

В.І. Васишин, В.В. Лютов, А.І. Шкода, А.П. Глушко

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

АНАЛІЗ ВПЛИВУ ВІКОННИХ ФУНКЦІЙ НА ТОЧНІСТЬ ОЦІНЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАННЯ ПРИ ПОПЕРЕДНЬОМУ ФОРМУВАННІ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПРОМЕНІВ

У статті наведені чисельні оцінки точності визначення координат джерел радіовипромінювання методом Root-MUSIC при здійсненні попередньої обробки сигналів шляхом формування ортогональних променів в залежності від відношення сигнал/шум, вибору віконних функцій, розташування джерел. Результати аналізу можуть бути використані для вдосконалення радіотехнічних систем, що використовують дискретне (швидко) перетворення Фур'є, таких як система радіозв'язку з МІМО–OFDM.

Ключові слова: простір променів, ортогональні промені, вікна, методи спектрального аналізу, власні вектори, власні значення, МІМО система.

Вступ

В сучасних радіотехнічних системах (РТС) передавання інформації та в вимірювальних РТС для опису, аналізу та перетворення повідомлень і сигналів широко застосовується геометричне подання, при якому сигнали розглядаються як елементи деякого простору. Математичною основою для цього є функціональний аналіз [1].

Поняття просторів, базису, норми, метрики, дозволяють формалізувати процеси, пов'язані з передаванням та прийманням сигналів в РТС [1–3].

Сучасні методи обробки сигналів та полів в РТС використовують розкладення простору подання сигналів на ортогональні підпростори. Розкладення сигналів (полів) можливе в базисі власних векторів (ВВ) кореляційної матриці (КМ) спостережень (або сингулярних векторів матриці спостережень) чи в інших базисах, які можуть бути ортогоналізовані по методу Грама-Шмідта [1; 3].

Власні значення (ВЗ) та ВВ КМ спостережень отримують у результаті її спектрального розкладення та використовуються при реалізації сучасних методів спектрального аналізу (СА) [1–4], обробці зображень, розпізнаванні образів (розпізнаванні сигналів або зображень), оцінці параметрів складних сигналів, в системах радіозв'язку з МІМО (multiple input-multiple output – системах, що використовують антенну решітку на передавальній та приймальній стороні) для променеформування, оцінки зсуву несучої частоти, стану каналу зв'язку, в методах подавлення шуму (noise reduction) в спостереженні (SSA – singular spectrum analysis) та на зображенні, та в ряді інших додатків [1–7].

Прикладами сучасних методів СА є так звані власноструктурні методи (eigenstructure methods), які також називають методами, основаними на під-

просторах ВВ (subspace-base) – MUSIC, Min-Norm, ESPRIT, Root-MUSIC, Root-Min-Norm [1–4].

СА в РТС з фазованими чи цифровими антенними решітками можливий безпосередньо по вибірках сигналів, отриманих з виходів антенних елементів та на виході діаграмоутворюючих схем (ДВС). У першому випадку обробку сигналів називають обробкою в просторі елементів (elementspace), у другому – у просторі променів (beamspace) [1; 7–8].

Обробка в просторі променів є одним з прикладів попередньої обробки сигналів [4]. Іншими прикладами є використання методів просторового згладжування, методу SSA, ортогоналізації по Граму-Шмідту і т.д. [1; 4].

Обробка в просторі променів дозволяє зменшити обчислювальну складність методів, основаних на підпросторах ВВ, з $O(M^3)$ операцій комплексного множення, де M – кількість елементів антенної решітки (АР), до $O(M_b^3)$, де $M_b < M$ – число формуємих променів (beams). Для формування променів в РТС може використовуватися дискретне перетворення Фур'є (ДПФ), витягнуті дискретні сфероїдальні функції (DPSS – discrete prolate spheroidal sequence) [1; 7–8].

Разом з тим використання ДПФ дозволяє формувати промені, рівень бічних пелюсток (РБП) яких складає 13,5 дБ. Для зменшення РБП використовуються різноманітні віконні функції [9–11]. Використання ДПФ характерне і в системах зв'язку з МІМО, що використовують ортогональне частотне дискретне мультиплексування (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3; 11–12]. Разом з тим вплив віконних функцій на точність оцінювання кутових координат джерел випромінювання при реалізації методів СА в просторі променів з використанням ДПФ досліджено недостатньо.

Тому **мета даної роботи** – аналіз впливу віконних функцій на точність оцінювання кутових координат джерел випромінювання методами СА при попередньому формуванні ортогональних променів з використанням ДПФ.

Основна частина

Вважаємо, що на лінійну еквідистантну антенну решітку (ЛЕАР) з M елементів надходять сигнали від V джерел радіовипромінювання, що знаходяться в дальній зоні АР. В якості корисних сигналів можуть виступати сигнали РТС (для систем пеленгації, радіомоніторингу) або сигнали джерел шумового випромінювання [1]. Шум спостереження передбачається стаціонарним випадковим процесом з нульовим середнім. Він також вважається просторово та за часом білим. $M \times 1$ вектор спостережень може бути представлений як [1–3]:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (1)$$

де $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_V)]$ – $M \times V$ матриця векторів хвильового фронту сигналів джерел радіовипромінювання; $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_V]^T$ – $V \times 1$ вектор напрямків надходження (НН) сигналів джерел випромінювання. Крім того, $\mathbf{s}(t)$ – $V \times 1$ вектор сигналів; $\mathbf{n}(t)$ – $M \times 1$ вектор адитивного шуму; $\omega = 2\pi d u / \lambda$ – фазовий зсув між елементами АР; $u = \sin \theta$, d – відстань між антенними елементами; λ – довжина хвилі; $(\cdot)^T$ означає операцію транспонування. В загальному вигляді стовпці матриці $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ мають вигляд

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(j\omega), \dots, \exp(j(M-1)\omega)]^T. \quad (2)$$

Такий $M \times 1$ вектор є вектором фазування, що відповідає напрямку θ .

Перетворення до простору променів (ПП) може бути записане як [1; 7–8]:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}_M^H \mathbf{x}(t), \quad (3)$$

де $\mathbf{y}(t)$ – $M_b \times 1$ вектор даних ПП; \mathbf{W}_M – $M \times M_b$ матриця перетворення до ПП. Для того, щоб адитивний шум залишався білим після перетворення до ПП, вимагаємо щоб $\mathbf{W}_M^H \mathbf{W}_M = \mathbf{I}_{M_b}$ [1; 8]. Матриця \mathbf{W}_M визначається як

$$\mathbf{W}_M = \left[\mathbf{a}\left(f \frac{2\pi}{M}\right) : \dots : \mathbf{a}\left((f + M_b - 1) \frac{2\pi}{M}\right) \right], \quad (4)$$

де f – ціле число [7–8]. За умови наявності априорної інформації про НН сигналів або при її отриманні з використанням методу Бартлетта (чи іншого методу) формуються $M_b < M$ променів в напрямках $f \frac{2\pi}{M}, \dots, (f + M_b - 1) \frac{2\pi}{M}$. Використання такої матриці може бути розглянуте як застосування ДУС. ДУС формує сукупність діаграм (променів), що утворює

ортогональну систему функцій на інтервалі видимих кутів. Ортогональній системі $\left\{ \mathbf{a}\left((f + i - 1) \frac{2\pi}{M}\right) \right\}_{i=1}^{M_b}$ відповідає ортогональний базис парціальних векторів АФР.

На рис. 1 для ЛЕАР з $M = 32$ антенних елементів (АЕ) наведені $M_b = 8$ променів (парціальних діаграм), отримані за допомогою \mathbf{W}_M . Кути орієнтування променів $-8/M, \dots, 6/M$. Променями охоплюється кутовий сектор, обмежений вертикальними лініями.

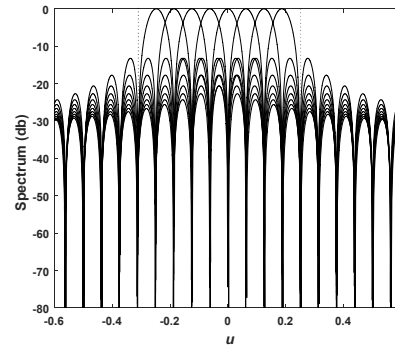


Рис. 1. Ортогональні промені, отримані при використанні ДПФ та прямокутного вікна, $M_b = 8$, $M = 32$

З аналізу рис. 1 видно, що кожна пелюстка (кожна парціальна діаграма направленості) має РБП 13,5 дБ.

Слід зазначити, що в якості променеформуєчої матриці можна використовувати спряжено-центросиметричний варіант матриці \mathbf{W}_M , при якому $\tilde{\mathbf{I}}\mathbf{W} = \mathbf{W}^*$ [8]. Тут $\tilde{\mathbf{I}}$ – матриця обміну, $(*)$ означає комплексне спряження.

КМ ПП $\mathbf{R}_y = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)]$ може бути представлена у вигляді

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{W}^H \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{S} \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})^H \mathbf{W} + \sigma^2 \mathbf{I}_{M_b}, \quad (5)$$

де \mathbf{I}_{M_b} – $M_b \times M_b$ одинична матриця. Вибіркова КМ ПП може бути представлена у вигляді

$$\hat{\mathbf{R}}_y = (1/N) \sum_{t=1}^N \mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t) = \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{W}, \quad (6)$$

де N – число знімків.

Для центральносиметричних АР (таких як ЛЕАР) КМ комплексна та персиметрична. Вона може перетворюватися в дійсну за допомогою матриці \mathbf{W} спряжено симетричної форми. Вибіркова КМ $\hat{\mathbf{R}}_y$ ермітова, але загалом не персиметрична. Дійсна КМ $\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \text{Re}(\hat{\mathbf{R}}_y)$ отримується як $\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{R}}_{fb} \mathbf{W}$, де $\hat{\mathbf{R}}_{fb} = 0.5(\hat{\mathbf{R}} + \tilde{\mathbf{I}}\hat{\mathbf{R}}^*\tilde{\mathbf{I}})$ – оцінка персиметричної КМ. Використання такої матриці дозволяє здійснювати

оцінювання кутових координат джерел, сигнали яких є корельованими.

Спектральне розкладення $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ур}}$ має вигляд

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ур}} = \hat{\mathbf{E}}_{b,s} \hat{\mathbf{\Lambda}}_{b,s} \hat{\mathbf{E}}_{b,s}^T + \hat{\mathbf{E}}_{b,n} \hat{\mathbf{\Lambda}}_{b,n} \hat{\mathbf{E}}_{b,n}^T. \quad (6)$$

Тут стовпці $M_b \times \hat{\mathbf{V}}$ та $M_b \times (M_b - \hat{\mathbf{V}})$ матриць $\hat{\mathbf{E}}_{b,s}$ та $\hat{\mathbf{E}}_{b,n}$ містять сигнальні та шумові ВВ. $\hat{\mathbf{V}} \times \hat{\mathbf{V}}$ та $(M_b - \hat{\mathbf{V}}) \times (M_b - \hat{\mathbf{V}})$ діагональні матриці $\hat{\mathbf{\Lambda}}_{b,s}$ та $\hat{\mathbf{\Lambda}}_{b,n}$ містять $\hat{\mathbf{V}}$ та $M_b - \hat{\mathbf{V}}$ відповідні ВЗ. Для оцінювання числа джерел випромінювання використовуються відомі методи оцінки [1].

Поліном методу Root-MUSIC ПП у загальному вигляді може бути поданий як [1; 7–8]:

$$P_{\text{brm}}(z) = \mathbf{a}^T(z^{-1}) \mathbf{W} \mathbf{\Pi}^\perp \mathbf{W}^H \mathbf{a}(z), \quad (7)$$

де $\mathbf{a}(z) = [1, z, \dots, z^{M-1}]^T$, $\mathbf{\Pi}^\perp = \hat{\mathbf{E}}_{b,n} \hat{\mathbf{E}}_{b,n}^T$ – оператор проектування на підпростір шуму. Порядок поліному (7) рівний $2M - 2$. Поліном Root-MUSIC ПП також може бути представлений у вигляді [7–8]:

$$P_{\text{brm}}(z) = \mathbf{a}^T(z^{-1}) \mathbf{Q}^* \hat{\mathbf{E}}_{b,n} \hat{\mathbf{E}}_{b,n}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{a}(z), \quad (8)$$

де матриця \mathbf{Q} визначається як в [8]. Порядок поліному в цьому випадку $2M_b - 2$. Такий варіант поліному є більш доцільним.

Матриця \mathbf{W}_M відповідає використанню прямокутного вікна (отримується без використання віконної функції). Відомі ряд функцій вікна (вагових вікон), застосування яких дозволяє знизити рівень бічних пелюсток в порівнянні з рівнем, який вони мають у випадку прямокутного вікна. Прикладами вікон є трикутне (Бартлетта), Ханна (Хеннінга), Хеммінга, Натолла, Ланцоша, Кайзера, Кравченко (основані на використанні фінітних атомарних функцій) [9–10]. Таким чином, разом з ДПФ можна використовувати перетворення (вагові вікна) для зниження рівня бічних пелюсток.

Звуження (tapering) при використанні вікна Хеммінга може бути представлене у вигляді $M_b \times (M_b - 2)$ матриці [1; 8]:

$$\mathbf{T}_H = \begin{bmatrix} \gamma & 0 \\ 1 & 0 \\ \gamma & 0 \\ 0 & 0 \\ \vdots & \ddots \\ 0 & \gamma \\ 0 & 1 \\ 0 & \gamma \end{bmatrix}, \quad (9)$$

де $\gamma = 0.426$. Для вікна Ханна (Хеннінга) $\gamma = 0.5$.

Попереднє формування сукупності (віяла) парціальних діаграм з малим рівнем бічних пелюсток за

рахунок використання вагового вікна Хеммінга буде реалізуватися за рахунок матриці

$$\mathbf{W}_H = \mathbf{W} \mathbf{T}_H. \quad (10)$$

Промені, отримані з використанням ДПФ та вікна Хеммінга, приведені на рис. 2.

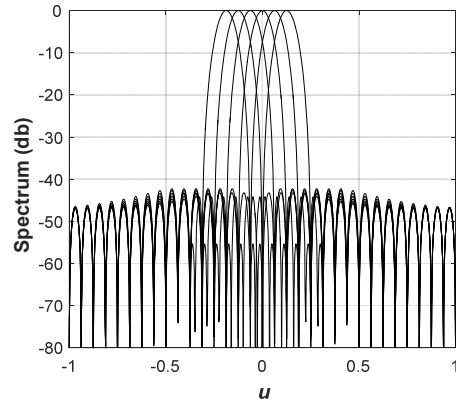


Рис. 2. Промені, отримані з використанням віконної функції Хеммінга

Отримані промені не є ортогональними, так як стовпці матриці \mathbf{W}_H не ортогональні.

З метою ортогоналізації променів матриця \mathbf{W}_H домножується справа на $(\mathbf{T}_H^H \mathbf{T}_H)^{-0.5}$. В результаті отримується матриця $\mathbf{W}_{H_0} = \mathbf{W} \mathbf{T}_H (\mathbf{T}_H^H \mathbf{T}_H)^{-0.5}$, яка дозволяє формувати ортогональні промені. Стовпці такої матриці характеризуються властивістю спряженої центросиметричності [8]. На рис. 3 наведені промені (парціальні діаграми), отримані за умови використання \mathbf{W}_{H_0} .

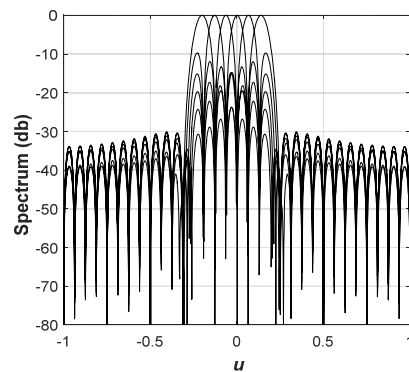


Рис. 3. Ортогоналізована сукупність променів, отримана з використанням \mathbf{W}_{H_0}

З аналізу рис. 3 видно, що ортогоналізація променів призводить до збільшення рівня позасмугових бічних пелюсток (у порівнянні з випадком на рис. 2) та рівня всередині смугових бічних пелюсток.

У ході моделювання передбачалася наявність двох рівнопотужних джерел випромінювання з ку-

товими координатами $\theta_1 = 8^\circ$, $\theta_2 = 12^\circ$. Використовувалася ЛЕАР з $M = 9$ АЕ, число знімків $N = 50$, число повторень моделювання дорівнювало 1000 (виконувалось 1000 незалежних повторів процедур спектрального аналізу для різних відношень сигнал-шум). Використовувалися $M_b = 7$ променів з кутами орієнтування, що рівномірно рознесені на $\Delta u = 2/M$ ($\Delta u = \sin(\theta)$) $-4/M, \dots, 4/M$. Таким чином, кутові координати джерел попадають в кутовий сектор, що охоплюється променями. Розглядався випадок оцінювання координат джерел шумового випромінювання [1]. Середньоквадратична похибка оцінювання (СКП) оцінювання усереднювалась по джерелам і визначалася по аналогії з [7]. В ході моделювання розглядався варіант методу Root-MUSIC ПП, що визначається по аналогії з виразом (8) з урахуванням відповідної модифікації матриці \mathbf{Q} . При використанні варіанту (7) доцільно здійснювати комбінування методу з методом Бартлетта [1].

На рис. 4 показані залежності СКП оцінювання (RMSE – root mean square error) кутових координат від відношення сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio) методом Root-MUSIC при попередньому формуванні променів з використанням ДПФ (прямокутного вікна – rectangular tapering), при використанні вікна Хеммінга без ортогоналізації променів та з наступною ортогоналізацією променів.

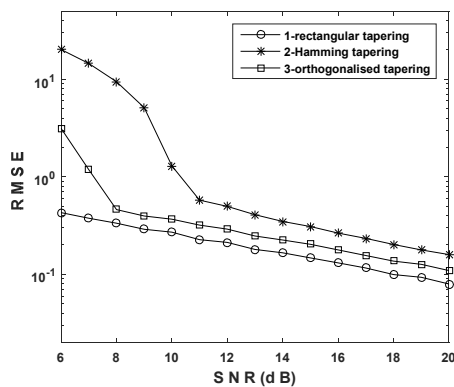


Рис. 4. СКП оцінювання кутових координат джерел випромінювання в залежності від ВСП

З аналізу рисунку видно, що найбільша точність оцінювання досягається без використання віконних функцій. Використання віконних функцій в даному випадку призводить до зростання СКП оцінювання. При високому відношенні сигнал/шум точність оцінювання методом Root-MUSIC простору променів при використанні прямокутного вікна та вікна Хеммінга відрізняється не суттєво. Характер залежностей не змінюється при використанні вікна

Ханна (Хеммінга). Ортогоналізація променів після застосування вікна покращує точність оцінювання.

Результати моделювання вказують на те, що переваги використання вагових функцій проявляються у випадку наявності джерел випромінювання, які попадають в кутовий сектор, що охоплюється променями, та одного (чи декількох) позасекторного джерела випромінювання.

У разі потреби подавлення позасекторного джерела випромінювання променеформуюча матриця може бути розроблена у відповідності до рекомендацій, що наведені в [1].

Результати проведеного аналізу можуть бути використані при вирішенні проблеми електромагнітної сумісності, яка виникає при застосуванні OFDM- сигналів в системах MIMO-OFDM [11–12]. У цьому випадку можливе блокування позасмугового приймання небажаних сигналів, що діють по бічним пелюсткам амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) фільтрів, синтезованих при використанні швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). В таких системах виникає потреба зниження рівня бічних пелюсток таких АЧХ фільтрів.

Реалізація обробки сигналів при використанні ДПФ може бути спрощена за рахунок графічних процесорів (GPU – graphics processing unit), для яких є бібліотека програм для обчислення ШПФ.

Висновки

В статті розглянуто особливості реалізації попередньої обробки сигналів при формуванні багатопроменевої діаграми спрямованості та використанні віконних функцій (на прикладі віконної функції Хеммінга та прямокутного вікна).

У випадку, коли виникає потреба оцінювання кутових координат декількох джерел випромінювання рівної потужності (частот декількох сигналів) з невеликим рознесенням за кутовою координатою (за частотою), коли спектральне розділення є важливим, доцільно використовувати прямокутне вікно (не використовувати вагових віконних функцій).

Використання віконних функцій доцільне в умовах впливу позасекторних (out-of-band) джерел випромінювання.

Викликає зацікавленість комбінування методу Root-MUSIC простору променів та методу Бартлетта для визначення сигнальних коренів поліному, використання статистик високих порядків (кумулянтів), проведення аналізу на випадок використання нееквідистантних антенних решіток.

Для подавлення позасекторного джерела має формуватися відповідна променеформуюча матриця, яка забезпечить таке подавлення.

Список літератури

1. Trees H.L.V. Optimum array processing: Part IV of Detection, Estimation and modulation theory / H.L.V. Trees. – Wiley-interscience, 2002. – 1443 с.
2. Space-time processing for MIMO communications / Ed. Gershman A.B. and Sidiropoulos N.D. – John Wiley & Sons, 2005. – 390 p.
3. Василюшин В.І. Стан та перспективи розвитку телекомунікаційних систем спеціального призначення / В.І. Василюшин, В.В. Лютов, В.Д. Луняка, С.Л. Бутенко, А.К. Суслов // Збірник наукових праць ХНУПС. – Х.: ХНУПС, 2017. – № 4(53). – С. 66-70.
4. Василюшин В.І. Предварительная обработка сигналов с использованием метода SSA в задачах спектрального анализа / В.І. Василюшин // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2014. – Том 13, № 1. – С. 43-50.
5. Sun S. MIMO for millimeter-wave wireless communications: Beamforming, spatial multiplexing, or both? / S. Sun, T.S. Rappaport, R.W. Heath, A. Nix, S Rangan // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52, is. 12. – P. 110-121.
6. Chiba I. Digital beamforming antenna system for mobile communications / I. Chiba, R. Miura, T. Tanaka, Y. Karasawa // IEEE AES Systems Magazine. – 1997. – Vol. 12, is. 9. – P. 31-41.
7. Vasylyshyn V.I. High-resolution phased array signal processing via DFT Beamspace TLS-ESPRIT with structure weighting / V.I. Vasylyshyn // IEEE Phased Array Systems and Technology Symposium: int. symp., 14–17 Oct. 2003, Boston, USA. – Boston, 2003. – P. 605-610.
8. Zoltowski M.D. Beamspace Root-MUSIC / M.D. Zoltowski, G.M. Kautz, S.D. Silverstein // IEEE Trans. SP. – 1993. – Vol. 41, no. 1. – P. 344-364.
9. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the DFT / F.J. Harris // Proc. IEEE. – 1978. – Vol. 66. – P. 51-83.
10. Дворкович В.П. Оконные функции для гармонического анализа сигналов / В.П. Дворкович, А.В. Дворкович. – М.: Техносфера, 2014. – 112 с.
11. Слюсар В. Современные тренды радиорелейной связи / В. Слюсар // Технологии и средства связи. – 2014. – № 4. – С. 32-35.
12. Banelli P. Modulation formats and waveforms for 5G networks: who will be the heir of OFDM? / P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, A. Ugolini // IEEE SP magazine. – 2014. – Vol. 31, no.6. – P. 80-93.

References

1. Trees, H.L.V. (2002), *Optimum array processing: Part IV of Detection, Estimation and modulation theory*, Wiley-interscience, 1443 p.
2. Gershman, A.B. and Sidiropoulos, N.D. (2005), *Space-time processing for MIMO communications*, John Wiley & Sons, 390 p.
3. Vasylyshyn, V.I., Lyutov, V.V., Lunyaka, V.D., Butenko, S.L. and Suslov, A.K. (2017), "Stan ta perspektyvy rozvytku telekomunikatsiinych system spetsialnogo pryznatchennya" [State and perspectives of development of the special purpose telecommunication systems], *Scientific Works of Kharkiv National Air Force University*, No. 4(53), pp. 66-70.
4. Vasylyshyn, V.I. (2014), "Predvaritalnaya obrabotka signalov s ispolzovaniem metoda SSA v zadachach spectralnogo analiza" [Signal preprocessing with using the SSA method in spectral analysis problems], *Applied Radio Electronics: Sci. Journ*, Vol. 13, No. 1, pp. 43-50.
5. Sun, S., Rappaport, T.S., Heath, R.W., Nix, A. and Rangan, S. (2014), MIMO for millimeter-wave wireless communications: Beamforming, spatial multiplexing, or both, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, Is. 12, pp. 110-121.
6. Chiba, I., Miura, R., Tanaka, T. and Karasawa, Y. (1997), Digital beamforming antenna system for mobile communications, *IEEE AES Systems Magazine*, Vol. 12, Is. 9, pp. 31-41.
7. Vasylyshyn, V.I. (2003), High-resolution phased array signal processing via DFT Beamspace TLS-ESPRIT with structure weighting, *IEEE Phased Array Systems and Technology Symposium: int. symp.*, 14-17 Oct. 2003, Boston, pp. 605-610.
8. Zoltowski, M.D., Kautz, G.M. and Silverstein, S.D. (1993), Beamspace Root-MUSIC, *IEEE Trans. SP*, Vol. 41, No. 1, pp. 344-364.
9. Harris, F.J. (1978), On the use of windows for harmonic analysis with the DFT, *Proc. IEEE*, Vol. 66, pp. 51-83.
10. Dvorkovich, V.P. and Dvorkovich, A.V. (2014), "Okonnye funktsii dlua garmonicheskogo analiza signalov" [Window functions for harmonic analysis of signals], *Technosfera*, Moscow, 112 p.
11. Slyusar, V. (2014), "Sovremennye trendy radioreleiinoi svyazi" [Modern trends of radio relay communication], *Technologies and communication facilities*, No. 4, pp. 32-35.
12. Banelli, P., Buzzi, S., Colavolpe, G., Modenini, A., Rusek, F. and Ugolini, A. (2014), Modulation formats and waveforms for 5G networks: who will be the heir of OFDM?, *IEEE SP magazine*, Vol. 31, No. 6, pp. 80-93.

Надійшла до редколегії 02.01.2018

Схвалена до друку 1.02.2018

Відомості про авторів:

Василишин Володимир Іванович

доктор технічних наук доцент
Начальник кафедри Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-5461-0125>
e-mail: vladvas@ukr.net

Лютов Віктор Володимирович

ад'юнкт Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-8092-5748>
e-mail: lutovvictor@gmail.com

Шкода Анастасія Іванівна

курсант Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-0956-5975>
e-mail: nastaishn19@gmail.com

Глушко Анатолій Петрович

кандидат технічних наук доцент
професор кафедри Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-7618-9386>
e-mail: gap11051954@gmail.com

Information about the authors:

Volodymyr Vasylyshyn

Doctor of Technical Science Associate Professor
Head of Department of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-5461-0125>
e-mail: vladvas@ukr.net

Victor Lyutov

Post-graduate Student of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-8092-5748>
e-mail: lutovvictor@gmail.com

Anastasiya Shkoda

cadet of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-0956-5975>
e-mail: nastaishn19@gmail.com

Anatoliy Glushko

Doctor of Philosophy Associate Professor
Professor of Department of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-7618-9386>
e-mail: gap11051954@gmail.com

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОМ ФОРМИРОВАНИИ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЛУЧЕЙ

В.И. Василишин, В.В. Лютов, А.И. Шкода, А.П. Глушко

В статье приведены численные оценки точности определения угловых координат источников радиоизлучения методом Root-MUSIC при осуществлении предварительной обработки сигналов путем формирования ортогональных лучей в зависимости от отношения сигнал/шум, выбора оконных функций, расположение источников. Результаты анализа могут быть использованы для усовершенствования радиотехнических систем, которые используют дискретное (быстрое) преобразование Фурье, таких как система радиосвязи с MIMO-OFDM.

Ключевые слова: пространство лучей, ортогональные лучи, окна, методы спектрального анализа, собственные векторы, собственные значения, MIMO система.

ANALYSIS OF INFLUENCE OF WINDOW FUNCTIONS ON THE ACCURACY OF ANGULAR COORDINATE ESTIMATION OF EMITTING SOURCES WHEN PRELIMINARY FORMING ORTHOGONAL BEAMS

V. Vasylyshyn, V. Lyutov, A. Shkoda, A. Glushko

In the article, the numerical estimates of determination accuracy of angular coordinates of the radiation sources by eigen-structure method Root-MUSIC when performing the preliminary signal processing by forming orthogonal beams are presented. The dependences of estimation accuracy on signal-to noise ratio, the choice of window function (rectangular or Hamming window), source location are considered. In the case of in-band sources the discrete Fourier transform beams with rectangular window provide the better estimation accuracy. Application of Hamming (or Hanning) window with orthogonalization of beams allows obtaining the similar accuracy in the region of high and medium signal-to noise ratio. The preferences of using the window functions are evident in the cases with out-of-band sources. The results of analysis can be used for improvement of radio-technical systems using the discrete (fast) Fourier transform such as communication system with MIMO-OFDM. It is of interest to use the combination of the beamspace Root-MUSIC with Bartlett method and consider the application of cumulant matrix. It is recommended to use the graphical processor unit to realize the beamspace processing with discrete Fourier transform.

Keywords: beamspace, orthogonal beams, windows, spectral analysis methods, eigenvalues, eigenvectors, MIMO system.