

УДК 621.396.677.494

В.І. Карпенко¹, В.М. Купрій¹, Г.А. Головін²¹Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків²в/ч А-4489 «Б»

МЕТОД ДІАГНОСТИКИ СТАНУ ФАЗООБЕРТАЧІВ ФАР

Розглянуто метод і алгоритм, які дозволяють одержати незсунені та слухні оцінки стану фазообертачів (ФО) у складі решітки. Алгоритм не потребує точних апріорних відомостей про місце розташування зонда, діаграму спрямованості випромінювачів та взаємних зв'язків випромінювачів (ВЗВ).

фазована антенна решітка, діагностика фазообертачів

Вступ

Підвищити можливості вимірювальних приладів, без великих витрат, дозволяють математичні методи обробки результатів вимірювань. У ряді випадків математична обробка результатів вимірювального експерименту може інтерпретуватися як результат вимірювання за допомогою приладу, характеристики якого перевищують гранично досяжні для реальних приладів.

Для реалізації ідеї підвищення можливостей приладів шляхом удосконалення алгоритмів обробки результатів вимірювань, необхідно цю проблему сформулювати як математичне завдання. Об'єкти і явища, які беруть участь у процесі вимірювання, треба описати математичною мовою, наприклад у вигляді рівнянь, тобто побудувати математичну модель вимірювання.

На основі аналізу моделі можна сформулювати алгоритм й розв'язання рішення, тобто послідовність математичних операцій, які треба виконати, щоб одержати кількісні характеристики об'єктів або явищ, які нас цікавлять.

У даній роботі наведені результати синтезу асимптотично оптимальних алгоритмів отримання й обробки результатів вимірювальних експериментів комплексом приладів, що утворюють вимірювально-обчислювальну систему (ВОС), призначену для діагностики антенних решіток.

Метою роботи є синтез алгоритмів отримання й обробки вимірювальної інформації, що дозволяють одержати незсунені та слухні оцінки коефіцієнтів вектора збудження антенної решітки та коефіцієнтів передачі фазообертачів.

Алгоритми отримання й обробки вимірювальних сигналів у роботі вважаються асимптотично оптимальними, якщо сформовані ними оцінки є незсуненими (без помилок, обумовлених методичними похибками) і слухними [1].

Аналіз літератури. Модель відклику випромінювачів ФАР на контрольний сигнал (КС), за аналогією з [2 – 4], представимо у вигляді:

$$y_i(\theta) = I_i \sum_k C_{ik} V_k G_k(\theta) + n_i, \quad i, k \in 0, N-1, \quad (1)$$

де N, i, k – число й номери випромінювачів у решітці; y_i – вектор відкликів ФАР; $I_i = A_i \exp(-j\varphi_i)$ – коефіцієнти передачі (КП) виконавчих елементів системи керування променем (СКП) ФАР; A_i – КП пристроїв, що формують амплітудний розподіл (АР); φ_i – фазовий розподіл (ФР) у решітці; C_{ik} – матриця коефіцієнтів ВЗВ; $V_k = u_0 \exp(\psi_k)$ – вектор хвильового фронту КС, що збуджує випромінювачі; u_0 – КА поля в падаючій хвилі; $\psi_k = 2\pi\lambda^{-1}dk \sin \theta$ – розподіл фаз у падаючій з далекої зони хвилі; $G_k(\theta)$ – ДС випромінювача ФАР у складі решітки; θ – кут напрямку приходу КС, відлічуваний від нормалі до апертури антени; n_i – вектор КА шуму виміру y_i .

У співвідношенні (1) матриця ВЗВ

$$C = 2(E + Z)^{-1}, \quad (2)$$

де E – $N \times N$ – одинична матриця; Z – $N \times N$ – матриця нормованих власних і взаємних опорів випромінювачів $Z_{ik} = z_{ik} Z_v^{-1}$; Z_v – хвильовий опір лінії передачі.

Матриця C пов'язана з матрицею розсіювання S випромінюючої системи ФАР [3,5]

$$C = E - S, \quad (3)$$

де $S = (Z - E)(Z + E)^{-1}$.

З огляду на (3), співвідношення (1) запишемо у вигляді

$$y_i(\theta) = I_i \sum_k V_k (1 - S_{ik}) G_k(\theta) + n_i = I_i V_i [1 - \Gamma_i(\theta)] G_i(\theta) + n_i, \quad (4)$$

де коефіцієнт відбиття в i -му каналі [6]

$$\Gamma_i(\theta) = \left\{ \sum_k S_{ik} V_k G_k(\theta) \right\} \{V_i G_i(\theta)\}^{-1}. \quad (5)$$

Множник

$$T_i(\theta) = 1 - \Gamma_i(\theta) \quad (6)$$

має сенс КП струму, який збуджується в і-му випромінювачі падаючим полем, у НВЧ тракці цього ж випромінювача. $T_i(\theta) \neq 1$ через неузгодженість трактів ($S_{ii} \neq 0$) і наявності ВЗВ ($S_{ik} \neq 0$).

Величина КА $T_i(\theta)$ залежить від матриці розсіювання S_{ik} , тобто від конструкції решітки і від напрямку приходу КС θ .

Залежність T_i від θ припускає необхідність урахування обліку цього множника при синтезі ФАР [5] і при настроюванні й керуванні ФАР у процесі експлуатації, прагнучи одержати бажану ДС антени шляхом зближення реалізованого в решітці АФР із отриманим у процесі синтезу.

Використовуючи [2 – 4], систему рівнянь (4) можна записати в матричній формі

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{U}\mathbf{V} + \mathbf{n}, \quad (7)$$

де $\mathbf{U} = \text{diag}\{...U_i...\}$, $U_i = U_i(\theta) = I_i G_i(\theta)$. (8)

У [3] рівняння, аналогічне за формою (7), використовується для калібрування цифрових решіток. В аналогових ФАР немає доступу до оцифрованих значень y_i , спостереженню доступний тільки сумарний сигнал

$$Y(\theta) = \sum_i [y_i(\theta) + n_i] = \sum_i I_i T_i(\theta) G_i(\theta) V_i + \varepsilon, \quad (9)$$

де $Y(\theta)$ – сумарний відклик ФАР; $\varepsilon = \sum_i n_i$.

Якщо у ФАР АР A_i постійно й відомо, то невідомими в (9) є КП фазообертачів у всіх їх станах, тобто матриця

$$\Phi_{in} = \exp(j\varphi_{in}), \quad (10)$$

де $n \in 0, L-1$; L – число станів фазообертачів; $2Nm$ КП $T_i(\theta)$ і $G_i(\theta)$, де m – число дискретних фазувань антени ($m \leq L^N$ [7]).

В [7] алгоритм діагностики решітки побудований на спрощеній моделі ФАР

$$Y_t = \sum_i h_i I_{i,t} + \varepsilon_t, \quad (11)$$

де $t \in 1, t_m$ – номери фазувань і вимірювальних експериментів; h_i – відомі КП між випромінювачами й зондом (передавальним).

Рівняння (11) припускає, що в процесі експериментів досліджувана ФАР і зонд нерухомі, а їх координати відомі.

Припущення, які використані в (11):

– вплив ВЗВ на I_i враховується усередненням

$T_{i,t}$ замножиною фазувань $LN \leq t_m \leq L^N$ [7];

– вплив відмінностей ДС випромінювачів у каналах на вимірюванні T_i також усереднюється й вважається, що $G_{i,t}(\theta) = G_0(\theta)$.

Середнє значення $G_0(\theta)$ визначається в іншо-

му експерименті [7].

Зазначені вище припущення викликають методичні похибки у визначенні КП фазообертачів (ФО) і керованих атенуаторів, якщо вони є, за результатами розв'язання (9).

Постановка завдання. У статті розробляються алгоритми отримання незсунених та слухних оцінок КП ФО для ФАР, що працює в режимі прийому. АР решітки постійно та відомо. Як вимірювальний прилад пропонується використовувати ампліфазометр, який вимірює відношення амплітуд і різницю фаз сигналів у досліджуваних і опорному (наприклад, центральному або крайньому) каналах досліджуваної ФАР. ФАР і джерело КС нерухомі. Координати джерела КС можуть бути відомі лише приблизно. Невідомими у ФАР є $(L-1)N$ КП ФО Φ_{in} . КП ФО у нульовому (вихідному, при нульовому керуючому сигналі) Φ_{i0} вважаються відомими, що зберігаються в пам'яті системи керування променем ФАР [8, 9].

Через те, що спостерігатися може тільки сумарний сигнал з виходу ФАР, система вимірювальних рівнянь типу (9) повинна мати кількість рівнянь (експериментів) не менше кількості невідомих NL в (9).

Основна частина

По суті, система, отримана з (9), наприклад, при різних θ , являє собою рівняння Фредгольма 1-го роду [8]. Одним з методів розв'язання таких рівнянь, який використовується в теорії синтезу антен [5] і при вирішенні завдань діагностики ФАР [10], є застосування до (9) пари прямого й зворотного дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) у зручному для дослідника базисі.

При вирішенні завдань діагностики ФАР зручніше [10] I_i представляти рядом Уолша (ДПУ), базис якого набуває тільки двох значень (+1) і (-1).

Система вимірювальних рівнянь для пошуку оцінок I_i має вигляд

$$Y_p^\circ = \sum_i I_i T_i G_i V_i^\circ w_{ip} + \varepsilon_p, \quad (12)$$

де $p \in 0, N-1$ – номер члена ряду Уолша; Y_p° – відклик ФАР, нормований в ампліфазометрі до відклику в каналі, обраному як опорний; V_i° – нормований до u_0 вектор хвильового фронту КС; w_{ip} – функції Уолша; ε_p – нормована до u_0 КА шуму при вимірюванні Y_p° , тобто відклику ФАР на реалізацію в апертурі ФАР p -ої функції Уолша w_{ip} .

Функції w_{ip} при здійсненні прямого ДПУ реалізуються фазообертачами решітки. Значення $w_{ip} =$

+1 відповідає додатковому до φ_i зсуву фаз в i -му каналі на 0° , а $w_{ip} = -1$, додатковому до φ_i зсуву фаз на 180° .

Наступним кроком у діагностиці [10] є застосування процедури зворотного ДПУ до масиву збережених КА Y_p , тобто одержання оцінок

$$\widehat{B}_i = N^{-1} \sum_p Y_p^\circ w_{ip} = I_i T_i G_i V_i^\circ + \varepsilon_i, p \in 0, N-1, \quad (13)$$

де $\varepsilon_i = N^{-1} \sum_p \varepsilon_p w_{ip}$.

Через те, що при діагностиці необхідно оцінити КП всіх ФО у всіх їх станах, алгоритм діагностики описується NL рівняннями

$$Y_{pn}^\circ = \sum_i I_{in} T_i G_i V_i^\circ w_{ip} + \varepsilon_{pn}; \quad (14)$$

$$\widehat{B}_{in} = N^{-1} \sum_p Y_{pn}^\circ w_{ip} = I_{in} T_i G_i V_i^\circ + \varepsilon_{in}, \quad (15)$$

де $I_{in} = A_i \Phi_{in} = A_i \exp(j\varphi_{in}); \quad (16)$

$$\varphi_{in} = n\psi_g + \xi_{in}, \quad n \in 0, L-1; \quad (17)$$

ψ_g – ціна молодшого розряду ФО; ξ_{in} – помилка в реалізації ФВ i -го каналу n -го штатного стану $\varphi_{in}^\circ = n\psi_g$;

$$\varepsilon_{in} = N^{-1} \sum_p \varepsilon_{pn}^\circ w_{ip} \quad (18)$$

– результуючий шум при відновленні $\widehat{B}_{i,n}$.

Реалізується (14) послідовним переведенням всіх ФО ФАР в n -ий стан і здійснення для кожного n процедури прямого ДПУ. Усього в (14) утримується $N(L-1)$ невідомих ξ_{in} і $2N$ невідомих КП T_i, G_i , що залежать від напрямку приходу КС (θ у V_i).

Оцінимо точність та інформативність експерименту за оцінюванням B_i – КП i -го НВЧ тракту від входу випромінювача до входу суматора решітки. В [11] така процедура названа «наскрізним контролем».

З (15) отримуємо, що похибка у визначенні B_i

$$\Delta B_{i,n} = \widehat{B}_{i,n} - B_{i,n} = \varepsilon_{i,n} = N^{-1} \sum_p \varepsilon_{pn}^\circ w_{ip}. \quad (19)$$

Якщо нормований до опорного сигналу шум вимірів ε_{pn} розподілений за нормальним законом з нульовим середнім $\langle \varepsilon_{pn} \rangle = 0$ і дисперсією $\langle \varepsilon_{pn} \varepsilon_{rn}^* \rangle = \sigma_{pn}^2$, де $r \in 0, N-1$, то середнє значення помилок

$$\langle \Delta B_{in} \rangle = N^{-1} \sum_p \langle \varepsilon_{pn} \rangle w_{ip} = 0, \quad (20)$$

де знак $\langle \cdot \rangle$ – статистичне усереднення. Дисперсія оцінок

$$\sigma_B^2(n) = \langle |\Delta B_{in}|^2 \rangle = N^{-2} \sum_p \varepsilon_{pn}^2 w_{ip}^2 = N^{-2} \sum_p \sigma_{pn}^2. \quad (21)$$

Величина $\sigma_{pn}^2 = \langle |\varepsilon_{pn}|^2 \rangle u_0^{-2}$ має сенс відношення шум/сигнал на вході ампліфазометра при вимірюванні Y_{pn} . Якщо вважати, що рівень шуму при реалізації NL вимірювань Y_{pn} постійний і дорівнює

$$\langle |\varepsilon_{pn}|^2 \rangle = |\varepsilon_0|^2, \text{ то } \sigma_{pn}^2 = \sigma_0^2.$$

У цьому випадку

$$\sigma_B^2 = \sigma_B^2(n) = N^{-1} \sigma_0^2 = \frac{1}{Nq_0^2}, \quad (22)$$

де q_0^2 – відношення сигнал/шум за потужністю на вході вимірювального пристрою, тобто ампліфазометра.

Використовуючи апіорні відомості про КП ФО при знеструмленому керуванні ними й співвідношення (15), (16), (17), можна одержати оцінки КП ФО Φ_{in} у всіх каналах і у всіх їх штатних станах.

Неважко показати, що

$$\widehat{\Phi}_{in} = \Phi_{i0} \frac{\widehat{B}_{in}}{B_{i0}} = \frac{I_{in}(1 + \mu_{in})}{I_{i0}(1 + \mu_{in})}, \quad n \in 0, L-1; \quad (23)$$

де $\Phi_{i0} = \exp(j\xi_{i0})$ – КП ФО i -го каналу при знеструмленому керуванні;

$$\mu_{in} = \varepsilon_{in} (I_{in} T_i G_i V_i)^\circ{}^{-1};$$

I_{in} відповідає (10).

У процесі вимірювань $\varepsilon_{in} \ll 1$, а отже, і $\mu_{in} \ll 1$. Зневажаючи шумами, тобто μ_{in} , знайдемо, що

$$\widehat{\Phi}_{in} = \exp[j(n\psi_g + \xi_{in} - \xi_{i0})]. \quad (24)$$

З (24) отримуємо, що потрібна матриця ξ_{in} – матриця помилок ФО

$$\xi_{in} = \arg \widehat{\Phi}_{in} - n\psi_g + \xi_{i0}, \quad (25)$$

де $n\psi_g$ – штатні зсуви фаз ФО при переведенні їх в n -ий стан; ξ_{i0} – зсув фаз, що відповідає електричній довжині ФО i -го каналу.

З (25) отримуємо, що, якщо оцінки B_{in} , а отже, і оцінки Φ_{in} реконструюються без зсуву й апіорні відомості про $n\psi_g$ та ξ_{i0} не містять помилок, то й оцінки ξ_{in} є незсуненими і слухними.

Аналіз результатів

З аналізу (13) виходить, що оцінка КП виконавчих елементів СКП I_i за результатами вимірювання КП усього тракту B_i при нерухомих ФАР і зонді веде до зсуву оцінок, що залежить від напрямку приходу сигналу θ . Це є наслідком того, що в

(13) $T_i = T_i(\theta)$ (при різних θ по-різному впливає ВЗВ) і $G_i = G_i(\theta)$.

Визначення відношення оцінок КП трактів V_{in} при різних станах ФО дозволяє одержати незсунені і слушні оцінки КП ФО Φ_{in} та помилок фазування ξ_{in} , використовуючи ВОС із нерухомими ФАР і вимірвальним зондом.

Перевагою запропонованого методу є й те, що якість оцінок стану ФО не залежить від точності апріорної інформації про місце розташування зонда, матриці ВЗВ і ДС випромінювачів. При обчисленні оцінок КП трактів V_{in} множники $V_i(\theta)$, $T_i(\theta)$ і $G_i(\theta)$ скорочуються.

Висновок

У даній роботі розглянуто метод і алгоритм діагностики ФО, що перебувають у складі ФАР. Оцінки, отримані запропонованим методом, є незсунені та слушні й відповідають КП ФО в ізольованому стані.

Алгоритм можливо реалізувати у ВОС при нерухомих ФАР і зонді, не критичних до точності апріорних відомостей про місце розташування зонда, матриці ВЗВ та ДС випромінювачів у складі решітки.

Список літератури

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3-х книгах. – М.: Сов. радио, 1975, 1976.
2. Gupta I.J., Ksienski A.A. "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays", *IEEE Trans. on AP*, v.31, N5, September 1983. – Pp. 785-791.

3. I.S.D. Solomon, D.A. Grey, Y.I. Abramovich and S.J. Anderson, «Receiver array calibration using disparate sources», *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, vol.47, No.3, March 1999. – Pp. 496-505.

4. Шифрин Я.С., Лиепинь У.Р., Головин Г.А. Экспериментальная оценка и использование матрицы взаимных связей излучателей в ФАР // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2005. – №7. – С. 3-10.

5. Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ / Д.И. Воскресенский, С.Д. Кременецкий, А.Ю. Гринев и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.

6. D.M.Pozar "A relation Between the active input impedance and the active element pattern of a phased array", *IEEE Trans. AP*, v.51, N9, September 2003.

7. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР/Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н. и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 120 с.

8. Воронин Е.Н., Нечаев Е.Н., Шашенков В.Ф. Реконструктивные антенные измерения. – М.: Наука, 1995. – 352 с.

9. Шишов Ю.А., Голик А.М. Адаптация управления ФАР по результатам встроенного контроля // *Зарубежная радиоэлектроника*. – 1990. – №9. – С. 69-89.

10. Шифрин Я.С., Лиепинь У.Р. Бесфазовые методы диагностики фазированных антенных решеток // *Антенны*. – 2000. – №1(44). – С. 84-99.

11. Бондарик А.В., Шитиков А.М., Шубов А.Г. Опыт использования в многоканальных ФАР методов калибровки без применения физиометрической аппаратуры. – *Антенны*. – 2005. – №1(92). – С. 7-15.

Надійшла до редколегії 1.09.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Б.М. Ланецький, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.