

Розвиток, бойове застосування та озброєння радіотехнічних військ

УДК 621.396.96

В.А. Васильєв, І.І. Сачук, С.В. Селезньов

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ВИМІРЮВАННЯ КУТА В РЛС З ЧАСТОТНО-БАГАТОПРОМЕНЕВОЮ АНТЕННОЮ РЕШІТКОЮ

У роботі розглянуті питання вимірювання кута в радіотехнічних системах з багатопроменевими антенами. Проаналізовані можливості підвищення ефективності багатоканальної пеленгації при частотно-багатопроменевому зондуванні простору за рахунок істотного ослаблення впливу відмінностей інтенсивностей сигналів в каналах прийому і використання надмірної інформації додаткових вимірювачів антенно-приймальних каналів із слабонаправленими характеристиками. Ефективність методу підтверджується результатами розрахунку і математичного моделювання.

Ключові слова: характеристика спрямованості, частотно-багатопроменева антенна решітка, кутлова координата.

Вступ

Постановка задачі. У цей час при побудові радіолокаційних станцій (РЛС) і виборі для неї антенної системи достатньо широко використовують антени з кутчастотною чутливістю [1 – 3]. Це дозволяє при малому обсязі апаратури створити достатньо ефективну, перешкодозахищену та мобільну РЛС.

Основою функціонування таких РЛС є можливість формування на випромінювання та прийом вузьких променів, що перекриваються та настроєні на різні несучі частоти, чим забезпечується одночасний огляд заданого сектора та проведення вимірювань координат цілей з використанням багатоканальних методів. Для таких систем, як і для багатоканальних систем інших типів, характерним є одержання інформації в результаті спільної обробки сигналів, що прийняті по двох і більше променях.

Однак, у частотно-багатопроменевій системі сигнали різних променів (каналів) прийому, як правило, є просторово-некогерентними по амплітуді та по фазі. З іншого боку, методи побудови та аналізу багатоканальних пеленгаторів для такої моделі сигналу, які становлять практичний інтерес, вивчені недостатньо та вимагають подальшого розвитку

Аналіз літератури. У цей час знаходять застосування різні радіотехнічні системи, у яких використовують антени із частотним скануванням. Можливість визначення висоти цілі в РЛС із частотно-багатопроменевою антенною решіткою за рахунок випромінювання імпульсів різних частот і їх прийому окремим прийомним каналом розглянута в [2].

У той же час у [2] відсутні відомості про операції спільної обробки сигналів, що прийняті різними каналами, для визначення висоти цілі. Інший

варіант використання антени із частотним скануванням описаний у [3]. Тут реалізується порівняно простий спосіб визначення висоти цілі шляхом застосування дзеркальної антени, опромінювача, що має кутчастотну чутливість, формування передавачем радіоімпульсів на різних частотах у кожному такті зондування та порівняння тривалості пачок сигналів, які прийняті двома суміжними променями. При цьому кожен імпульс випромінюється антенною в певному кутовому напрямі. Несучі частоти та кутчастотна чутливість опромінювача підібрані так, щоб сусідні промені перетиналися на рівні половинної потужності. Відбиті сигнали обробляються в окремих прийомних каналах, кожний з яких приймає сигнали на відповідній частоті.

Недоліком даного методу є неможливість вимірювання кутової координати при нерухомій антені та порівняно великі середньоквадратичні похибки вимірювання кутової координати (0,3...0,15 від ширини променя на дальностях 50...100 км).

Варіант побудови вимірювача кута із сумарно-різницевою обробкою при фіксованому положенні променя та антенною із частотним сканування розглянутий у [4]. У зв'язку з тим, що зміна частоти сканування приводить до зміни параметрів сумарної та різницевої характеристик спрямованості вимірювача, точність вимірювання кута у всьому секторі огляду виходить гірше точності аналогічного вимірювача, що працює на фіксованій частоті.

Все це приводить до необхідності розробки нових багатоканальних вимірювачів, які використовують частотно-багатопроменеві антенні решітки (АР).

Мета статті – розробка та аналіз особливостей методів підвищення ефективності вимірювання кута в РЛС із антенною решіткою.

Основна частина

Нехай у режимах випромінювання та прийому антенна решітка формує дві частотно-рознесені в просторі характеристики спрямованості (ХС) $f_1(\alpha)$ і $f_2(\alpha)$ (рис. 1). Значення α задані в частках ширини променя.

Відбиті на різних частотах сигнали відрізняються по інтенсивності та мають незалежні та випадкові амплітудні множники та початкові фази [1]. Щільності розподілу початкових фаз сигналів задаються рівномірними на інтервалі $(0, 2\pi)$, а амплітудних множників – релеївськими.

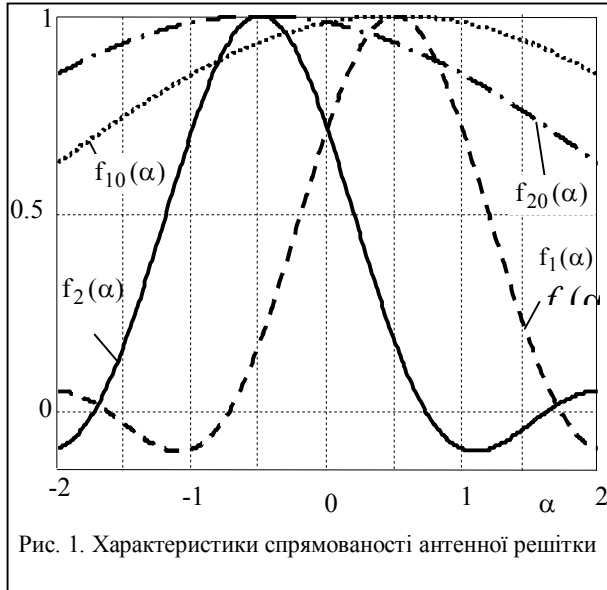


Рис. 1. Характеристики спрямованості антенної решітки

Тоді логарифм відношення правдоподібності $\ln l = \ln l_1 + \ln l_2$ визначається через аналогічні статистики каналів прийому [1]:

$$\ln l_{1,2} = \frac{1}{2} |Z_{1,2}|^2 \cdot f_{1,2}^2(\alpha) + \text{const.} \quad (1)$$

У цьому виразі

$$|Z_{1,2}| = \frac{1}{N_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} Y_{1,2}(t) X^*(t) dt \right| \quad (2)$$

модульні значення вагових (кореляційних) інтегралів часової обробки першого та другого каналів; $Y_{1,2}(t)$ – комплексні амплітуди коливань, прийнятих першим і другим каналами; $X(t)$ – комплексна амплітуда очікуваного сигналу; N_0 – спектральна щільність потужності внутрішнього шуму.

З урахуванням (1) і (2) оцінка напрямку приходу сигналу визначається з рівняння правдоподібності

$$d[|Z_1| \cdot f_1(\alpha) + |Z_2| \cdot f_2(\alpha)] / d\alpha = 0 \text{ при } \alpha = \hat{\alpha}_y. \quad (3)$$

Представимо характеристики $f_1(\alpha)$ та $f_2(\alpha)$ першими трьома членами ряду Тейлора в околиці рівносигнального напрямку $\alpha = \hat{\alpha}_0 = 0$ і знайдемо алгоритм синтезу дискримінатора у вигляді [5]

$$\Delta_{\text{ДП}} \equiv \ln(|Z_1|) - \ln(|Z_2|) \quad (4)$$

або

$$\Delta_1 = (|Z_1| - |Z_2|) / (|Z_1| + |Z_2|). \quad (5)$$

Як правило, сигнали частотно-рознесених каналів відрізняються по інтенсивності [1, 4]. У цьому випадку нулі дискримінаторних характеристик (ДХ) згідно з (4) і (5) є зміщеними, а величина зсуву залежить від співвідношення інтенсивностей сигналів.

При регулярності вимірювання напрямку приходу сигналів з фіксованими амплітудними множниками b_{c1} та b_{c2} в (4) і (5) можна $|Z_1|$ та $|Z_2|$ замінити їх сигнальними складовими:

$$|Z_{1,2}| \approx |Z_{c1,2}| = b_{c1,2} \cdot q_0^2 \cdot f_{1,2}^2(\alpha_c), \quad (6)$$

де q_0^2 – параметр виявлення для одного каналу при $f_{1,2}(\alpha_c) = 1$; α_c – напрям опромінення цілі та прийому сигналу.

Згідно з наведеними на рис. 2 ДХ каналів прийому при рівності $b_{c1} = b_{c2}$ і $\alpha_c = 0$ ДХ незміщена. У випадку нерівності $b_{c1} \neq b_{c2}$ та $\alpha_c = 0$ вихідні напруги дискримінаторів $\Delta_{\text{ДП}} \neq 0$, $\Delta_{\text{Д1}} \neq 0$, тобто оцінка є зміщеною.

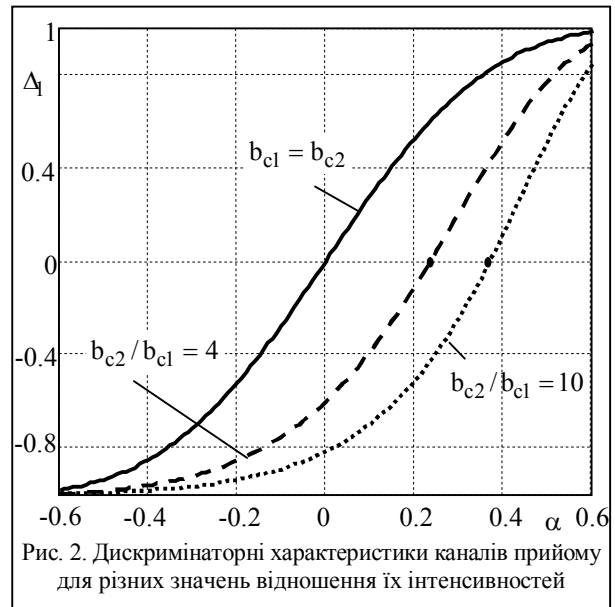


Рис. 2. Дискримінаційні характеристики каналів прийому для різних значень відношення їх інтенсивностей

Величина зсуву часто виявляється переважною похибкою вимірювання. Так, для $b_{c2}/b_{c1} = 4$ та $b_{c2}/b_{c1} = 10$ величина зсуву відповідно становить 0,24 та 0,36 ширини променя (рис. 2).

Для отримання алгоритмів незміщеної оцінки доцільне використання надлишкової інформації, що формується в результаті додаткового введення до складу вимірювача кута двох антенно-приймачних каналів зі слабконаправленими та частотно-рознесеними в просторі характеристиками $f_{10}(\alpha)$ та $f_{20}(\alpha)$

(рис. 1). Використовуючи інформацію з виходів цих каналів за аналогією з (1) і (2) можна обчислити достатні статистики $|Z_{10}|$ та $|Z_{20}|$ і, пронормувавши в (4) і (5) $|Z_1|$ і $|Z_2|$, одержати ДХ:

$$\Delta_L = \ln(|Z_1|/|Z_{10}|) - \ln(|Z_2|/|Z_{20}|), \quad (7)$$

$$\Delta_1 = (|Z_1|/|Z_{10}| - |Z_2|/|Z_{20}|) / (|Z_1|/|Z_{10}| + |Z_2|/|Z_{20}|). \quad (8)$$

Крім того, незміщену оцінку $\hat{\alpha}_p$ можна знайти на основі використання двох зміщених, у загальному випадку, оцінок $\hat{\alpha}$ та $\hat{\alpha}_{10}$. Оцінка $\hat{\alpha}$ може бути знайдена згідно з (5) по виходу дискримінатора з гостронаправленими характеристиками $f_1(\alpha)$ та $f_2(\alpha)$, а оцінка $\hat{\alpha}_0$ – по виходу дискримінатора

$$\Delta_2 = (|Z_{10}| - |Z_{20}|) / (|Z_{10}| + |Z_{20}|) \quad (9)$$

зі слабонаправленими характеристиками $f_{10}(\alpha)$ та $f_{20}(\alpha)$.

На рис. 3 наведені отримані згідно з (5) і (9) незміщені $\Delta_1 = \Delta_1(\alpha)$, $\Delta_2 = \Delta_2(\alpha)$ і зміщені $\Delta_1 = \Delta_1'(\alpha)$, $\Delta_2 = \Delta_2'(\alpha)$ дискримінаторні характеристики ($b_{c2}/b_{c1} = 4$). Вони відрізняються по крутості, ширині робочої ділянки та величині зсуву. На цьому рисунку напрям приходу сигналу α_{c1} позначено стрілкою. У випадку рівності інтенсивностей сигналів різних частот ($b_{c1}/b_{c2} = 1$) оцінки $\hat{\alpha}_y$ та $\hat{\alpha}_{y0}$ визначаються за вихідними ефектами Δ_1 і Δ_2 дискримінаторів з незміщеними характеристиками $\Delta_1(\alpha)$, $\Delta_2(\alpha)$ і збігаються з точністю до середньоквадратичних похибок.

Якщо

$$b_{c1}/b_{c2} \neq 1,$$

то оцінки $\hat{\alpha}_y = \hat{\alpha}'_1$ та $\hat{\alpha}_{y0} = \hat{\alpha}'_2$ визначаються за вихідними ефектами Δ_1' і Δ_2' дискримінаторів зі зміщеними характеристиками (рис. 3). Оцінки $\hat{\alpha}'_1$ та $\hat{\alpha}'_2$ не збігаються та істотно відрізняються від напрямку приходу сигналу α_{c1} . Однак, використовуючи ці зміщені та неточні оцінки $\hat{\alpha}'_1$ і $\hat{\alpha}'_2$, а також еталонні незміщені характеристики $\Delta_1(\alpha)$ та $\Delta_2(\alpha)$ можна знайти незміщену оцінку [6]:

$$\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}'_1 + (\hat{\alpha}'_1 - \hat{\alpha}'_2). \quad (10)$$

Проведемо аналіз ефективності розглянутих алгоритмів по величині середньоквадратичної похибки (СКП) оцінювання напрямку приходу сигналу.

Аналітичний розрахунок СКП при цьому ускладнюється, тому вона визначається за результатами математичного моделювання.

Останнє проводилося для вимірювачів з лінійними АР, випромінювачі яких розміщені з постійним кроком $d = \lambda / 2$.

Гостронаправлені ХС формуються при числі випромінювачів $M = 63$, а слабонаправлені – при $M_{сн} = 15$, значення параметра виявлення $q_0 = 38$ для гостронаправленої та $q_{01} = 19$ – для слабонаправленої ХС. Оскільки оцінка (5) є зміщеною, показником її точності є повна похибка

$$\varepsilon_1 = (\sigma_1^2 + \hat{\alpha}_{см}^2)^{1/2}, \quad (11)$$

де $\hat{\alpha}_{см}$ – зсув оцінки.

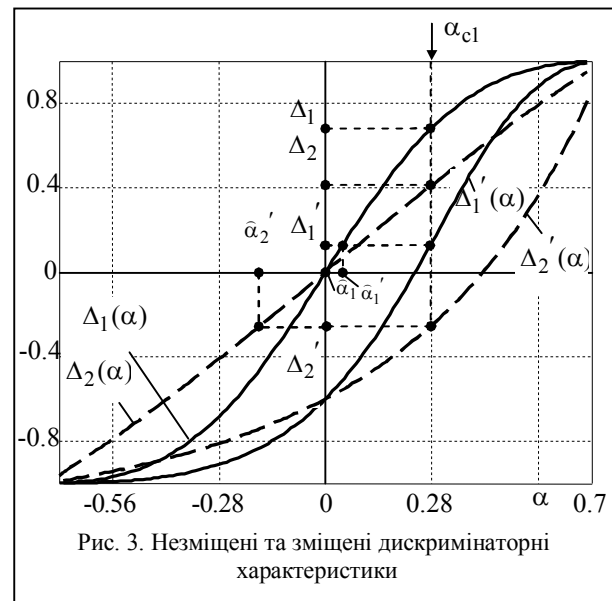
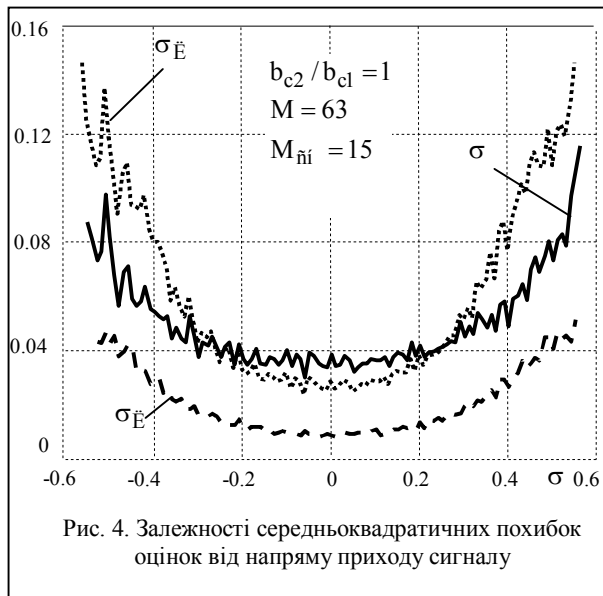


Рис. 3. Незміщені та зміщені дискримінаторні характеристики

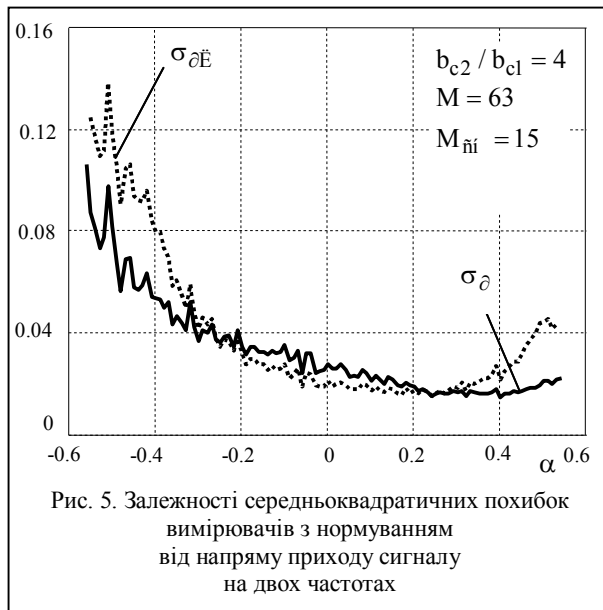
На рис. 4 наведені залежності СКП оцінки від напрямку приходу сигналу α для алгоритмів (5), (7) і (8) при $b_{c1} = b_{c2} = 1$.

Має місце деяке збільшення СКП σ_L та σ алгоритмів з нормуванням статистик (7), (8) відносно СКП σ_1 алгоритму без нормування (5): у середньому в 3...3,5 рази при значеннях $|\alpha| \leq 0.2$ та в 1,5...3 рази при $-0.52 < \alpha < -0.3$ та $0.3 < \alpha < 0.52$. Для всіх алгоритмів спостерігається збільшення СКП по краях робочої ділянки ДХ, що обумовлено зменшенням крутості ДХ та ослабленням сигналу АР при випромінюванні та прийомі. У випадку різної інтенсивності сигналів у каналах прийому ($b_{c1} = 1$, $b_{c2} = 4$) залежності СКП оцінки показані на рис. 5. Значення СКП особливо малі для $\alpha > 0.3$, що обумовлено збільшенням інтенсивності сигналів, прийнятих каналами із ХС $f_2(\alpha)$ та $f_{20}(\alpha)$.



Оцінка $\hat{\alpha}$ згідно (5) з малою СКП σ_1 в цьому випадку є зміщеною ($\hat{\alpha}_{см} = 0.24$, рис. 2) і повна похибка ε_1 перевищує 0,24 ширини променя, що набагато більше σ_L та σ .

З ростом відношення інтенсивностей сигналів каналів прийому вираш у точності алгоритмів (7) і (8) збільшується.



Алгоритм (10) є ефективним при співпадінні знаків напрямів приходу сигналу та зсуву оцінок. Крім того, оцінка $\hat{\alpha}_p$ отримана для умови, коли вона відповідає лінійним ділянкам незміщених і зміщених ДХ.

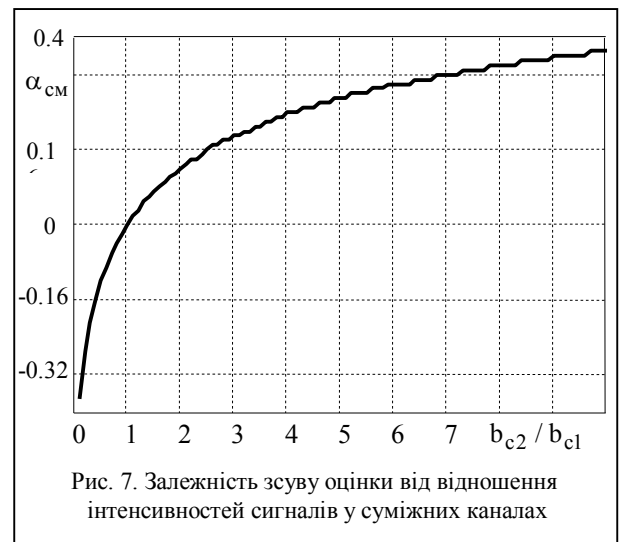
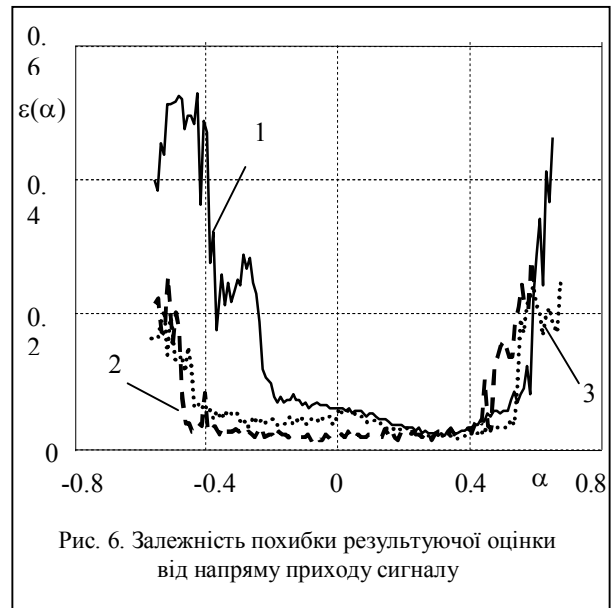
При більших зсувах ДХ остання умова може порушуватися та привести до збільшення похибок вимірювання. На рис. 6 показана залежність повної

похибки вимірювання оцінки (10): крива 1 для $b_{c2}/b_{c1} = 4$, а крива 2 для $b_{c2}/b_{c1} = 1$.

Видно, що для значень $\alpha > 0$, коли зсув невеликий, криві 1 та 2 практично збігаються, при відносно великому зсуві ($\alpha_{см} > 0.24$) похибка оцінки збільшується.

Для $\alpha < 0$, коли знаки зсуву оцінки та напрямку приходу сигналу не збігаються та напрям приходу відповідає нелінійним ділянкам зміщених ДХ, має місце помітне збільшення похибки оцінювання.

Цей недолік можна усунути, використовуючи апріорну інформацію у вигляді залежності зсуву нуля ДХ $\Delta_1(\alpha)$ від відомого відношення інтенсивностей сигналів каналів прийому (рис. 7).



З урахуванням цього можна змінити інтенсивність сигналу одного з каналів прийому в k раз і перетворити вихідні ефекти дискримінаторів (5) і (9) до вигляду [6]:

$$\Delta_1'' = (|Z_1| - |Z_2|/k) / (|Z_1| + |Z_2|/k), \quad (12)$$

$$\Delta_2'' = (|Z_{10}| - |Z_{20}|/k) / (|Z_{10}| + |Z_{20}|/k). \quad (13)$$

За значеннями Δ_1'' та Δ_2'' відповідно до вкладки вище методики знайдемо оцінки $\hat{\alpha}_1''$ та $\hat{\alpha}_2''$ і визначимо зсув результуючої оцінки $\alpha_{\text{пі}}'' = \hat{\alpha}_1'' - \hat{\alpha}_2''$.

Користуючись апріорною інформацією (рис. 7), по величині $\alpha_{\text{см}}''$ визначимо відношення інтенсивностей сигналів η і знайдемо результуючу оцінку напрямку приходу сигналу по ДХ:

$$\Delta_1''' = (|Z_1| - |Z_2|/(\eta \cdot k)) / (|Z_1| + |Z_2|/(\eta \cdot k)). \quad (14)$$

За умови рівності інтенсивностей сигналів (14) наближається до (5). Це дозволяє значно підвищити точність результуючої оцінки, що підтверджується результатами математичного моделювання (рис. 6, крива 3). На цьому рисунку крива 3 близька до аналогічних кривих (рис. 5), які отримані для нормованих статистик (7) і (8).

ВИСНОВКИ

1. Отримано алгоритми багатоканального вимірювання напрямку приходу сигналу при частотно-багатопроменевому зондуванні простору, які ефективні як при обертанні, так і нерухомості АР у площині, перпендикулярній площині вимірювання.

2. Запропоновано методи усунення впливу відмінностей інтенсивностей сигналів у каналах прийому на точність вимірювання кута. Ефективність запропонованих методів підтверджується результатами розрахунків і математичного моделювання.

Список літератури

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е; Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М.: Радио и связь, 1984.
3. Гриб Д.А. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Ж6: Навчальний посібник. Частина 1. / Д.А. Гриб, В.П. Голованов, В.Й. Климченко та ін. – Х.: ХУПС, 2007. – 300 с.
4. Справочник по радиолокации: т. 4. - Под ред. М. Скольника. – М.: Сов. радио, 1978. – 466 с.
5. Багдасарян С.Т. Многоканальное измерение направления прихода сигнала при частотно-многолучевом зондировании пространства / С.Т. Багдасарян, В.Р. Хачатуров, В.А. Васильев // Прикладная радиоэлектроника. – 2008. – Т. 7, № 1. – С. 25-29.
6. Васильев В.А. Поліпшення характеристик пеленгації багатоканальної радіосистеми при частотно-багатопроменевому зондуванні простору / В.А. Васильев // Системи озброєння та військова техніка. – 2008. – Вип. 1(13). – С. 38-41.

Надійшла до редколегії 22.04.2009

Рецензент: д-р техн. наук, ст. наук. співр. Г.В. Худов, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛА В РЛС С ЧАСТОТНО-МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

В.А. Васильев, И.И. Сачук, С.В. Селезнев

В работе рассмотрены вопросы измерения угла в радиотехнических системах с многолучевыми антеннами. Проанализированы возможности повышения эффективности многоканальной пеленгации при частотно-многолучевом зондировании пространства за счет существенного ослабления влияния различий интенсивностей сигналов в каналах приема и использования избыточной информации дополнительных измерителей антенно-приемных каналов со слабонаправленными характеристиками. Эффективность метода подтверждается результатами расчета и математического моделирования.

Ключевые слова: характеристика направленности, частотно-многолучевая антенная решетка, угловая координата.

ANGLE-OF-ARRIVAL MEASUREMENT IN RADAR WITH MULTIFREQUENCY AND MULTIBEAM ANTENNA ARRAY

V.A. Vasilyev, I.I. Sachuk, S.V. Seleznev

Angle-of-arrival measurement using radio technical systems with multibeam antenna is considered in the paper. Possibilities of increasing the effectiveness of multichannel direction finding in the system with multi-frequency multi-beam scan at the expense of diminishing the influence of signal intensities in receiving channels and using the surplus information from additional measurers of antenna receiving modules with wide beams are analyzed. The effectiveness of method is confirmed by the results of analytical calculation and mathematical simulation.

Keywords: antenna pattern, multifrequency and multibeam antenna array, angle-of-arrival.