

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ
ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН
В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ ИЗЛУЧЕНИЯ**

Н.В. Анютин, И.М. Малай

*ФГУП «ВНИИФТРИ», Менделеево, Московская обл., Россия,
anyutin@vniiftri.ru,
malay@vniiftri.ru*

Аннотация. В статье исследуется точность измерений характеристик антенн в ближней зоне их излучения в случае сканирования электромагнитного поля по неканоническим поверхностям. На основе асимптотического уравнения связи между антеннами в ближней зоне исследуемой антенны и дальней зоне зондовой антенны разработана математическая модель измерений на антенных измерительных комплексах ближней зоны. Предложено использование эквивалентного уровня помех для оценки точностных характеристик измерений коэффициента усиления, амплитудной и фазовой диаграмм направленности, уровня кроссполяризации и коэффициента эллиптичности антенн. Проведено моделирование сканирования электромагнитного поля по неканонической поверхности с помощью коллаборативного робота с шестью вращательными степенями свободы. Верификация по экспериментальным данным показала качественное согласие эквивалентного уровня помех, а также количественное согласие максимального значения эквивалентного уровня помех.

Ключевые слова: антенные измерения, ближняя зона, связь между антеннами, преобразование электромагнитного поля, математическая модель.

**NUMERICAL MODEL OF ANTENNA CHARACTERISTICS
MEASUREMENTS IN THE NEAR FIELD ZONE**

N.V. Anyutin, I.M. Malay

*FSUE "VNIIFTRI", Mendeleevo, Moscow region, Russia,
anyutin@vniiftri.ru,
malay@vniiftri.ru*

Annotation. The article examines the accuracy of antenna characteristics measurements in the near field zone of their radiation in the case of scanning the electromagnetic field over non-canonical surfaces. On the basis of the asymptotic transmission formula for near field zone of the antenna under test and the far field zone of the probe, a numerical model of measurements on near field measurement system has been developed. It is proposed to use the equivalent noise level to estimate the measurements accuracy of the gain, amplitude and phase radiation patterns, cross-polarization level and antenna ellipticity factor. A simulation of scanning an electromagnetic field over a non-canonical surface using a collaborative robot with six rotational degrees of freedom has been carried out. Verification against experimental data has shown the qualitative agreement of the equivalent noise level, as well as the quantitative agreement of its maximum value.

Key words: antenna measurements, near field, antenna coupling, electromagnetic field transformation, numerical model.

Введение

Антенны и антенные решётки являются неотъемлемой частью многих современных технологий: радиосвязь, радиолокация, спутниковая навигация, беспроводная передача информации и т.д. Соответствие реальных характеристик антенн тем, что были заложены при проектировании, определяет исправное функционирование всего технического средства. В связи с этим измерения характеристик антенн в процессе их разработки и производства имеют большое значение.

Часть характеристик антенн, которую называют внешними характеристиками, определяется через напряжённость электрического поля в дальней зоне (ДЗ) их излучения. Средством измерений внешних характеристик антенн являются антенные измерительные комплексы (АИК). По методам измерений их разделяют на АИК ДЗ, компактные полигоны и АИК ближней зоны (БЗ).

В АИК ДЗ тестовая антенна размещается на расстоянии R , удовлетворяющем практическому критерию границы ДЗ:

$$R > R_{FF} = 2D^2 / \lambda, \quad (1)$$

где D — максимальная протяжённость апертуры антенны; λ — длина волны.

Некоторые современные антенные решётки достигают размеров $D = 400$ см и работают на частоте 10 ГГц ($\lambda = 3$ см). Согласно критерию (1), для измерений их внешних характеристик размеры АИК ДЗ должны быть не менее 1 км. Уменьшение влияния паразитных переотражений электромагнитных волн от окружающих объектов и подстилающей поверхности требует размещения антенн либо на мачтах высотой не меньше расстояния между ними, либо в безэховой камере. Оба решения для рассматриваемых антенных решёток являются экономически нецелесообразными.

В компактных полигонах условия ДЗ воспроизводятся с помощью коллиматорного зеркала, поверхность которого является частью параболоида вращения. В фокусе размещают облучатель, который в приближении геометрической оптики излучает пучок радиальных лучей. Отразившись от зеркала, лучи в пучке становятся параллельными, как в плоской электромагнитной волне. В таких же условиях находится антенна в ДЗ излучения другой антенны. Изготовление коллиматорного зеркала с рабочей зоной не менее 400 см является также чрезвычайно затратным, поэтому основным средством измерений внешних характеристик широкоапертурных антенн и антенных решёток в настоящее время стали АИК БЗ.

Принцип работы АИК БЗ заключается в следующем. Сначала зондовую антенну помещают в некоторое множество пространственных точек вокруг исследуемой антенны и ориентаций, измеряя каждый раз коэффициент передачи. Эта операция называется сканированием электромагнитного поля.

Затем математически по известным коэффициентам передачи вычисляют нормированные векторы электромагнитного поля в БЗ и преобразуют их в ДЗ. При этом нормированные векторы электромагнитного поля в БЗ могут считаться измеренными прямо или косвенно. Во втором случае их получают из решения уравнения связи между векторами электромагнитного поля исследуемой и зондовой антенн и коэффициента передачи между ними. Эта операция называется коррекцией по зондовой антенне. Независимо от коррекции по зондовой антенне преобразование электромагнитного поля из БЗ в ДЗ делает измерения внешних характеристик на АИК БЗ косвенными.

Преобразование электромагнитного поля из БЗ в ДЗ осуществляется с помощью БЗ-ДЗ алгоритмов, которые можно условно разделить на классические, прямые и инверсные. В классических БЗ-ДЗ алгоритмах векторы электромагнитного поля представляются в виде разложения в ряд по собственным функциям векторного уравнения Гельмгольца, эти функции также называют модами [1]. Моды известны только для небольшого числа систем координат, из которых на практике используются Декартовы, цилиндрические и сферические. Из этого следует ограничение в выборе поверхностей сканирования частью плоскости, цилиндра и сферы. Соответствующие поверхности сканирования называются каноническими. При этом неоспоримым преимуществом классических БЗ-ДЗ алгоритмов является возможность вычисления интегралов с помощью быстрых алгоритмов, например быстрого преобразования Фурье [2].

Прямые БЗ-ДЗ алгоритмы преобразуют электромагнитное поле с поверхности сканирования из БЗ в ДЗ путём вычисления любой из векторных форм интеграла Кирхгофа [3]. Наибольшее внимание подобным БЗ-ДЗ алгоритмам уделялось в нашей стране [4]. При этом для сканирования использовались также канонические поверхности, что позволяло вычислять некоторые интегралы с помощью быстрого преобразования Фурье. Широкому распространению прямых БЗ-ДЗ алгоритмов препятствовало отсутствие до недавнего времени коррекции по зондовой антенне [5].

В инверсных БЗ-ДЗ алгоритмах из тех же самых интегралов, которые вычисляются в классических и прямых БЗ-ДЗ алгоритмах, составляется система уравнений относительно вектора источников электромагнитного поля [6]. Таким образом, электромагнитное поле преобразуется сначала на поверхность восстановления вокруг исследуемой антенны (апертуру), а уже потом в ДЗ. При этом для решения системы интегральных уравнений используют методы вычислительной электродинамики, что обуславливает большую вычислительную сложность. Таким образом, для измерений внешних характеристик антенн с помощью инверсных БЗ-ДЗ алгоритмов требуются такие же вычислительные ресурсы, как и для их электродинамического моделирования методом интегральных уравнений. При этом неоспоримым

преимуществом инверсных БЗ-ДЗ алгоритмов является возможность сканирования не только по неканоническим поверхностям, но и в некотором множестве точек, не связанных одной поверхностью.

Косвенные методы измерений внешних характеристик антенн на АИК БЗ обуславливают большое внимание к достоверности получаемых на них результатов. Первые попытки оценить погрешность измерений предпринимались одновременно с разработкой классических БЗ-ДЗ алгоритмов [7]. В них не учитывалось уравнение связи между антеннами, которое является источником существенной методической погрешности измерений амплитудной диаграммы направленности (ДН) величиной более 1 дБ при углах свыше 30° . Опубликование классического БЗ-ДЗ алгоритма планарного сканирования с коррекцией по зондовой антенне стало толчком к массовому распространению АИК БЗ [8]. Это, в свою очередь, подстегнуло интерес к оценкам погрешности измерений на них внешних характеристик антенн [9–12], логичным итогом чего стали эмпирические модели для планарного [13] и сферического сканирования [14].

Развитие вычислительной техники, вычислительной электродинамики и появление инверсных БЗ-ДЗ алгоритмов сделали вновь актуальной задачу оценки погрешности измерений внешних характеристик антенн на АИК БЗ. Первая математическая модель измерений на АИК БЗ с планарным сканированием была опубликована в работе [15]. Немного позже были опубликованы аналогичные математические модели для АИК БЗ с цилиндрическим и сферическим сканированием [16–19]. Классические и инверсные БЗ-ДЗ алгоритмы могут использоваться для сканирования электромагнитного поля по неканоническим поверхностям. Соответствующая математическая модель измерений на АИК БЗ опубликована в работе [20]. До недавнего времени все математические модели основывались на уравнении связи между антеннами без учёта их взаимного влияния. В работе [21] решаются уравнения Максвелла для системы из двух антенн, что позволяет учесть искажение электромагнитного поля исследуемой антенны.

Развитие математических моделей измерений на АИК БЗ происходило за счёт постановки и решения задачи со всё меньшим числом приближений и допущений, итогом чего стало электродинамическое моделирование взаимодействия двух антенн методом интегральных уравнений [21]. Повышение в теории адекватности такой математической модели имеет два недостатка. Во-первых, большая вычислительная сложность соответствующих алгоритмов не позволяет оперативно в течение нескольких часов получать оценки погрешности, разыгрывая от 50 до 100 измерений. Во-вторых, применение таких математических моделей ограничивается исключительно БЗ исследуемой антенны, поскольку вычисление исходных интегралов на больших расстояниях даёт большие ошибки в сравнении с асимптотическими формулами.

Расширение области применения математической модели измерений на прочие АИК особенно актуально в нашей стране, поскольку известная математическая модель может применяться только для АИК БЗ с планарным сканированием [22].

Цель работы — повышение достоверности измерений на антенных измерительных комплексах ближней зоны с произвольной областью сканирования. Для её достижения решается задача разработки математической модели измерений на антенных измерительных комплексах ближней зоны на основе асимптотического уравнения связи в ближней зоне исследуемой антенны и в дальней зоне зондовой антенны.

Теоретические основы математической модели

Математическая модель измерений на АИК БЗ должна работать в два этапа. На первом этапе требуется при заданных точностных характеристиках оборудования промоделировать измерения коэффициента передачи в точках сканирования электромагнитного поля, а на втором этапе — преобразовать их во внешние характеристики исследуемой антенны. На обоих этапах удобно работать с отдельными гармониками электромагнитного поля, отбросив зависящий от времени экспоненциальный множитель $e^{i\omega t}$, где ω — циклическая частота, t — время. Электромагнитное поле в отсутствие зарядов в этом случае описывается следующей системой уравнений:

$$[\nabla, \mathbf{F}] = k\sigma_2 \left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} + 4\pi \mathbf{j} \right); \quad (2)$$

$$(\nabla, \mathbf{F}) = 0, \quad (3)$$

где $\mathbf{F} = \{\mathbf{E}, \mathbf{H}\}$ — вектор электромагнитного поля; \mathbf{E} и \mathbf{H} — напряжённость электрического и магнитного полей; $k = \omega / c$ — волновое число; c — скорость света; σ_α — матрица Паули; $\mathbf{j} = \{\mathbf{j}_e, \mathbf{j}_m\}$ — вектор источников электромагнитного поля; \mathbf{j}_e и \mathbf{j}_m — объёмная плотность электрических и магнитных токов.

Система уравнений (2)–(3) может быть решена через запаздывающие и опережающие потенциалы электромагнитного поля $\mathbf{A} = \{\mathbf{A}_e, \mathbf{A}_m\}$. Электромагнитное поле \mathbf{F} в этом случае может быть вычислено по известному вектору источников \mathbf{j} :

$$\mathbf{F}_f^* = \hat{L}_{fs}^* (k, \mathbf{R}) \mathbf{j}_s^* \circ \mathbf{V}_s = \hat{L}_{fs} (-k, -\mathbf{R}) \mathbf{j}_s \circ \mathbf{V}_s = -\hat{L}_{fs} (-k, \mathbf{R}) \sigma_3 \mathbf{j}_s \circ \mathbf{V}_s = -\sigma_3 \mathbf{F}_f; \quad (4)$$

$$\mathbf{F} = \{E_1^1 \ E_1^2 \ E_1^3 \ H_1^1 \ H_1^2 \ H_1^3 \ \dots \ H_M^3\};$$

$$\mathbf{j} = \{j_{e1}^1 \ j_{e1}^2 \ j_{e1}^3 \ j_{m1}^1 \ j_{m1}^2 \ j_{m1}^3 \ \dots \ j_{mN}^3\};$$

$$\mathbf{V} = \{\delta V_1 \ \delta V_1 \ \dots \ \delta V_N\},$$

где f — индекс, обозначающий принадлежность к области, в которой электромагнитное поле вычисляется; s — индекс, обозначающий принадлежность к области источников электромагнитного поля; $*$ — обозначает решение через опережающие потенциалы электромагнитного поля; \hat{L}_{fs} — оператор преобразования электромагнитного поля; \circ — покомпонентное произведение Адамара; M и N — число точек в областях вычисления электромагнитного поля и его источников.

Из системы уравнений (2)–(3) следует закон сохранения энергии, подстановка в который тождеств (4) приводит к следующему уравнению связи между антеннами:

$$S_{21}(\mathbf{r}, \omega) = C(\omega) \frac{ce^{ikr}}{4\pi r^2} \oint_{S_\infty} \left(\hat{\mathbf{R}}(\hat{\mathbf{r}}', \omega), -\sigma_3 \hat{\mathbf{T}}(-\hat{\mathbf{r}}', \omega) \right) e^{ik(\hat{\mathbf{r}}', \mathbf{r})} dS', \quad (5)$$

где S_{21} — коэффициент передачи между исследуемой и зондовой антенной; $C(\omega)$ — коэффициент нормировки энергии; \mathbf{r} — радиус-вектор из начала системы координат, в которой известна ДН \mathbf{R} исследуемой антенны, в начало системы координат, в которой известна ДН \mathbf{T} зондовой антенны; $\langle \hat{\cdot} \rangle$ над векторами обозначает операцию их нормировки norm; S_∞ — поверхность сферы бесконечного радиуса.

Под ДН \mathbf{T} антенны понимается не зависящая от расстояния r часть электромагнитного поля:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{T}(\hat{\mathbf{r}}, \omega) e^{-ikr} / r.$$

В теории уравнение связи (5) применимо всюду, где можно пренебречь взаимным влиянием между антеннами. На практике его вычисление при большом расстоянии между антеннами r существенно затруднено осцилляциями экспоненциального множителя. Вычислив с помощью метода стационарной фазы интеграл (5), приходим к следующему асимптотическому уравнению связи:

$$S_{21}(\mathbf{r}, \omega) = C(\omega) \frac{c}{2ik} \sigma_3 \hat{\mathbf{T}}_\alpha \left(\nabla \arg \left(\hat{\mathbf{F}}^\alpha(\mathbf{r}, \omega) \right) / k, \omega \right) \hat{\mathbf{F}}^\alpha(\mathbf{r}, \omega). \quad (6)$$

Асимптотическое уравнение связи (6) применимо в БЗ исследуемой антенны и ДЗ зондовой антенны, которая определяется критерием (1). В АИК БЗ в качестве зондовой антенны используются открытые концы волноводов. Максимальная протяжённость их апертуры не превышает длины волны λ . Таким образом, уравнение связи (6), согласно критерию (1), может применяться, начиная с расстояния 2λ до исследуемой антенны. В ДЗ исследуемой антенны уравнение связи (6) совпадает с известной асимптотой уравнения (5) [23]. Таким образом, оно может использоваться одновременно в ближней, промежуточной и дальней зонах излучения исследуемой антенны.

Модель сканирования электромагнитного поля

Все векторы в формулах (4)–(6) должны быть записаны в одной и той же системе координат, которую будем называть глобальной. Её удобно связать с исследуемой антенной (рис. 1).

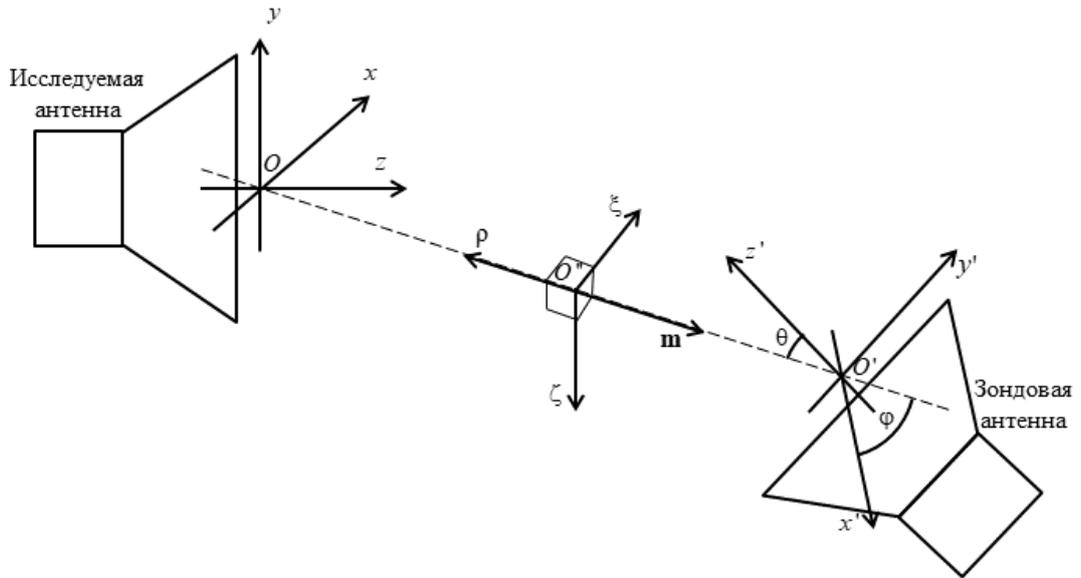


Рис. 1. Системы координат

Началом глобальной системы координат O выбирается та точка, относительно которой исследуемая антенна вращалась бы на АИК ДЗ. На практике за эту точку часто принимают фазовый центр. Направим ось Oz вдоль оси исследуемой антенны. Выделим условный вектор поляризации в ортогональной плоскости и примем его направление за ось Oy . Ось Ox должна образовывать с другими правую тройку векторов. Аналогично с зондовой антенной связывается локальная система координат $O'x'y'z'$. В локальной системе координат известна ДН \mathbf{T} зондовой антенны. Для её преобразования в глобальную систему координат будем использовать следующую матрицу из скалярных произведений ортов \mathbf{e}_a :

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{e}_{x'} \quad \mathbf{e}_{y'} \quad \mathbf{e}_{z'}) = \begin{pmatrix} (\mathbf{e}_{x'}, \mathbf{e}_x) & (\mathbf{e}_{y'}, \mathbf{e}_x) & (\mathbf{e}_{z'}, \mathbf{e}_x) \\ (\mathbf{e}_{x'}, \mathbf{e}_y) & (\mathbf{e}_{y'}, \mathbf{e}_y) & (\mathbf{e}_{z'}, \mathbf{e}_y) \\ (\mathbf{e}_{x'}, \mathbf{e}_z) & (\mathbf{e}_{y'}, \mathbf{e}_z) & (\mathbf{e}_{z'}, \mathbf{e}_z) \end{pmatrix}.$$

На рис. 2 приведена блок-схема алгоритма сканирования электромагнитного поля. Сначала необходимо задать эталонный вектор источников электромагнитного поля \mathbf{j}_s в объёме \mathbf{V}_s , который является моделью исследуемой

антенны. По теореме об эквивалентном излучении интегрирование объёмной плотности токов \mathbf{j}_s по объёму V_s можно заменить на интегрирование поверхностной плотности токов \mathbf{J}_s по площади S_s . Для моделирования паразитных переотражений зададим замкнутую поверхность S_o , описанную вокруг объёма V_s и точек сканирования. Поскольку алгоритм, реализующий разрабатываемую математическую модель, должен иметь небольшую вычислительную сложность, ограничимся расчётом однократного отражения электромагнитных волн от поверхности S_o в приближении физической оптики. Для этого сначала вычислим электромагнитное поле на поверхности S_o по формуле (7), выбрав верхний знак, соответствующий решению через запаздывающие потенциалы электромагнитного поля. Затем по формуле (8) вычислим поверхностную плотность токов \mathbf{J}_o , наведённых на поверхности идеального проводника электромагнитным полем исследуемой антенны. При этом учитывается, что отражается только часть падающей мощности, которая определяется коэффициентом C_{an} . Этот коэффициент определяется аналогично коэффициенту безэховости на АИК ДЗ.

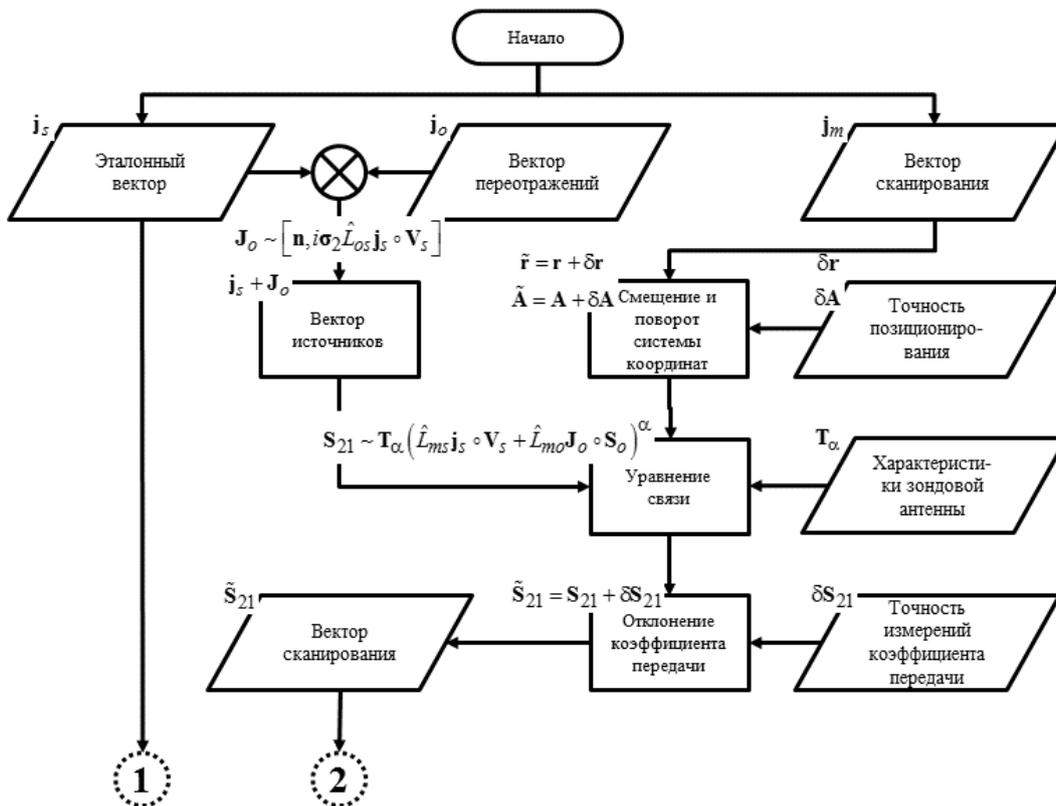


Рис. 2. Блок-схема алгоритма моделирования сканирования электромагнитного поля

$$\begin{pmatrix} \pm E_{1x} \\ \pm E_{1y} \\ \pm E_{1z} \\ H_{1x} \\ H_{1y} \\ H_{1z} \\ \dots \\ H_{Mz} \end{pmatrix} = \pm \frac{ik}{c} \begin{pmatrix} (v_{11x}^2 - 1 & v_{11x}v_{11y} & v_{11x}v_{11z} & 0 & -v_{11z} & v_{11y}) \\ v_{11y}v_{11x} & v_{11y}^2 - 1 & v_{11y}v_{11z} & v_{11z} & 0 & -v_{11x} \\ v_{11z}v_{11x} & v_{11z}v_{11y} & v_{11z}^2 - 1 & -v_{11y} & v_{11x} & 0 \\ 0 & v_{11z} & -v_{11y} & v_{11x}^2 - 1 & v_{11x}v_{11y} & v_{11x}v_{11z} \\ -v_{11z} & 0 & v_{11x} & v_{11y}v_{11x} & v_{11y}^2 - 1 & v_{11y}v_{11z} \\ v_{11y} & -v_{11x} & 0 & v_{11z}v_{11x} & v_{11z}v_{11y} & v_{11z}^2 - 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (v_{M1y} & -v_{M1x} & 0 & v_{M1z}v_{M1x} & v_{M1z}v_{M1y} & v_{M1z}^2 - 1) \end{pmatrix} \frac{e^{\mp ikR_{11}}}{R_{11}} \delta S_1 \dots \dots \dots \frac{e^{\mp ikR_{M1}}}{R_{M1}} \delta S_1 \dots \dots \dots \begin{pmatrix} v_{1Ny} \\ -v_{1Nx} \\ 0 \\ v_{1Nx}v_{1Nz} \\ v_{1Ny}v_{1Nz} \\ v_{1Nz}^2 - 1 \\ \dots \\ (v_{MNz}^2 - 1) \end{pmatrix} \frac{e^{\mp ikR_{1N}}}{R_{1N}} \delta S_N \dots \dots \dots \frac{e^{\mp ikR_{MN}}}{R_{MN}} \delta S_N \begin{pmatrix} \pm J_{e1x} \\ \pm J_{e1y} \\ \pm J_{e1z} \\ J_{m1x} \\ J_{m1y} \\ J_{m1z} \\ \dots \\ J_{mNz} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} / R_{\alpha\beta}$ — единичный вектор визирования точки $\alpha = 1 \dots M$ из точки $\beta = 1 \dots N$; $\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'$ — расстояние от точки вычисления электромагнитного поля до его источников;

$$\begin{pmatrix} J_{ex} \\ J_{ey} \\ J_{ez} \\ J_{mx} \\ J_{my} \\ J_{mz} \end{pmatrix} = -10^{C_{an}/20} \frac{c}{2\pi} \begin{pmatrix} n_y H_z - n_z H_y \\ n_z H_x - n_x H_z \\ n_x H_y - n_y H_x \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где C_{an} — коэффициент безэховости, дБ.

На следующем этапе алгоритма моделируются отклонения положений зондовой антенны в точках сканирования от заданных. Для этого к заданным радиус-векторам \mathbf{r}' начала локальной системы координат O' прибавляются смещения $\delta\mathbf{r}'$, а базис \mathbf{A}' вращается относительно своих орт \mathbf{e}_α на углы $\delta\psi_\alpha$:

$$\tilde{\mathbf{r}}' = \mathbf{r}' + \delta\mathbf{r}'; \quad (9)$$

$$\tilde{\mathbf{A}}' = \hat{B}(\mathbf{e}'_x, \delta\psi_x) \hat{B}(\mathbf{e}'_y, \delta\psi_y) \hat{B}(\mathbf{e}'_z, \delta\psi_z) \mathbf{A}', \quad (10)$$

где $\hat{B}(\mathbf{v}, \psi)$ — оператор поворота относительно вектора \mathbf{v} на угол ψ .

После того, как исходные точки сканирования \mathbf{r}' и ориентации зондовой антенны \mathbf{A}' были смещены, по формуле (7) с верхними знаками вычисляется электромагнитное поле по эталонному вектору \mathbf{J}_s и вектору переотражений \mathbf{J}_o .

Далее в каждой точке сканирования требуется определить градиент фазы каждой из компонент вектора электромагнитного поля \mathbf{F} . Сделать это можно, вычислив электромагнитное поле ещё в шести точках в окрестности $\tilde{\mathbf{r}}'$, что повлечёт увеличение вычислительной сложности алгоритма. По этой причине воспользуемся справедливым на расстояниях $R > 2\lambda$ допущением, что все шесть компонент вектора электромагнитного поля в окрестности $\tilde{\mathbf{r}}'$ изменяются по следующему закону [5]:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r} + \Delta\mathbf{r}) = \mathbf{F}(\mathbf{r}) e^{-ik(\mathbf{m}, \Delta\mathbf{r})}.$$

Его подстановка в уравнение (2) приводит к системе из шести линейных алгебраических уравнений относительно трёх неизвестных компонент вектора распространения \mathbf{m} . Эта система переопределена и может быть решена методом наименьших квадратов:

$$\begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{pmatrix} = \left(\begin{pmatrix} 0 & H_z & -H_y & 0 & -E_z & E_y \\ -H_z & 0 & H_x & E_z & 0 & -E_x \\ H_y & -H_x & 0 & -E_y & E_x & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -H_z & H_y \\ H_z & 0 & -H_x \\ -H_y & H_x & 0 \\ 0 & E_z & -E_y \\ -E_z & 0 & E_x \\ E_y & -E_x & 0 \end{pmatrix} \right)^{-1} \times \\ \times \begin{pmatrix} 0 & H_z & -H_y & 0 & -E_z & E_y \\ -H_z & 0 & H_x & E_z & 0 & -E_x \\ H_y & -H_x & 0 & -E_y & E_x & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \\ H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Далее требуется преобразовать ДН \mathbf{T} из локальной в глобальную систему координат по следующей формуле:

$$\{T_1 \ T_2 \ T_3 \ T_4 \ T_5 \ T_6\} = \left\{ \mathbf{A}' \begin{pmatrix} T'_1 \\ T'_2 \\ T'_3 \end{pmatrix} \ \mathbf{A}' \begin{pmatrix} T'_4 \\ T'_5 \\ T'_6 \end{pmatrix} \right\}. \quad (12)$$

Теперь вектор распространения \mathbf{m} и ДН \mathbf{T} зондовой антенны можно подставить в формулу (6) и вычислить коэффициент передачи:

$$S_{21} = \frac{c}{2ik} (T_1(-\mathbf{m})E_x + T_2(-\mathbf{m})E_y + T_3(-\mathbf{m})E_z - T_4(-\mathbf{m})H_x - T_5(-\mathbf{m})H_y - T_6(-\mathbf{m})H_z). \quad (13)$$

На последнем шаге моделирования сканирования электромагнитного поля требуется учесть искажения коэффициента передачи, обусловленные неравномерной амплитудной и частотной характеристикой измерительного тракта, а также конечной точностью средства измерений, в качестве которого в настоящее время используется векторный анализатор цепей (ВАЦ).

Отклонения коэффициента передачи \tilde{S}_{21} от значений, полученных с помощью формулы (13), вычислим по следующей формуле:

$$\tilde{S}_{21} = \left(1 + \text{rand}\left(10^{-C_{sn}/20}\right)\right) (1 + \delta E) |S_{21}| e^{i(\arg S_{21} + \delta \Phi)}, \quad (14)$$

где $\text{rand}(g)$ — функция, возвращающая случайное число от $-g$ до $+g$; C_{sn} — отношение сигнал-шум, дБ; δE и $\delta \Phi$ — отклонения амплитуды и фазы.

Формула (14) учитывает наличие шумов в приёмнике ВАЦ. Отклонения амплитуды δE и фазы $\delta \Phi$ являются суммарными для всех возможных источников.

Модель БЗ-ДЗ алгоритма

Вычисленные по формуле (14) коэффициенты передачи в точках сканирования далее передаются в БЗ-ДЗ алгоритм, который входит во вторую часть алгоритма, реализующего математическую модель измерений на АИК БЗ (рис. 3). При аттестации методик измерений и испытаниях АИК БЗ выделенная пунктиром часть блоков на рис. 3 реализуется в программном обеспечении разработчика методики измерений или АИК БЗ.

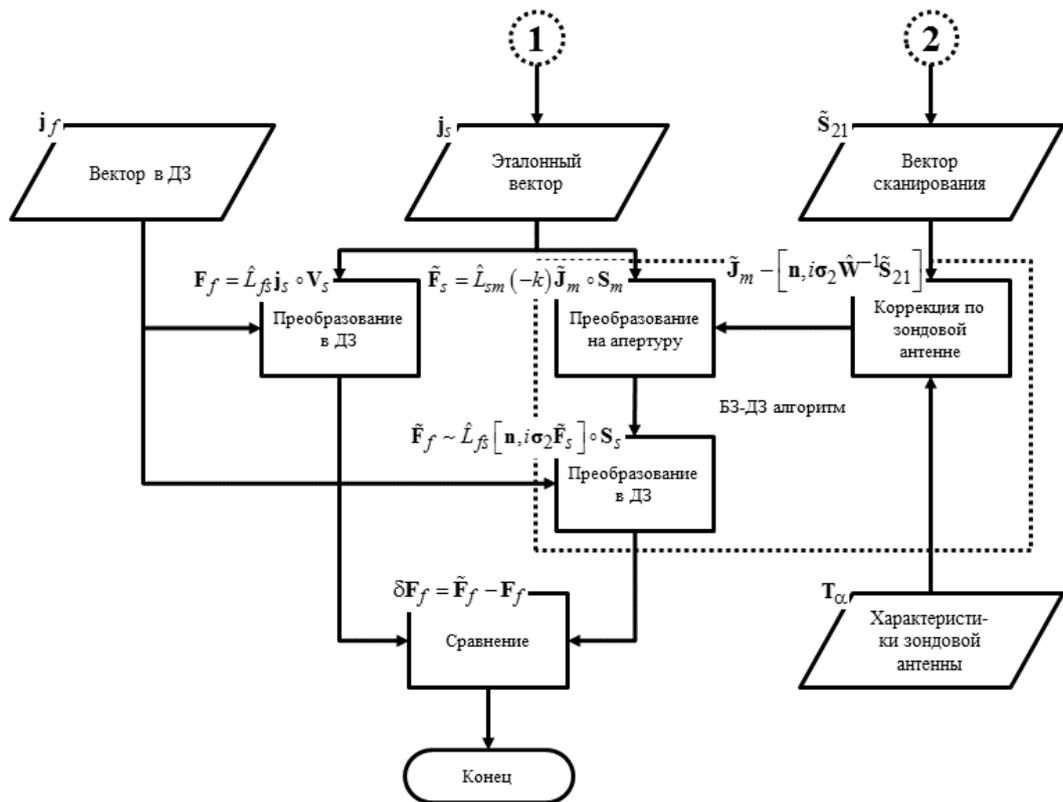


Рис. 3. Блок-схема алгоритма моделирования преобразования электромагнитного поля

Раскроем её на примере методики измерений внешних характеристик антенн, разрабатываемой во ФГУП «ВНИИФТРИ». Методика измерений разрабатывается для АИК БЗ, позиционеры которых (например, промышленные роботы, беспилотные летательные аппараты, мостовые краны и т.д.) способны перемещать зондовую антенну в произвольно заданные точки сканирования. Свобода в перемещении зондовой антенны позволяет выбрать оптимальную поверхность сканирования, которая строится следующим образом. Вокруг точек на поверхности исследуемой антенны строятся сферы равного радиуса d , после чего по этим сферам строится выпуклая оболочка (рис. 4). Построенная таким образом поверхность сканирования будет иметь наименьшую площадь и всюду будет удалена от исследуемой антенны на расстояние не меньше d . Первое обеспечит минимальное число точек сканирования N , а значит, и время измерений. Второе — малость искажений электромагнитного поля исследуемой антенны, а также подавление паразитных переотражений за счёт большей близости к источникам прямого излучения.

Исходная поверхность сканирования разбивается на треугольные facets. Зондовая антенна помещается в точки пересечения их медиан. Вычисленные по формуле (14) коэффициенты передачи S_{21} не могут быть подставлены в формулу (6) или (13), поскольку требуется найти векторы распространения \mathbf{m} .

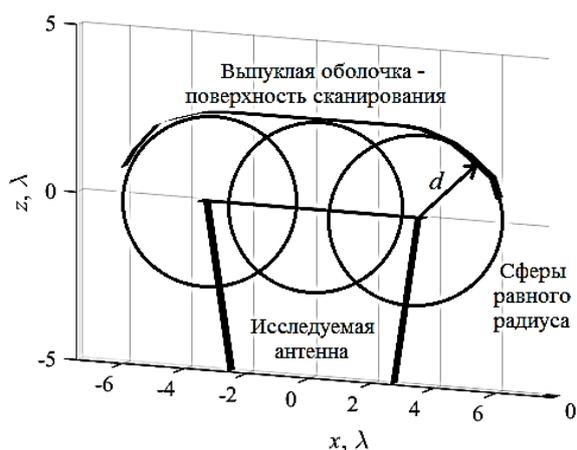


Рис. 4. Оптимальная поверхность сканирования

Снова воспользуемся справедливым на расстояниях $R > 2\lambda$ допущением, что фаза Φ коэффициента передачи S_{21} в соседних точках на поверхности сканирования изменяется по следующему закону [5]:

$$\Phi(\Delta\mathbf{r}) = -k(\mathbf{m}, \Delta\mathbf{r}).$$

Найдём три ближайшие к \mathbf{r}_0 точки, составим и решим систему из трёх линейных алгебраических уравнений относительно трёх компонент вектора распространения \mathbf{m} :

$$\begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{pmatrix} = \frac{1}{k} \begin{pmatrix} x_1 - x_0 & y_1 - y_0 & z_1 - z_0 \\ x_2 - x_0 & y_2 - y_0 & z_2 - z_0 \\ x_3 - x_0 & y_3 - y_0 & z_3 - z_0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \Phi_0 - \Phi_1 \\ \Phi_0 - \Phi_2 \\ \Phi_0 - \Phi_3 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Зная вектор распространения \mathbf{m} , можно вычислить вектор электромагнитного поля \mathbf{F} , решив систему из шести линейных алгебраических уравнений (13).

Для этого потребуется в каждой точке на поверхности сканирования измерить коэффициент передачи S_{21} при шести разных ориентациях зондовой антенны. Такой подход неприемлем на практике, поэтому снова воспользуемся справедливым на расстояниях $R > 2\lambda$ допущением, что локально выполняются соотношения для поперечной электромагнитной волны [5]:

$$\mathbf{F} = [\mathbf{m}, -i\sigma_2 \mathbf{F}].$$

В этом случае число независимых компонент вектора электромагнитного поля сокращается всего до двух. Построим волновой базис \mathbf{A}'' , в котором проекция напряжённости электрического и магнитного полей на орт $\mathbf{e}_\rho = -\mathbf{m}$ всегда равна нулю (рис. 1). Орт ко-поляризации \mathbf{e}_ξ ортогонален вектору распространения \mathbf{m} и лежит в плоскости, образованной им и ортом \mathbf{e}_y . Орт кросс-поляризации \mathbf{e}_ζ образует с другими правую тройку векторов. Матрица преобразования координат имеет следующий вид:

$$\mathbf{A}'' = (\mathbf{e}_\rho \quad \mathbf{e}_\zeta \quad \mathbf{e}_\xi) = \begin{pmatrix} (\mathbf{e}_\rho, \mathbf{e}_{x'}) & (\mathbf{e}_\zeta, \mathbf{e}_{x'}) & (\mathbf{e}_\xi, \mathbf{e}_{x'}) \\ (\mathbf{e}_\rho, \mathbf{e}_{y'}) & (\mathbf{e}_\zeta, \mathbf{e}_{y'}) & (\mathbf{e}_\xi, \mathbf{e}_{y'}) \\ (\mathbf{e}_\rho, \mathbf{e}_{z'}) & (\mathbf{e}_\zeta, \mathbf{e}_{z'}) & (\mathbf{e}_\xi, \mathbf{e}_{z'}) \end{pmatrix}.$$

Преобразуем ДН \mathbf{T} зондовой антенны и вектор распространения \mathbf{m} в волновой базис по следующим формулам:

$$\{0 \quad T''_\zeta \quad T''_\xi\} = \mathbf{A}''^{-1} \{T'_1 \quad T'_2 \quad T'_3\}; \quad (16)$$

$$\mathbf{m}'' = \mathbf{A}''^{-1} \mathbf{A}'^{-1} \mathbf{m}. \quad (17)$$

С учётом соотношения для поперечной электромагнитной волны подставим эти векторы в уравнение (13). Для линейно поляризованных электромагнитных волн кросс-поляризованной компонентой E_ζ можно пренебречь. В этом случае ко-поляризованную компоненту E_ξ можно найти, решив всего одно уравнение (13):

$$E_\xi = \frac{ikS_{21}}{cT''_\xi(-\mathbf{m}'')} . \quad (18)$$

Оставшиеся компоненты вектора электромагнитного поля \mathbf{F} найдём из соотношений для поперечной электромагнитной волны:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'\mathbf{A}'' & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{A}'\mathbf{A}'' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \{0 \quad 0 \quad E_\xi\} \\ \{0 \quad -E_\xi \quad 0\} \end{pmatrix}, \quad (19)$$

где \mathbf{O} — нулевая матрица или вектор соответствующего размера.

Формулы (15)–(19) описывают коррекцию по зондовой антенне в БЗ-ДЗ алгоритме. Дальнейшие операции ничем не отличаются от вычислительной электродинамики. Сначала на поверхности сканирования вычисляется поверхностная плотность эквивалентных токов $\tilde{\mathbf{J}}_m$ по следующей формуле:

$$\begin{pmatrix} J_{ex} \\ J_{ey} \\ J_{ez} \\ J_{mx} \\ J_{my} \\ J_{mz} \end{pmatrix} = \frac{c}{4\pi} \begin{pmatrix} n_y H_z - n_z H_y \\ n_z H_x - n_x H_z \\ n_x H_y - n_y H_x \\ -n_y E_z + n_z E_y \\ -n_z E_x + n_x E_z \\ -n_x E_y + n_y E_x \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Затем осуществляется пространственная фильтрация с помощью преобразования электромагнитного поля по формуле (7) с поверхности сканирования \mathbf{S}_m на апертуру исследуемой антенны \mathbf{S}_s . При этом выбирается нижний знак, соответствующий решению через опережающие потенциалы электромагнитного поля. Помимо исключения источников паразитных переотражений за пределами объёма \mathbf{V}_s , преобразование на апертуру исследуемой антенны позволяет разбивать поверхность сканирования на треугольные facets протяжённостью более $\lambda / 2$.

На апертуре исследуемой антенны снова требуется вычислить поверхностную плотность эквивалентных токов $\tilde{\mathbf{J}}_s$ по формуле (20). Для преобразования электромагнитного поля в ДЗ формулу (7) можно упростить:

$$\begin{pmatrix} \pm E_{1x} \\ \pm E_{1y} \\ \pm E_{1z} \\ H_{1x} \\ H_{1y} \\ H_{1z} \\ \dots \\ H_{Mz} \end{pmatrix} = \pm \frac{ike^{-ikr}}{cr} \begin{pmatrix} v_{1x}^2 - 1 & v_{1x}v_{1y} & v_{1x}v_{1z} & 0 & -v_{1z} & v_{1y} \\ v_{1y}v_{1x} & v_{1y}^2 - 1 & v_{1y}v_{1z} & v_{1z} & 0 & -v_{1x} \\ v_{1z}v_{1x} & v_{1z}v_{1y} & v_{1z}^2 - 1 & -v_{1y} & v_{1x} & 0 \\ 0 & v_{1z} & -v_{1y} & v_{1x}^2 - 1 & v_{1x}v_{1y} & v_{1x}v_{1z} \\ -v_{1z} & 0 & v_{1x} & v_{1y}v_{1x} & v_{1y}^2 - 1 & v_{1y}v_{1z} \\ v_{1y} & -v_{1x} & 0 & v_{1z}v_{1x} & v_{1z}v_{1y} & v_{1z}^2 - 1 \end{pmatrix} e^{\pm ik(\mathbf{v}_1, \mathbf{r}_1)} \dots$$

$$\begin{pmatrix} v_{My} & -v_{Mx} & 0 & v_{Mz}v_{Mx} & v_{Mz}v_{My} & v_{Mz}^2 - 1 \end{pmatrix} e^{\pm ik(\mathbf{v}_M, \mathbf{r}_1)} \dots$$

$$\dots \begin{pmatrix} v_{1y} \\ -v_{1x} \\ 0 \\ v_{1x}v_{1z} \\ v_{1y}v_{1z} \\ v_{1z}^2 - 1 \end{pmatrix} e^{\pm ik(\mathbf{v}_1, \mathbf{r}_N)} \dots \begin{pmatrix} \pm J_{e1x} \\ \pm J_{e1y} \\ \pm J_{e1z} \\ J_{m1x} \\ J_{m1y} \\ J_{m1z} \end{pmatrix} \delta S_1 \dots$$

$$\dots \begin{pmatrix} v_{Mz}^2 - 1 \end{pmatrix} e^{\pm ik(\mathbf{v}_M, \mathbf{r}_N)} \dots \begin{pmatrix} J_{mNz} \end{pmatrix} \delta S_N \dots \quad (21)$$

По формуле (21) вычисляется измеренный $\tilde{\mathbf{F}}_f$ и опорный \mathbf{F}_f векторы электромагнитного поля в ДЗ. По ним определяются внешние характеристики исследуемой антенны и оценивается погрешность их измерений.

Внешние характеристики антенн

Результатом измерений на АИК являются характеристики электромагнитного поля в ДЗ. Вектор электромагнитного поля \mathbf{F} в ДЗ можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{p}(\hat{\mathbf{r}}, \omega) T(\hat{\mathbf{r}}, \omega) e^{i\Phi(\hat{\mathbf{r}}, \omega)} e^{-ikr} / r, \quad (22)$$

где $\mathbf{p} = \mathbf{T}/T$ — единичный вектор поляризации; T и Φ — амплитудная и фазовая ДН.

Коэффициентом усиления (КУ) G называется отношение плотностей потоков мощности в ДЗ, излучаемых антенной и изотропным источником с той же подводимой мощностью W_0 . В правой части формулы (22) находится множитель, описывающий источник изотропного скалярного поля. Таким образом, КУ связан с амплитудной ДН следующей формулой:

$$G(\hat{\mathbf{r}}, \omega) = c T(\hat{\mathbf{r}}, \omega)^2 / W_0(\omega). \quad (23)$$

На практике КУ измеряют в одном единственном направлении $\hat{\mathbf{r}}_0$ главного лепестка ДН.

При наличии КУ амплитудная ДН может быть восстановлена по нормированной амплитудной ДН, поэтому на практике измеряют последнюю. Для краткости далее под амплитудной ДН будем понимать нормированную амплитудную ДН:

$$\hat{T}(\hat{\mathbf{r}}, \omega) = T(\hat{\mathbf{r}}, \omega) / T(\hat{\mathbf{r}}_0, \omega). \quad (24)$$

Электромагнитное поле в ДЗ описывается вектором напряжённости электрического \mathbf{E} или магнитного \mathbf{H} поля. Таким образом, можно говорить только о фазе каждой из его компонент в отдельности. Локально электромагнитное поле в ДЗ удовлетворяет соотношениям для плоской электромагнитной волны, для которой в волновом базисе можно определить одну фазу для двух ненулевых компонент вектора \mathbf{E} . Однако определение таким образом фазы сферической электромагнитной волны в ДЗ затруднено тем обстоятельством, что волновой базис по-разному вращается в зависимости от источников электромагнитного поля. Вращение приводит к возникновению разности фаз, которую можно вычесть, только зная источники электромагнитного поля. Получение полной информации об источниках электромагнитного поля возможно не во всех измерительных задачах, поэтому ограничимся минимальным знанием об условном векторе поляризации. С его помощью можно построить волновой базис, а фазу Φ определить по ко-поляризованной компоненте:

$$\Phi(\hat{\mathbf{r}}, \omega) = \arg(T_{\xi}(\hat{\mathbf{r}}, \omega)).$$

Измерения коэффициента передачи S_{21} не позволяют определить абсолютные значения фазы Φ . По этой причине фазовую ДН также нормируем на её значение в главном лепестке ДН:

$$\hat{\Phi}(\hat{\mathbf{r}}, \omega) = \arg(T_{\xi}(\hat{\mathbf{r}}, \omega)) - \arg(T_{\xi}(\hat{\mathbf{r}}_0, \omega)). \quad (25)$$

Для краткости далее под фазовой ДН будем понимать нормированную фазовую ДН.

Для антенн, излучающих электромагнитные волны с линейной поляризацией, представляет интерес знание уровня кросс-поляризации (УК), под которым будем понимать отношение малой и большой полуосей поляризационного эллипса. Иногда под УК понимают отношение кросс- и ко-поляризованных компонент в волновом базисе. Однако в этом случае оси поляризационного эллипса могут быть повернуты относительно ортов волнового базиса, что приводит к измерениям меньшего УК. По этой причине определим УК C_{cr} через компоненты вектора поляризации в круговом поляризационном базисе:

$$C_{cr} = \frac{|p_R - p_L|}{|p_R + p_L|}; \quad (26)$$

$$\mathbf{A}_c = (\mathbf{e}_\rho \quad \mathbf{e}_R \quad \mathbf{e}_L) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & +i \\ 0 & 1 & -i \end{pmatrix} (\mathbf{e}_\rho \quad \mathbf{e}_\zeta \quad \mathbf{e}_\xi).$$

Для антенн, излучающих электромагнитные волны с эллиптической и круговой поляризацией, представляет интерес знание коэффициента эллиптичности (КЭ). Он также определяется через компоненты вектора поляризации в круговом поляризационном базисе:

$$C_{el} = \frac{|p_R| - |p_L|}{|p_R| + |p_L|}. \quad (27)$$

Хотя определения УК и КЭ близки друг к другу, имеются два отличия. Во-первых, из неравенства треугольника следует, что модуль суммы меньше или равен сумме модулей. Во-вторых, УК изменяется от 0 до 1, а КЭ — от -1 до $+1$. КЭ меньше нуля свидетельствует о левом вращении вектора поляризации во времени, а больше нуля — о правом.

Эквивалентный уровень помех

Внешние характеристики антенн, определённые по формулам (23)–(27), зависят от амплитудной ДН T . Чем ниже относительный уровень амплитудной ДН L , который кратко называют просто относительным уровнем, тем

больше погрешность измерений всех внешних характеристик антенн. Таким образом, оценка допустимых пределов погрешности измерений должна проводиться для всех возможных значений относительных уровней L и направлений \hat{r} . Чтобы не моделировать измерения антенн с множеством разных по форме амплитудных ДН T , удобно ввести эквивалентный уровень помех L_{eq} , который равен уровню аддитивной шумовой помехи, приводящей к той же величине допустимых пределов погрешности измерений.

Эквивалентный уровень помех L_{eq} связан с аддитивной шумовой помехой (погрешностью измерений амплитудной ДН ΔT) следующим тождеством:

$$L_{eq} = 20 \lg \Delta T.$$

Подстановка этой формулы в формулы (23)–(27) позволяет связать эквивалентный уровень помех L_{eq} с погрешностью измерений КУ ΔG , амплитудной ΔT и фазовой $\Delta \Phi$ ДН, УК ΔC_{cr} и КЭ ΔC_{el} с помощью следующих формул:

$$\Delta G = c/W_0 10^{L_{eq}/10}; \quad (28)$$

$$\Delta T = 10^{L_{eq}/20}; \quad (29)$$

$$\Delta \Phi = \arctg 10^{L_{eq}/20}/T; \quad (30)$$

$$\Delta C_{cr} = 10^{L_{eq}/20}/T; \quad (31)$$

$$\Delta C_{el} = \sqrt{2} 10^{L_{eq}/20}/T. \quad (32)$$

Формулы (28)–(32) позволяют по эквивалентному уровню помех L_{eq} сравнивать между собой погрешности измерений разных величин. Если эквивалентный уровень помех L_{eq} существенно не изменяется от относительного уровня L и направления \hat{r} , то его максимальное значение определяет допустимые пределы погрешности измерений при любых условиях. Аналогично, если эквивалентный уровень помех L_{eq} существенно не отличается для измерений разных величин, то его максимальное значение определяет допустимые пределы погрешности измерений всех величин.

Большую информативность эквивалентного уровня помех L_{eq} в сравнении с погрешностью измерений демонстрирует рис. 5. На нём приведены расчётная и измеренная амплитудная ДН T , а также оценки по ним эквивалентного уровня помех L_{eq} и погрешности измерений относительного уровня ΔL . Видно, что погрешность измерений относительного уровня ΔL в нулях может значительно возрастать до величины более 5 дБ, которая является неприемлемой на практике. Однако в тех же точках эквивалентный уровень помех L_{eq} не превышает величины –30 дБ. Поскольку в большинстве случаев интерес представляют измерения уровня боковых лепестков ДН, которые находятся на уровне до –15 дБ, наличие помех на уровне –30 дБ является допустимым.

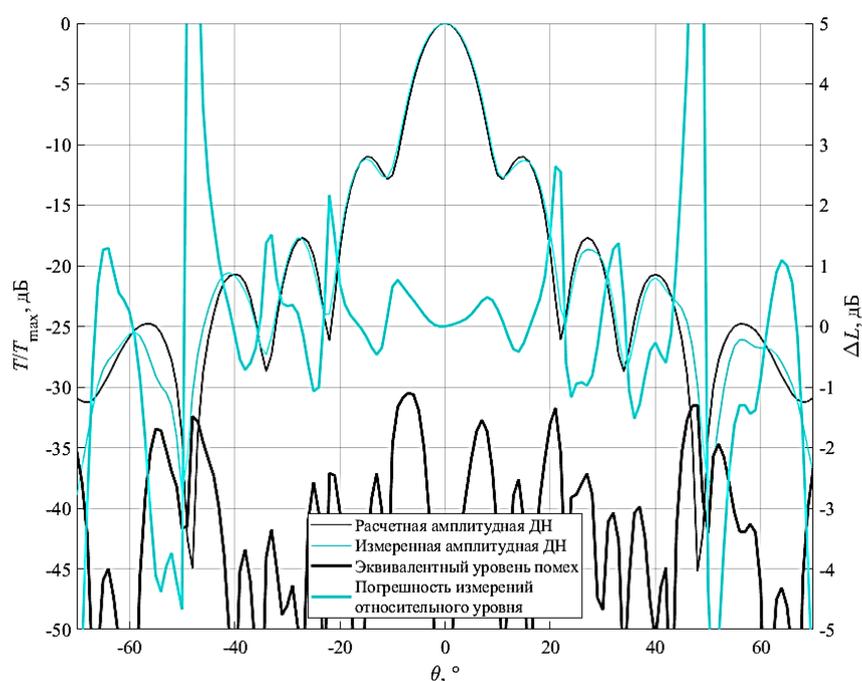


Рис. 5. Информативность эквивалентного уровня помех

Верификация математической модели

Для верификации математической модели измерений на АИК БЗ воспользуемся результатами эксперимента, схема которого приведена на рис. 6. Сканирование электромагнитного поля проводилось на частоте 30 ГГц ($\lambda = 10$ мм). В качестве исследуемой использовалась рупорная антенна П6-132 с размером апертуры $6,8\lambda \times 5,4\lambda$ ($x \times y$). С ней была связана глобальная Декартова система координат с началом в центре раскрытия. Ось Ox направлена вдоль большей стороны апертуры, Oy — вдоль меньшей стороны апертуры, Oz — перпендикулярно апертуре в направлении главного лепестка. Зондовой антенной служил открытый конец прямоугольного волновода сечением $0,72\lambda \times 0,34\lambda$ ($x \times y$). Поверхность сканирования была построена по алгоритму, который иллюстрирует рис. 4. Она состоит из 4522 треугольных facets на расстоянии не менее 9λ до исследуемой антенны. Коэффициент передачи измерялся в каждой точке только при одной ориентации зондовой антенны на согласованной поляризации.

В качестве позиционера в эксперименте использовался коллаборативный робот Universal Robots UR10 с шестью вращательными степенями свободы. Согласно спецификациям производителя среднее квадратическое отклонение координат точки крепления инструмента не превышает 0,1 мм ($0,01\lambda$). Апертура зондовой антенны была расположена на расстоянии не менее 300 мм

(30λ) от этой точки. В этих условиях отклонение зондовой антенны всего на 1° от нормали к фланцу приводит к отклонению координат её апертуры на величину не менее 5 мм ($0,5\lambda$). Обойти необходимость в столь точной установке исследуемой антенны можно, если исключить повороты локальной системы координат при сканировании электромагнитного поля. В этом случае отклонение координат апертуры зондовой антенны во всех точках оказывается одним и тем же и не влияет на результат измерений. Тем не менее точность установки углов зондовой антенны сама по себе влияет на точность измерений внешних характеристик антенн. Её среднее квадратическое отклонение было оценено величиной 1° .

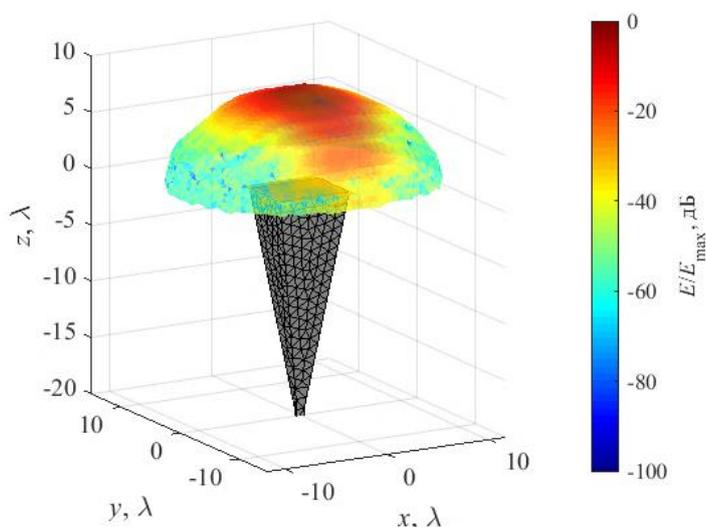


Рис. 6. Схема эксперимента

Динамический диапазон измерений коэффициента передачи в максимуме на поверхности сканирования составлял в эксперименте не менее 60 дБ. Среднее квадратическое отклонение измерений амплитуды было оценено величиной 0,05 дБ, а фазы — 1° . Распределения всех величин, входящих в математическую модель измерений внешних характеристик антенн на АИК БЗ, считались нормальными.

Для моделирования паразитных переотражений в математической модели была создана сфера радиусом 1500 мм (150λ). Коэффициент безэховости по экспериментальным данным был оценён величиной -40 дБ .

Сначала оценим погрешности измерений в эксперименте и математической модели для описанного БЗ-ДЗ алгоритма без пространственной фильтрации. В этом случае преобразование электромагнитного поля в ДЗ осуществлялось сразу с поверхности сканирования. На рис. 7 приведены модельная и измеренная

амплитудные ДН в H -сечении, а также их разница (эквивалентный уровень помех), полученные в эксперименте и математической модели. Количественного совпадения теоретических и экспериментальных результатов быть не могло, поскольку источники паразитных переотражений не совпадают. Тем не менее наблюдается качественное совпадение результатов. В обоих случаях эквивалентный уровень помех составляет -40 дБ.

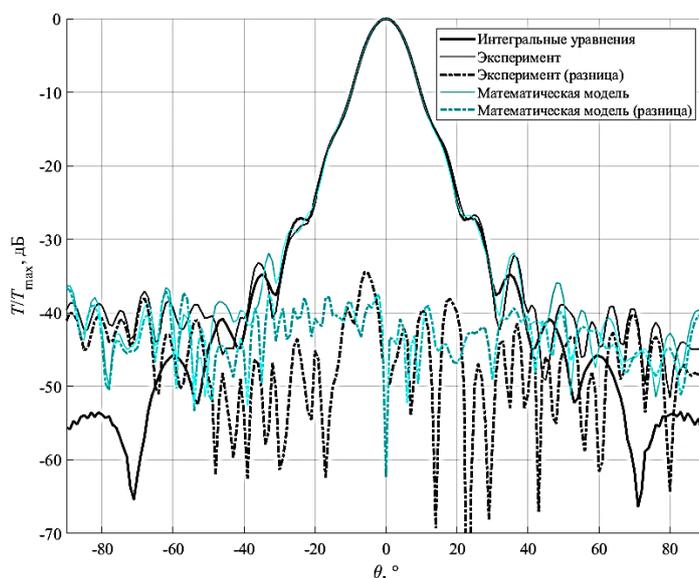


Рис. 7. Амплитудная ДН без пространственной фильтрации

Для тех же теоретических и экспериментальных результатов сканирования электромагнитного поля был применён БЗ-ДЗ алгоритм с пространственной фильтрацией. На рис. 8 приведены соответствующие амплитудные ДН и эквивалентный уровень помех. В интервале $-90^\circ < \theta < -40^\circ$ эквивалентный уровень помех в эксперименте не превышает -60 дБ, а в теории — -56 дБ, что более чем на 15 дБ меньше аналогичных результатов на рис. 7. Вблизи главного лепестка ($-40^\circ < \theta < +40^\circ$) эквивалентный уровень помех на рис. 8 в эксперименте достигает -35 дБ, а в теории — -39 дБ. В интервале $+40^\circ < \theta < +90^\circ$ эквивалентный уровень помех в эксперименте не превышает -50 дБ, а в теории — -52 дБ, что на 10 дБ меньше аналогичных результатов на рис. 7, но существенно выше, чем в интервале $-90^\circ < \theta < -40^\circ$ на этом же рис. 8.

Сравнение экспериментальных и теоретических результатов на рис. 7 и рис. 8 подтверждает адекватность разработанной математической модели измерений на АИК БЗ. При неизменных параметрах математической модели добавление пространственной фильтрации в БЗ-ДЗ алгоритм уменьшило эквивалентный уровень помех на величину от 10 до 20 дБ. На эту же величину эквивалентный уровень помех уменьшился и в эксперименте.

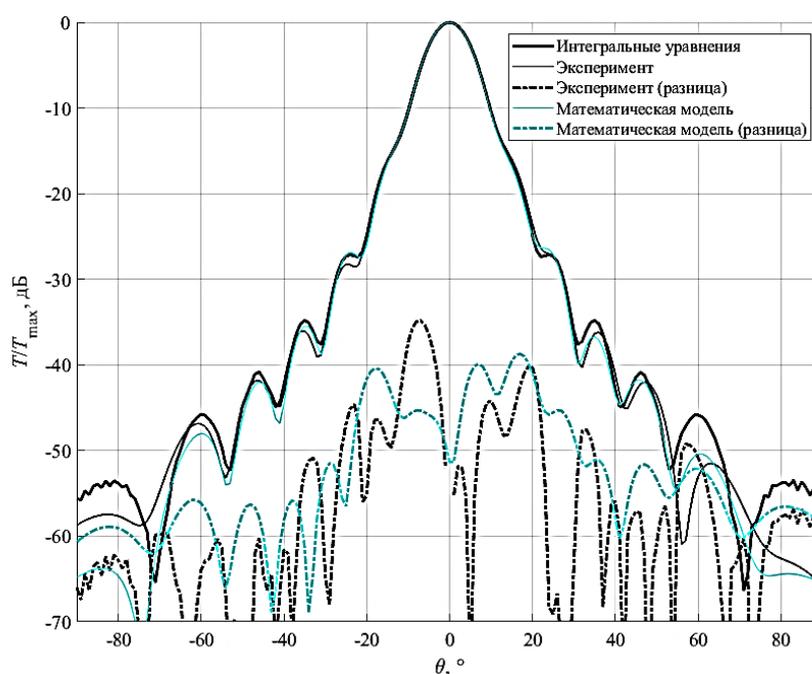


Рис. 8. Амплитудная ДН с пространственной фильтрацией

Более того, в математической модели эквивалентный уровень помех в интервале $-90^\circ < \theta < -40^\circ$ оказался более чем на 5 дБ меньше в сравнении с интервалом $+40^\circ < \theta < +90^\circ$ на рис. 8. То же самое наблюдается и в эксперименте. Поскольку источники паразитных переотражений в математической модели и эксперименте не совпадают, отсутствие симметрии может быть вызвано несимметричностью поверхности сканирования (рис. 6). Таким образом, математическая модель воспроизводит источники не только инструментальных, но и методических погрешностей.

Выводы

Разработанная математическая модель измерений на антенных измерительных комплексах ближней зоны основывается на асимптотическом уравнении связи между антеннами в ближней зоне исследуемой антенны и дальней зоне зондовой антенны. С одной стороны, это позволяет реализовывать математическую модель в алгоритмах с меньшей вычислительной сложностью. С другой стороны, с минимальными изменениями математическая модель может применяться для антенных измерительных комплексов промежуточной и дальней зоны.

Верификация математической модели измерений на антенных измерительных комплексах ближней зоны по экспериментальным данным свидетельствует об её адекватности. Сделанные оценки распределений входных

величин и уровня паразитных переотражений после подстановки в математическую модель привели к результатам, которые качественно согласуются с экспериментом для двух алгоритмов преобразования электромагнитного поля из ближней зоны в дальнюю. Таким образом, разработанная математическая модель может использоваться для аттестации методик измерений внешних характеристик антенн и испытаний антенных измерительных комплексов.

Список литературы

1. Yaghjian A. An overview of near-field antenna measurements // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 1986. V. 34. No. 1. P. 30–45.
2. Cooley J.W., Tukey J.W. An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series // *Mathematics of computation*. 1965. V. 19. No. 90. P. 297–301.
3. Потехин А.И. Некоторые задачи дифракции электромагнитных волн. М.: Сов. радио, 1948. 135 с.
4. Бахрах Л.Д., Колосов Ю.А., Курочкин А.П. Определение поля антенны в дальней зоне через значения поля в ближней зоне // *Антенны*. 1976. № 24. С. 3–14.
5. Анютин Н.В., Малай И.М., Озеров М.А., Титаренко А.В., Шкуркин М.С. Коррекция измеренного амплитудно-фазового распределения поля в ближней зоне по диаграмме направленности зонда // *Измерительная техника*. 2018. № 1. С. 50–53.
6. Eibert T.F. et al. Electromagnetic field transformations for measurements and simulations // *Progress In Electromagnetics Research*. 2015. V. 151. P. 127–150.
7. Brown J. A theoretical analysis of some errors in aerial measurements // *Proceedings of the IEE-Part C: monographs*. 1958. V. 105. No 8. С. 343–351.
8. Kerns D.M. Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna // *Electronics Letters*. 1970. V. 6. No. 11. P. 346–347.
9. Rodrigue G.P., Joy E.B., Burns C.P. An investigation of the accuracy of far-field radiation patterns determined from near-field measurements. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 1973.
10. Newell A.C., Newell A.C., Crawford M.L. Planar near-field measurements on high performance array antennas. 1974.
11. Yaghjian A.D. Upper-bound errors in far-field antenna parameters determined from planar near-field measurements. Part 1: Analysis // *NASA STI/Recon Technical Report N*. 1975. V. 667. 120 p.
12. Joy E.B. Near-field qualification methodology // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1988. V. 36. No. 6. P. 836–844.
13. Newell A.C. Error analysis techniques for planar near-field measurements // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1988. V. 36. No. 6. P. 754–768.

14. Hansen J.E. (ed.). Spherical near-field antenna measurements. Iet, 1988. V. 26. 390 p.
15. Gregson S., McCormick J., Parini C. Principles of planar near-field antenna measurements. IET, 2007. V. 53. 397 p.
16. Sara B. et al. Error analysis and simulator in cylindrical near-field antenna measurement systems // *Advances in Measurement Systems*. InTech, 2010. P. 289–314.
17. Le Fur G. et al. Uncertainty Analysis of Spherical Near Field Antenna Measurement System at VHF. 2014.
18. Foged L.J. et al. Analysis of measurement probe spherical higher order modes based on equivalent currents // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. IEEE, 2016. P. 1329–1330.
19. Saccardi F., Giacomini A., Foged L.J. Comparative investigation of spherical NF measurements with full and first order probe correction using calibrated or simulated probe // *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. IEEE, 2017. P. 3771–3775.
20. Qureshi M.A., Schmidt C.H., Eibert T.F. Near-field error analysis for arbitrary scanning grids using fast irregular antenna field transformation algorithm // *Progress In Electromagnetics Research*. 2013. V. 48. P. 197–220.
21. Manohar V., Rahmat-Samii Y. Mimicking Antenna Near-Field Measurements using Full Wave Solvers For Error Characterization // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*. IEEE, 2019. P. 1851–1852.
22. Малай И.М., Шкуркин М.С. Применение метода статистических испытаний для оценки метрологических характеристик антенных автоматизированных измерительных комплексов ближней зоны // *Антенны*. 2014. № 12. С. 50–55.
23. Newell A., Baird R., Wacker P. Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distances by an extrapolation technique // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1973. V. 21. No. 4. P. 418–431.

Статья поступила в редакцию: 27.11.2020 г.

Статья прошла рецензирование: 07.12.2020 г.

Статья принята в работу: 11.12.2020 г.