

УДК 621.396

К.С. Козелкова

Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління, Київ

РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ФОРМУВАННЯ ДИСКРЕТНО-КОДОВАНИХ СКЛАДНИХ ЗОНДУВАЛЬНИХ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИХ СИГНАЛІВ

Стаття присвячена питанню розробки алгоритмів формування дискретно-кодovаних складних зондувальних просторово-часових сигналів.

Ключові слова: амплітудно-фазовий розподіл, діаграми направленості, просторово-часові сигнали.

Вступ

Реалізація алгоритмів формування дискретно-кодovаних складних зондувальних просторово-часових сигналів ґрунтується на використанні діаграмотворчих схем. Це приводить до досить своєрідної структури формованих у секторі огляду просторово-часових сигналів.

Основна частина

Відповідно до загального алгоритму формування складних зондувальних сигналів для формування дискретно-кодovаних сигналів скористаємося дискретним представленням діаграми направленості і фазової характеристики діаграми направленості представимо у вигляді фазоманіпульованою на $0; \pi$ псевдовипадковій послідовності з періодам 2π , числом елементів N і тривалістю елемента $\tau_0 = 2T/N$. При цьому будемо вважати, що кількість елементів послідовності N збігається із числом дискрет діаграми направленості, тобто

$$N = 2m + 1. \quad (1)$$

Це приводить до наступної залежності елементів часової τ_0 й просторової $\Delta\theta$ дискретизації

$$\tau_0 = \Delta\theta \frac{T}{\theta_M}; \quad \Delta\theta = \tau_0 \frac{\theta_M}{T}. \quad (2)$$

З урахуванням цього приходимо до відомих виразів для фазової характеристики діаграми направленості і власне для діаграми направленості, яка тепер використовується не для обробки сигналів, а в режимі випромінювання (формування) зондувальних сигналів

$$F(\theta; t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-m}^m \sum_{l=-n}^n F_0 \times a_l \Pi \left[\frac{t - (1+k)\tau_0 - i2T}{\tau_0} \right] \sin c 2\pi \chi_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (3)$$

$$|\theta| \leq \theta_M.$$

Формований при цьому зондувальний фазоманіпульований просторово-часовий сигнал буде мати

вигляд [1]

$$S(t; \theta) = S_0 \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-m}^m \sum_{l=-n}^n a_l \exp\{j(\omega_0 t + \varphi_0)\} \times \Pi \left[\frac{t - (1+k)\tau_0 - i2T}{\tau_0} \right] \sin c 2\pi \chi_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (4)$$

$$|\theta| \leq \theta_M.$$

Амплітудно-фазовий розподіл, що реалізує діаграму направленості (3) і сигнал (4) і обумовлене як перетворення Фур'є діаграми направленості $F(\theta; t)$, здобуває вид

$$I(\chi; t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-m}^m \sum_{l=-n}^n S_l e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \times a_l \Pi \left[\frac{t - (1+k)\tau_0 - i2T}{\tau_0} \right] \exp\{j2\pi k\Delta\theta\chi\}, \quad |\chi| \leq \chi_M. \quad (5)$$

Враховуючи, що реалізація даних алгоритмів здійснюється дискретними розкривами (антенними решітками), розглянемо $I(\chi; t)$ у вигляді його дискретної представлення (по координаті χ), представляючи його у вигляді послідовності дискретних відліків з інтервалом дискретності $\Delta\chi = 1/2\theta_M$. Так як довжина розкриву $2\chi_M$ значно перевершує інтервал дискретизації $\Delta\chi (2\theta_M 2\chi_M) \gg 1$, то нехтуючи крайовими ефектами, обмежимося тільки тими членами ряду $I(\chi; t)$, які попадають у діапазон реального розкриву $\chi \in [-\chi_M; \chi_M]$

$$I(\chi; t) = \sum_{j=-m}^m I(j\Delta\chi; t) \sin c 2\pi \theta_M (\chi - j\Delta\chi), \quad (6)$$

де значення $I(j\Delta\chi; t)$, обумовлені з виразу (5), мають вигляд

$$I(j\Delta\chi; t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-m}^m \sum_{l=-n}^n S_j a_l \Pi \left[\frac{t - (1+k)\tau_0 - i2T}{\tau_0} \right] \times \exp\{j2\pi [f_0 t - k\Delta\theta j\Delta\chi]\}. \quad (7)$$

При такій представленні амплітудно-фазового розподілу (5) (з урахуванням випромінюваного високочастотного коливання) зондувальний сигнал

$S(t; \theta)$ визначається в такий спосіб

$$S(t; \theta) = \int_{-z_M}^{z_M} I(\chi; t) \exp\{j2\pi\theta\chi\} d\chi, \quad (8)$$

що з урахуванням (6) і з урахуванням того, що

$$\int_{-z_M}^{z_M} \sin c 2\pi\theta_M (\chi - j\Delta\chi) \exp\{j2\pi\theta\chi\} d\chi \cong \exp\{j2\pi\theta j\Delta\chi\} \quad (9)$$

приводить до наступних значень зондувального сигналу (8), формованого на окремих дискретних напрямках $k\Delta\theta$ сектору огляду $[-\theta_M; \theta_M]$

$$S(t; k\Delta\theta) = \sum_{j=-m}^m I(j\Delta\chi; t) \exp\left\{j2\pi \frac{k}{2\chi_M} - \frac{j}{2\theta_M}\right\}. \quad (10)$$

Таким чином, формування зондувального просторово-часового сигналу здійснюється шляхом дискретного перетворення Фур'є амплітудно-фазового розподілу так само як у випадку безперервних розкриттів реалізується багатоканальними діаграмотворчими схемами, що формують віяло діаграм направленості типу $\sin c 2\pi\chi_M(\theta - k\Delta\theta)$ [1].

Система, що реалізує алгоритм формування фазоманіпульованого зондувального просторово-часового сигналу (3), представлена на рис. 1. [2]. Діаграмотворча схема (ДТС) формує віяло діаграм направленості

$$F(\theta) = \sum_{k=-m}^m \sin c 2\pi\chi_M(\theta - k\Delta\theta). \quad (11)$$

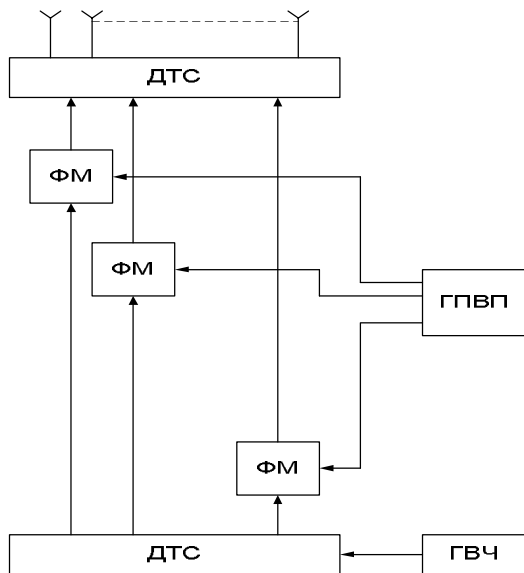


Рис. 1. Схема формування фазоманіпульованих зондувальних просторово-часових сигналів

Монохроматичні сигнали

$$S(t) = S_0 \exp\{j(\omega_0 t + \varphi_0)\}$$

від генератора високої частоти (ГВЧ) через розподільний пристрій (РП) подаються, через керовані фазові маніпулятори (ФМ) на вхід діаграмотворчої схеми.

На керуючі входи фазових маніпуляторів від генератора псевдовипадкових послідовностей (ГПВП) подаються зрушені одне щодо одного на ціле число часових інтервалів $k\Delta\theta \frac{T}{\theta_M}$ псевдовипадкові послідовності, що здійснюють фазову маніпуляцію на $0; \pi$ монохроматичних коливань частоти ω_0 .

Структура сформованого в секторі огляду $2\theta_M$ сигналу (4) досить своєрідна [2, 3]. Вона повністю подібна структурі сигналів, формованих у системах просторово-часової обробки з дискретно кодованими (фазоманіпульованими) діаграмами направленості на виході суматора. У кожному з фіксованих напрямків $\theta_s = k\Delta\theta \in [-\theta_M; \theta_M]$, що збігаються із точкою дискретизації діаграми направленості (11), формується фазоманіпульований сигнал

$$S(t; \theta_s) = S(t; k\Delta\theta) = S_0 e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-n}^n a_l \Pi \left[\frac{t - (l+k)\tau_0 - i2T}{\tau_0} \right], \quad (12)$$

відмінний від сигналів, формованих на інших напрямках дискретизації $\theta_j = j\Delta\theta$, тільки часовим зсувом на величину

$$\Delta t_{kj} = |k - j|\Delta\theta \frac{T}{\theta_M}.$$

На напрямках діаграми, що $\theta_s \neq k\Delta\theta$ не збігаються з напрямками дискретизації, направленості, формується просторово-часовий сигнал, що представляє собою набір цілого ряду однакових за структурою сигналів, кожний з яких випромінюється в даному напрямку як головними пелюстками (двома) діаграми направленості, так і бічними пелюстками, формованими $2m+1$ на даному напрямку, теоретично всіма променями діаграми направленості. Таким чином, у формуванні зондувального сигналу на напрямку, не пов'язаному з напрямком дискретизації діаграми направленості, бере участь уся діаграма направленості (11), усі її парціальні складові. Це звичайно справедливо, і при використанні чисто монохроматичних коливань, коли в схемі рис. 1 відсутні керовані фазові маніпулятори. Однак, у цьому випадку за рахунок взаємної компенсації когерентних монохроматичних коливань, випромінюваних бічними пелюстками, у кожному напрямку сектору огляду випромінюється монохроматичне коливання постійної амплітуди. При формуванні фазоманіпульованих просторово-часових сигналів кожна пелюстка випромінює фазоманіпульований сигнал, зрушений за часом щодо сигналів, випромінюваних іншими пелюстками на величину $k\Delta t$. Відповідно таку ж структуру мають сигнали на вході системи обробки, прийняті в результаті перевідбиття або перевипромінювання об'єктами, що перебувають у зоні огляду.

Потенційні можливості вимірювальних радіосистем зі складними, зокрема фазоманіпульованими просторово-часовими сигналами визначається спільною просторово-часовою функцією невизначеності [2]. По визначенню така функція невизначеності має вигляд

$$\Psi(\tau; \eta) = c \left| \int_{-T-\theta_M}^T \int_{-\theta_M}^{\theta_M} \dot{S}(t; \theta) \dot{S}^*(t-\tau; \theta-\eta) dt d\theta \right|. \quad (13)$$

Підставляючи в (13) вираз для комплексної обгортаючої фазоманіпульованого просторово-часового сигналу, одержуємо для одного періоду повторення сигналу

$$\Psi(\tau; \eta) = c \left| \sum_{k=-m}^m \sum_{l=-m}^m \sum_{i=-n}^n \sum_{j=-n}^n \int_{-T-\theta_M}^T \int_{-\theta_M}^{\theta_M} a_i a_j \times \right. \\ \left. \Psi(\tau; \eta) = \right. \\ \left. = c \left| \sum_{k=-m}^m \sum_{i=-n}^n a_i^2 \int_{-T}^T \Pi \left[\frac{t-(i+k)\tau_0}{\tau_0} \right] \Pi \left[\frac{(t-\tau)-(i+k)\tau_0}{\tau_0} \right] dt \times \int_{-\theta_M}^{\theta_M} \sin c 2\pi\chi_M(\theta-k\Delta\theta) \sin c 2\pi\chi_M(\theta-\eta-k\Delta\theta) d\theta \right|. \quad (15)$$

Представлені в (15) інтегральні співвідношення по часовій і просторовій координатах є відомими виразами [2], перше з них є функцією невизначеності (часове) $\Psi(\tau)$ псевдовипадкової модулюючої послідовності і визначається тільки структурними властивостями цієї послідовності, друге – є функцією невизначеності (просторової $\Psi(\eta)$) діаграми направленості й визначається тільки її властивостями.

Перетворюючи (15), приходимо до наступного виразу для просторово-часової функції невизначеності зондувальних фазоманіпульованих просторово-часових сигналів

$$\Psi(\tau; \eta) = c \left| \sum_{k=-m}^m \Psi_k(\tau) \Psi(\eta) \right| = \\ = c \left| \sum_{k=-m}^m \Psi(\tau - k\tau_0) \sin c 2\pi\chi_M \eta \right|, \quad (16)$$

де $\Psi_k(\tau)$ – автокореляційна функція одного з фазоманіпульованих сигналів, що входить до складу (4), що й представляє собою автокореляційну функцію псевдовипадкової послідовності, зрушеної за часом щодо опорної послідовності ($k=0$) на величину $\Delta t_k = k\tau_0$

$$\Psi(\tau - k\tau_0) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau - k\tau_0|}{\tau_0}; & |\tau - k\tau_0| \leq \tau_0; \\ \frac{1}{N}; & |\tau - k\tau_0| > \tau_0. \end{cases} \quad (17)$$

Для одержання доступних для огляду результатів і можливості порівняння виразу (16) із загальним виразом функції невизначеності складних просторово-часових сигналів замінимо функцію (17) якоюсь еквівалентною функцією типу $\sin c x$. Тоді, підставляючи

$$\times \Pi \left[\frac{t-(i+k)\tau_0}{\tau_0} \right] \sin c 2\pi\chi_M(\theta-k\Delta\theta) \times \\ \times \Pi \left[\frac{(t-\tau)-(j+1)\tau_0}{\tau_0} \right] \sin c 2\pi\chi_M[(\theta-\eta)-l\Delta\theta] dt d\theta \Big|. \quad (14)$$

Враховуючи ортогональність функцій $\sin c x$ для різних точок дискретизації діаграми направленості ($k \neq l$) й ортогональність зрізуючих функцій $\Pi(t)$ для незбіжних інтервалів часу ($i \neq j$), обумовлену структурними властивостями використовуваної модулюючої псевдовипадкової послідовності (14) можна привести до такого вигляду:

$$\Psi(\tau - k\tau_0) \cong \sin c 2\pi F_M(\tau - k\tau_0) \quad (18)$$

в (16), одержуємо

$$\Psi(\tau; \eta) \cong c \left| \sum_{k=-m}^m \sin c 2\pi F_M(\tau - k\tau_0) \sin c 2\pi\chi_M \eta \right|, \quad (19)$$

а також

$$\tau = \eta \frac{T}{\theta_M}; \quad \eta = \tau \frac{\theta_M}{T}, \quad (20)$$

що безпосередньо слідує з (2).

З урахуванням цього (19) перетворюється до наступного виду

$$\Psi(\tau; \eta) = \Psi(\eta) = \left| \sum_{k=-m}^m \sin c 2\pi\chi_M(\eta - k\Delta\theta) \sin c 2\pi\chi_M \eta \right| = \\ = \left| \sin c^2 2\pi\chi_M \eta \right|; \quad (21)$$

$$\Psi(\tau; \eta) = \Psi(\tau) = \left| \sum_{k=-m}^m \sin c 2\pi F_M(\tau - k\tau_0) \sin c 2\pi F_M \tau \right| = \\ = \left| \sin c^2 2\pi F_M \tau \right|. \quad (22)$$

Висновки

З урахуванням використовуваних наближень (18) просторово-часова функція невизначеності складних дискретно кодованих фазоманіпульованих просторово-часових сигналів (21), (22) повністю збігається з виразом для функції невизначеності складних просторово-часових сигналів і відрізняється від функції невизначеності звичайно використовуваних просторово-часових сигналів, яка описується функцією типу $\sin c x$. Це вказує на можливість поліпшення якісних характеристик вимірювальних систем зі складними дискретно кодованими сигналами в порівнянні зі звичайно використовуваними системами [2].

Список літератури

1. Козелкова Е.С. Анализ методов маршрутизации в сети обмена информацией многоспутниковых низкоорбитальных систем / Е.С. Козелкова, В.П. Тарохтей, Ю.В. Тарохтей // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – Х.: ХУПС, 2006. – Вип. 1(7). – С. 82-84.

2. Козелкова Е.С. Анализ устойчивости нелинейной угломестной системы КИС РТК / Е.С. Козелкова // Системы обработки информации. – Х.: ХУПС. – 2010. – Вип.

6(87). – С. 107–108.

3. Ковтуненко А.П. Основы анализа сложных технических систем. Теория и приложения / А.П. Ковтуненко, В.В. Зубарев. – К.: 2009. – 406 с.

Надійшла до редколегії 19.05.2011

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ ДИСКРЕТНО КОДИРУЕМЫХ СЛОЖНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ

К.С. Козелкова

Статья посвящена вопросу разработки алгоритмов формирования дискретно кодируемых сложных зондирующих пространственно-временных сигналов.

Ключевые слова: амплитудно-фазовое распределение, диаграммы направленности, пространственно-временные сигналы.

DEVELOPMENT OF ALGORITHMS OF FORMING OF THE DISCRETELY ENCODED DIFFICULT SOUNDINGS SPATIO-TEMPORAL SIGNALS

K.S. Kozelkova

The article is devoted the question of development of algorithms of forming of the discretely encoded difficult soundings spatio-temporal signals.

Keywords: амплитудно-фазовое distributing, diagrams of orientation, spatio-temporal signals.