

МЕТОД И АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ МАТРИЦЫ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В СТАЦИОНАРНЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ ФАР

к.т.н. У.Р. Лиепинь, С.Д. Недзельский
(представил д.т.н, проф. А.В. Кобзев)

Решается задача разработки алгоритма экспериментальной оценки матрицы взаимной связи излучателей в стационарной передающей ФАР. Получить измерительную информацию предлагается при помощи решетки измерительных зондов, расположенных в ближней зоне ФАР. Показана реализуемость алгоритма при исследовании линейной ФАР.

Введение. Радиолокационные комплексы систем контроля космического пространства (СККП) имеют в своем составе отдельные стационарные передающие и приемные ФАР [1].

В процессе эксплуатации таких ФАР необходимо непрерывно решать следующие задачи:

- обеспечения заданной степени усиления сигнала излучаемого в направлении зондирования;
- сохранения в допустимых пределах бокового излучения ФАР с целью обеспечения экологической безопасности и электромагнитной совместимости РЛС СККП с другими радиотехническими системами (РТС);
- обеспечения безопасной эксплуатации ФАР с заданными коэффициентами полезного действия (КПД) и коэффициентами отражения в трактах излучающей и распределительной систем ФАР.

Перечисленные выше задачи контроля и обеспечения нормального функционирования ФАР решаются достаточно просто, если известна матрица рассеяния ФАР, представленной в виде СВЧ многополюсника. В [2] показано, что априорные сведения о численных значениях матрицы рассеяния ФАР позволяют определить:

- искажения амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве ФАР, вносимые взаимной связью излучателей (ВСИ) и, не устранимые системами автоподстройки фаз каналов. Эта информация позволит оценить ожидаемое увеличение уровня боковых лепестков (УБЛ) в диаграмме направленности (ДН) решетки при сканировании луча;

– зависимость коэффициента усиления (КУ) и коэффициента отражения сигнала от входа ФАР, от углов сканирования луча ФАР.

Аналитических методов определения матриц рассеяния ФАР произвольных конструкций пока не существует. Экспериментальная оценка коэффициентов таких матриц предполагает подключение всех (кроме двух) входов (выходов) многополюсника, образующего ФАР, к согласованным нагрузкам. К двум оставшимся входам (выходам) необходимо подключить генератор и приемник (измерительное устройство) согласованные с СВЧ трактами многополюсника [3]. В полностью собранной ФАР осуществить такие измерения практически невозможно. По этой причине в последние годы разработано несколько приближенных методов, позволяющих частично решить задачи оценки отдельных параметров матриц рассеяния и передачи.

Анализ публикаций. В цифровых антенных решетках (ЦАР), благодаря возможности измерять и оцифровывать принятые каждым каналом решетки сигналы, решены задачи определения коэффициентов матрицы ВСИ в решетке и ее калибровки. Основу метода составляют итерационные процедуры, базирующиеся на методе наименьших квадратов (МНК) [4]. В процессе калибровки приемной ФАР параллельно решаются задачи диагностики и пеленгации источников радиоизлучений, возбуждающих ФАР. В передающих ФАР метод практически не применим.

Модуляционный и коммутационный методы измерения характеристик ФАР, описанные в [5, 6], базируются на измерении коэффициентов передачи СВЧ трактов ФАР от входа распределительной системы антенны до выхода излучателей. Недостатками, препятствующими их применению для исследования стационарных передающих ФАР, являются:

– методы рассчитаны на применение в безэховых камерах, в условиях отсутствия эхо-сигналов (ЭС), образованных переотражениями зондирующего сигнала (ЗС) от земли и местных предметов;

– в используемых при измерениях этими методами моделях ФАР не учтены ВСИ решетки, что приводит к значительным методическим погрешностям при определении внешних характеристик ФАР.

Целью статьи является разработка метода и алгоритма оценки матрицы ВСИ в стационарной передающей ФАР в условиях присутствия на месте измерений ЭС от переотражений ЗС, формируемого исследуемой ФАР.

Постановка задачи. В качестве модели исследуемой антенны (ИА) выберем линейную эквидистантную антенную решетку (ЛЭАР) *(Переход к исследованию двумерных ФАР будет рассмотрен после получения алго-*

ритма метода). Исследуемая ЛЭАР работает в режиме передачи, а приемный зонд размещен в ее ближней (френелевой) зоне. В качестве опорного сигнала при оцифровке выходного сигнала зонда должен быть использован сигнал передатчика ФАР, полученный на выходе кабеля, связывающего передатчик с приемным зондом, или на выходе дополнительного зонда, размещенного рядом с основным зондом. Характеристики и место размещения зондов должны соответствовать требованиям, предъявленным к характеристикам и месту расположения зонда при реализации коммутационного метода исследования характеристик ФАР [5]. В качестве ЗС рекомендуется использовать непрерывное монохроматическое колебание, формируемое передатчиком РЛС на несущей частоте. Мощность ЗС выбирается из условия обеспечения заданной точности измерений.

Требуется разработать план управления фазированиями антенной решетки, позволяющий, по результатам измеренных значений откликов зонда, реконструировать матрицу коэффициентов ВСИ в решетке.

Основная часть. Аналитическое выражение для ДН линейной ФАР в режиме передачи, учитывающее ВСИ в решетке, может быть представлено в виде [2]

$$f_{AP}(\theta) = U_n^T(\theta)(E - S)G(\theta), \quad (1)$$

где θ – угол, отсчитываемый от нормали к апертуре ФАР; $U_n(\theta)$ – $N \times 1$ вектор падающей волны нормированного напряжения, возбуждающего излучатели; E – $N \times N$ единичная матрица; S – $N \times N$ матрица рассеяния излучающей системы ФАР в клеммной плоскости [2, 3]; $G(\theta)$ – $N \times 1$ вектор ДН излучателей ФАР; знак "т" – транспонирование матрицы.

Анализ поля излучения ФАР упрощается, если вместо разности двух матриц $E - S$ использовать матрицу ВСИ, введенную в [4, 7], и равную

$$C = E - S. \quad (2)$$

Учитывая (2) и перейдя в (1) от векторов и матриц к суммам комплексных амплитуд (КА), получим

$$f_{AP}(\theta) = \sum_i \sum_k U_{nk}(\theta) C_{ik} G_k(\theta), \quad i, k \in 0, N-1, \quad (3)$$

где

$$U_{nk}(\theta) = U_0 \varphi_k(\theta); \quad \varphi_k(\theta) = \exp(j2\pi\lambda^{-1} dk \sin \theta); \quad (4)$$

λ , d – длина волны и межэлементное расстояние в решетке; C_{ik} – коэффициенты матрицы ВСИ; $G_k(\theta)$ – ДН k -го излучателя, измеренная как ДН ФАР при возбуждении только k -го излучателя и подключении остальных к согласованным нагрузкам [8].

Если приемный зонд расположен в зоне Френеля, то при реконструкции его отклика необходимо учитывать разность хода лучей от каждого из излучателей до фазового центра приемного зонда (ПЗ).

Пусть \vec{r}_i , \vec{r}_z векторы, направленные от центра апертуры ФАР до фазовых центров излучателей и ПЗ. Тогда коэффициент передачи ЗС (по пространству) от i -го излучателя до ПЗ, согласно [2], можно представить в виде

$$\rho_i = \frac{\sqrt{K_z}}{2\eta b_i} \exp(j\eta b_i) G_i(\vec{b}_i) G_z(-\vec{b}_i), \quad (5)$$

где $\eta = 2\pi\lambda^{-1}$, $\vec{b}_i = \vec{r}_i - \vec{r}_z$; K_z – КУ зонда; $G_i(\vec{b}_i)$, $G_z(-\vec{b}_i)$ – ДН излучателей и зонда, соответственно.

Будем далее считать, что $\vec{b}_i, G_i(\theta), G_z(\theta), K_z$, а следовательно, и ρ_i – известные (заранее известные) величины. Тогда отклик зонда на смесь ЗС и шума можно представить в виде

$$X_z(t) = U_0 \sum_i \sum_k \varphi_k(t) \rho_i C_{ik} + n_z(t), \quad (6)$$

где $\varphi_k(t)$ описывает состояние ФВ СУЛ в момент времени t ; n_z – КА шума в ПЗ в момент времени t .

Каждый из излученных каналами ЗС создает на местах переотражений эхо-сигналы (ЭС), попадающие в тракт приемного зонда. Обозначим КА смеси всех ЭС, порожденных излучением из i -го канала, и пересчитанных к входу ФВ i -го канала, как ΔU_i . Такой пересчет желателен с точки зрения соблюдения зависимости фазы как ЗС, так и ЭС, от состояния ФВ $\varphi_i(t)$. С учетом сказанного, запишем отклик ПЗ на смесь ЗС и ЭС в виде

$$X_{ze}(t) = \sum_i \sum_k U_k \varphi_k(t) \rho_i C_{ik} + n_z(t), \quad (7)$$

где учтено, что

$$U_0 + \Delta U_k = U_k \quad (8)$$

результат сложения прямого ЗС и пересчитанной к входу ФВ смеси ЭС.

В (7) N^2 неизвестных C_{ik} и N неизвестных U_k . Такая система, содержащая всего N уравнений, не имеет решения.

В статье предлагается вместо одиночного зонда использовать решетку измерительных зондов (РИЗ), содержащую N зондов. Конструктивно каждый зонд должен иметь приемник и аналого-цифровой преобразователь (АЦП), а в качестве опорного сигнала для фазовых детекторов АЦП можно использовать усиленный сигнал одного из зондов. Задача оптимизации конструкции РИЗ, включая определение оптимального межэлементного расстояния, числа строк и столбцов, по критерию обеспечения максимальной точности измерений, в статье, из-за ограниченности объема, не решается. Будем считать, что конструкция РИЗ позволяет реализовать N (по числу излучателей в исследуемой линейной ФАР) независимых измерений излученного ФАР поля. Это позволит составить N независимых измерительных уравнений

$$X_n = \sum_i \sum_k U_k \varphi_k \rho_{in} C_{ik} + n_n, \quad i, k, n \in 0, N-1, \quad (9)$$

где n – номера зондов в РИЗ; ρ_{in} – коэффициент передачи (по пространству) от i -го излучателя ФАР до n -го зонда

$$\rho_{in} = \frac{\sqrt{K_z}}{2\eta b_{in}} \exp(j\eta b_{in}) G_i(\vec{b}_{in}) G_z(-\vec{b}_{in}), \quad (10)$$

$\vec{b}_{in} = \vec{r}_i - \vec{r}_{zn}$, \vec{r}_{zn} – вектор, направленный от центра апертуры ФАР до фазового центра n -го зонда; n_n – КА шума в n -м зонде.

Калибровку РИЗ, с целью обеспечения равенств

$$K_{zn} = K_z, \quad G_{zn}(-\vec{b}_{in}) = G_z(-\vec{b}_{in}),$$

нарушаемых ВСИ в РИЗ, можно произвести методами описанными, например, в [4, 9].

Доля поля каждого излучателя, возбуждающего n -ый зонд, находится под знаком суммы по i (по числу излучателей ФАР). Для выделения в каждом зонде парциальных откликов, формируемых каждым из излучателей ФАР, предлагается, как и в [10], применить пару прямого и обратного преобразований Фурье в базисе функций Уолша (ДПУ). Для этого необходимо при помощи ФВ СУЛ ФАР реализовать на ее апертуре N фазовых распределений вида

$$\varphi_{kr} = w_{kr}, \quad r \in 0, N-1,$$

где w_{kr} – функции Уолша, упорядоченные по Адамару или Пэли [11].

В каждом зонде, при каждом g -м фазировании, будем иметь

$$X_{nr} = \sum_i \sum_k U_k w_{kr} \rho_{in} C_{ik} + n_{nr}, \quad (11)$$

где n_{nr} – КА шума при измерении X_{nr} .

Зафиксируем в памяти процессора РИЗ $N \times N$ массив X_{nr} . Применив, далее, к нему процедуру обратного ДПУ, получим $N \times N$ массив КА реконструированных откликов n -го зонда на излучение k -го канала ФАР

$$y_{nk} = N^{-1} \sum_r X_{nr} w_{kr} = U_k \sum_i \rho_{in} C_{ik} + n_{nk}, \quad (12)$$

где $n_{nk} = N^{-1} \sum_r n_{nr} w_{kr}$ – КА преобразованного шума.

В матричной форме это соотношение можно представить в виде

$$C \text{diag} U \cdot \rho = y, \quad (13)$$

где $C = \{C_{ik}\}$; $U = \{u_k\}$; $\rho = \{\rho_{in}\}$; $y = \{y_{nk}\}$.

Матрица y – $N \times N$ матрица реконструированных значений откликов N зондов; матрица ρ – $N \times N$ матрица рассчитанных коэффициентов передачи; $\text{diag} U$ – $N \times N$ диагональная матрица КА напряжений (с учетом ЭС), возбуждающих приемные зонды; C – $N \times N$ матрица коэффициентов ВСИ.

Неизвестными являются: матрица C и вектор U . Для решения (13) перенесем известную матрицу ρ в правую часть (13). Тогда получим матричное равенство

$$C \text{diag} U = H, \quad (14)$$

где $H = y \rho^{-1}$.

Соотношение (14) можно представить в виде

$$C_{ik} U_k = H_{ik}, \quad (15)$$

где H_{ik} – известные коэффициенты.

Из (15) следует, что если $C_{ik} = C_{ki}$, то оценки этих величин могут быть получены из соотношений

$$C_{ik} = C_{kk} \frac{H_{ik}}{H_{kk}}; \quad C_{kk} = C_{ii} \frac{H_{kk} H_{ki}}{H_{ii} H_{ik}}. \quad (16)$$

В соотношения (16) не входят неизвестные КА смеси прямых ЗС и ЭС, полученных переотражениями ЗС от земли и местных предметов,

также возбуждающих приемные зонды. Численная оценка C_{ik} и C_{kk} возможна, если известно $C_{ii} = 1 - S_{ii}$, в одном из СВЧ трактов передающей ФАР, являющемся при контроле ФАР опорным. Коэффициенты отражения S_{ii} в опорных трактах измеряются устройствами встроенного СВЧ контроля трактов описанными, например, в [3].

При исследовании двумерных ФАР, излучатели которых расположены в узлах прямоугольной сетки, имеющей R строк и Q столбцов, их нумерация производится по формуле

$$j = Q(r-1) + q, \text{ где } j \in 1, M; \quad q \in 1, Q; \quad r \in 1, R. \quad (17)$$

В (18) M – общее число излучателей в решетке, R – число строк, Q – число столбцов излучателей в исследуемой двумерной ФАР.

Погрешность оценок коэффициентов матрицы ВСИ, полученных предлагаемым методом, складывается из погрешностей, вносимых РИЗ и погрешностей, обусловленных шумом наблюдения в измерительных уравнениях (12).

Не трудно показать, что обратное ДПУ мощность шума в (12) σ_{nk}^2 по сравнению с (11), не увеличивает

$$\sigma_{nk}^2 = N^{-2} \sum_r \sum_p \langle n_{nr} n_{np}^* \rangle w_{kr} w_{kp} = N^{-1} \sum_r \langle |n_{nr}|^2 \rangle = \sigma_n^2, \quad (18)$$

где σ_n^2 – средняя по N измерениям мощность шума в n -м зонде; знак $\langle \cdot \rangle$ – статистическое усреднение.

Следовательно, погрешность за счет шума может быть снижена до допустимых величин накоплением откликов при каждом r -м фазировании в (11).

Погрешности вносимые РИЗ, как инструмента измерения КА принятых сигналов, могут быть снижены до допустимых величин калибровкой измерительной решетки по соответствующим алгоритмам, описанным в [9, 10].

Погрешности, вносимые ошибками в позиционировании РИЗ также могут быть скомпенсированы в процессе калибровки РИЗ и уточнения коэффициентов передачи ρ_{in} , например, оптическими средствами. При этом, если конструкция РИЗ достаточно жесткая, не надо уточнять каждый из векторов \vec{r}_i и \vec{r}_{zn} , а достаточно уточнить величину и направление вектора \vec{r}_0 , соединяющего центры апертур РИЗ и исследуемой ФАР.

Выводы. Приведен алгоритм, позволяющий, по измеренным откликам в неподвижной РИЗ, оценить матрицу ВСИ в исследуемой ФАР.

РИЗ может быть расположена в ближней зоне ФАР и должна содержать N (по числу излучателей в ФАР) зондов, в каждом из которых содержатся приемники и АЦП. Обработка информации, полученной из РИЗ, может производиться ЭВМ, входящей в состав РИЗ или ФАР.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Активные фазированные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с., гл.13, Диагностика антенных решеток. – С. 387 – 427.*
2. *Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ / Д.И. Воскресенский, С.Д. Кременецкий, А.Ю. Гринёв, Ю.В. Котов – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.*
3. *Гунта К., Гардис Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.*
4. *Solomon J.S.D., Gray D.A., Abramovic Y.J., Anderson S.J. Receiver Array Calibration Using Disparate Sources // IEEE Trans. AP. – March 1999. – V. 47, N 3. – P. 496 – 505.*
5. *Коммутационный метод измерения характеристик ФАР / Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Сиряков. – М.: Радио и связь, 1988. – 120 с.*
6. *Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е., Шашенков В.Ф. Реконструктивные антенные измерения. – М.: Наука, 1995. – 352 с.*
7. *Gupta I.J., Ksienski A.A. Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays // IEEE Trans. on AP. – September 1983. – V. 31, N 5. – P. 785 – 791.*
8. *Амтей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. – М.: Мир, 1974. – 454 с.*
9. *Ng B.C., See C.M.S. Maximum Likelihood Sensor Array Calibration // IEEE Trans. AR. – June 1996. – V.44, N5. – P. 827 – 837.*
10. *Шифрин Я.С., Лиепинь У.Р. Бесфазовые методы диагностики фазированных антенных решеток // Антенны. – 2000. – Вып. 1 (44). – С. 84 – 99.*
11. *Хармут Х. Теория секвентного анализа. Основы ее применения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 574 с.*

Поступила 30.11.2004

ЛИЕПИНЬ Улдис Робертович, канд. техн. наук, доцент кафедры Харьковского университета Воздушных Сил. Область научных интересов – адаптивные антенные системы.

НЕДЗЕЛЬСКИЙ Сергей Денисович, старший научный сотрудник Объединенного НИИ Вооруженных Сил Украины. Область научных интересов – адаптивные антенные системы.