(\theta_1 - k\Delta\theta) \text{sinc} 2\pi x_M(\theta_2 - l\Delta\theta) \times \int_{-T}^T \exp\{j[\varphi_k(t) - \varphi_l(t)]\} dt \right|. \quad (15)$$

Як випливає з виразу (15) задоволення вимоги забезпечення заданої величини роздільної здатності системи може бути задоволене тільки при взаємній ортогональності функцій  $\{\exp j\varphi_k(t)\}$  парціальних розподілів  $\{f_k(\theta)\}$

$$\left| \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \exp\{j[\varphi_k(t) - \varphi_l(t)]\} dt \right| \ll 1, k \neq l, \quad (16)$$

с урахуванням чого функція невизначеності діаграми направленості (12) здобуває вид

$$\Psi(\theta_1; \theta_2) \cong \sin c 2\pi x_M (\theta_1 - \theta_2). \quad (17)$$

Функція невизначеності складної діаграми направленості збігається з теоретично граничною [1, 2]. Це вказує на можливість реалізації системами зі складними діаграмами направленості своїх потенційних можливостей.

Комплексування фази кожної з ортогональних просторових складових діаграми направленості  $f_k(\theta)$  ортогональними функціями  $\varphi_k(\theta)$  уможливорює при обробці сигналів об'єднання всіх просторових каналів обробки в один загальний з можливістю їх подальшого поділу на будь-якому етапі лінійної обробки за допомогою системи оптимальних фільтрів або кореляторів. Це приводить до значного спрощення системи обробки в порівнянні зі звичайно використовуваною багатоканальною системою просторово-часової обробки, що містить  $(2m + 1)$  високочастотних часових каналів [3].

Структурна схема системи формування й стиснення складної діаграми направленості представлена на рис. 2. Відповідно до (14) система містить антенні решітки з діаграмотворчою схемою (ДТС) направленості, що формує діаграму (14).

На виході кожного з  $2m + 1$  каналів діаграмотворчої схеми встановлені фазові модулятори (ФМ). Вихідні ефекти всіх просторових каналів поєднуються шляхом установки суматора  $[\Sigma]$  на виході модуляторів. Відповідно до (16) на кодї суматора монохроматичні сигнали, що приходять із різних напрямків сектору огляду, що й відповідно знімаються з різних виходів діаграмотворчої схеми взаємоортогональні.

$$S_k(t) = S_{ok} \exp \{ j [ 2\pi f_0 t + \varphi_k(t) + \varphi_0 ] \} \quad (18)$$

Подальша обробка сигналів (18) здійснюється в загальному каналі часової обробки, що містить блок високої частоти (БВЧ), блок кореляційних каналів обробки (БКК) і вирішальний пристрій (ВП). Довільний корелятор здійснює над сумарним коливанням  $u_\Sigma(t)$ , що надходять із виходу загального каналу операцію, що впливає

$$Y_k = \left| \int_{-T}^T u_\Sigma(t) S_0 \exp \{ -j [ 2\pi f_0 t - \varphi_k(t) ] \} dt \right|. \quad (19)$$

Діаграма направленості  $F(\theta; t)$ , що перекриває сектор огляду  $2\theta_M$  (12), формується даною схемою на виході суматора й має функцію невизначеності, обумовлену виразом (17), що дозволяє впевнено здійснювати розрізнення сигналів при їхньому кутовому розносі не меншому постійний кутового розрізнення  $\Delta \theta$ .

Таким чином, даною схемою здійснюється й стиснення діаграми направленості. При цьому коефіцієнт стиснення  $K_{\text{сжс}}$  [4, 5] повністю визначається величиною просторової бази складної діаграми направленості (14)

$$K_{\text{сум}} = \frac{2\theta_M}{\Delta\theta} = 2m + 1 = 2x_M 2\theta_M. \quad (20)$$

Багатоканальна кореляційна обробка може бути замінена одноканальною у випадку, якщо здійснити кодування вихідних сигналів діаграмотворчої схеми таким чином, щоб значення каналу було закодоване в часі затримки сигналу [1, 4]. Для цього система функцій, що модулюють, повинна мати циклічний  $2T$ -періодичний характер

$$\varphi_k(t) = \varphi_0(t - k\Delta t), \quad (21)$$

$$\varphi_0(t) = \varphi_0(t - i2T), i = -\infty, \dots, \infty. \quad (22)$$

У цьому випадку метод оптимальної фільтрації дозволить здійснити формування вихідного ефекту (19) з використанням замість багатоканальної схеми (рис. 2) одного каналу часової обробки сигналів, у якому встановлений оптимальний фільтр із імпульсною характеристикою

$$h(t) = \Pi \left[ \frac{t}{T} \right] S_0 \exp \{ -j[\omega_0 t - \kappa_0(t)] \}, \quad (23)$$

що дозволяє послідовно в часі відтворити всі вихідні ефекти блоку кореляційних каналів схеми рис. 2, тому що в моменти часу  $t = k\Delta t + i2T$  він виявляється погодженим із сигналом, що надходять із  $K$ -го каналу діаграмотворчої схеми.

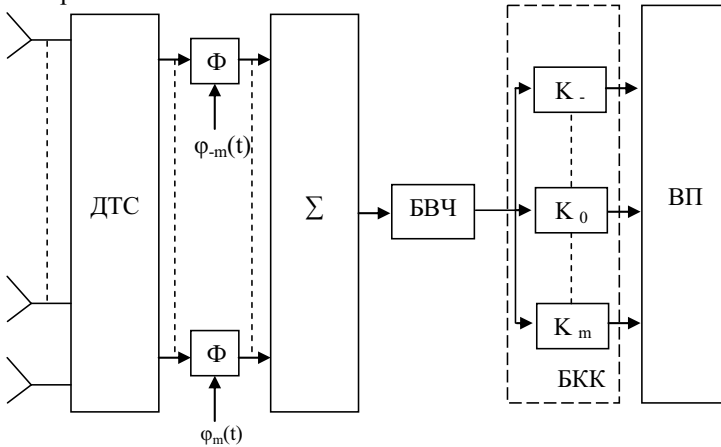


Рис. 2. Структурна схема системи формування і стиснення складної діаграми направленості з кореляційними каналами обробки сигналів

Таким чином, промодулювавши парціальні розподіли діаграми направленості (12) ортогональними коливаннями (16), у якості яких обрані циклічні (21),  $2T$  – періодичні (22) функції, ми здійснимо перетворення просторового (по координаті –  $\theta$ ) розподілу полів, що надходять із різних напрямків сектору огляду, у часовий (по координаті –  $t$ ) розподіл сигналів на виході системи обробки. Структурна схема системи формування й стиснення

складної діаграми направленості з використанням загального каналу часової обробки, що містить оптимальний фільтр (ОФ) і амплітудний детектор (АД) представлена на рис. 3. Сформована при цьому на виході суматора (  $\Sigma$  ) діаграма направленості (12) здобуває вид

$$F(\theta; t) = F_0 \sum_{k=-m}^m \exp\{j\varphi_0(t - k\Delta t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (24)$$

Враховуючи, що точки дискретизації діаграми направленості (24) обрані відповідно до вимог теореми Котельникова ( $\Delta\theta = 1/2x_M$ ) й вважаючи, що кількість точок дискретизації діаграми направленості на інтервалі  $2\theta_M$  рівна

$$\frac{2\theta_M}{\Delta\theta} = 2m + 1, \quad (25)$$

і збігається із числом часових інтервалів  $\Delta t$  на інтервалі  $2T$

$$\frac{2T}{\Delta t} = 2m + 1, \quad (26)$$

можна від ряду (24) перейти до безперервної функції, яку він представляє. Тоді (24) перетвориться до виду

$$F(\theta; t) = F_0 \exp\left\{j\varphi_0\left(t - \theta \frac{T}{\theta_M}\right)\right\}, |\theta| \leq \theta_M. \quad (27)$$

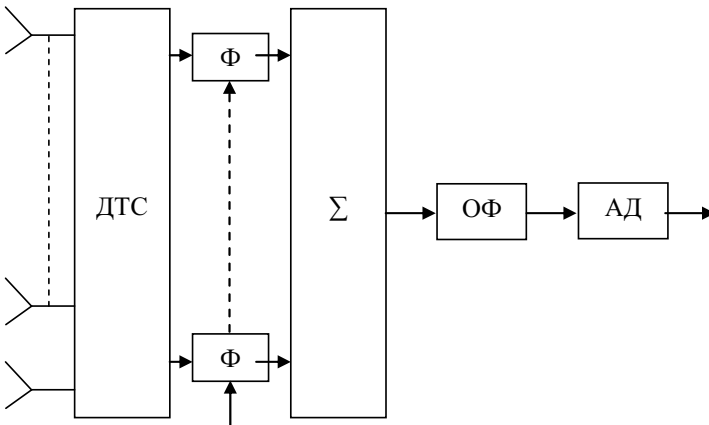


Рис. 3. Структурна схема системи формування і стиснення складної діаграми направленості з загальним часовим каналом обробки сигналів

Вираз (27) описує собою складну діаграму направленості, сформовану схемою рис. 3.1 з постійною в секторі огляду амплітудною характеристикою, що реалізує безперервне спостереження за всім сектором огляду. Можливість стиснення діаграми направленості (27), що реалізує необхідну роздільну здатність, здійснюється за рахунок формування зміннофазної фазової характеристики діаграми направленості

$$\varphi(\theta; t) = \varphi_0(t - \theta \frac{T}{\theta_M}),$$

шляхом фазової модуляції діаграми направленості на інтервалах її існування, що забезпечує одержання вузької функції невизначеності діаграми направленості, обумовленою величиною спектру просторових частот  $2x_M$ . Як випливає з (17), ширина невизначеності відповідає необхідній величині постійній розрізнення

$$\lambda_\theta \left\{ c \int_{-T}^T F(\hat{\theta}; t) F^M(\theta + \theta; t) dt \right\} = \frac{1}{2x_M}. \quad (28)$$

**Висновки.** Таким чином, використання при розкладанні амплітудно-фазового розподілу базисної системи просторових експоненціальних функцій (1) привело до реалізації системи формування складної діаграми направленості у вигляді багатоканальної системи просторової обробки сигналів, представленої діаграмотворчою схемою, а використання для модуляції парціальних розподілів діаграми направленості ортогональних (16), циклічних (21),  $2T$  – періодичних (22) функцій, що визначають структуру часової обробки, привело до можливості заміни багатоканальної часової обробки, властивої звичайно використовуваним системам огляду й пеленгування [3], одноканальної, зберігши можливість паралельного огляду простору за рахунок перетворення просторового розподілу сигналів (полів) на вході системи просторово-часової обробки в часовий розподіл на виході системи обробки [6].

1. *Фалькович С.Е.* Оценка параметров сигнала / *С.Е. Фалькович* –М.: Советское радио, 1970. – 336 с.
2. *Вопросы статистической теории радиолокации / [Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др.]; под ред. Г.П. Тартаковского.* – М.: Сов. радио, Т.1, 1963, – 424 с., Т.2, 1964, – 1080 с.
3. *Фалькович С.Е.* Статистическая теория измерительных радиосистем / *С.Е. Фалькович, Э.Н. Хомяков.* – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.
4. Розробка матеріалів аванпроекту на ЗККС в частині створення антенно-фідерного пристрою та участь в проведенні випробувань макету ЗККС в польових умовах реального полігону при дії завод: звіт про НДР (заклучний): 14-27, 54-66 / ДП «Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління»; керів. *Козелков С.В.; викон. Козелкова К.С.* – К., 2008. – 115 с.
5. *Ширман Я.Д.* Разрешение и сжатие сигналов / *Ширман Я.Д.* – М.: Советское радио, 1974. – 360 с.
6. *Илюшко В.М.* Исследование возможностей управления закрепленной орбитальной группировкой космических аппаратов единым центром управления полетами / *В.М. Илюшко, Е.С. Козелкова* // Системи обробки інформації. – Х.: ХВУ. – 2004. – Вип. 2. – С. 86–90.

Поступила 21.03.2011р.