

УДК 537.86

РАСЧЕТ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН И ЛУЧЕВОДОВ С УЧЕТОМ НЕИДЕАЛЬНОСТЕЙ ПОВЕРХНОСТЕЙ ЗЕРКАЛ И КОЖУХА ЛУЧЕВОДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЕКТОРОВ РИМАНА- ЗИЛЬБЕРШТЕЙНА

И. В. Белькович

АО «Особое конструкторское бюро Московского энергетического института»
111250, Москва, ул. Красноказарменная, д.14

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2019 г., после доработки – 18 ноября 2019 г.

Аннотация. В работе представлены результаты решения задач векторного расчета электромагнитных полей и оценки эффективности электрически больших зеркальных антенн и лучеводов с применением векторов Римана-Зильберштейна. Актуальность задачи вызвана необходимостью создания больших антенн дальней космической связи с лучеводными трактами, электромагнитный расчет которых традиционно вызывает сложности и требует наличия мощных ЭВМ для получения достаточно точного решения. Проведены исследования влияния кожуха и неидеальностей зеркал лучевода и зеркальной антенны на их эффективность, что позволяет повысить точность расчетов и определить требования к зеркалам и кожухам для минимизации искажений. Показано, что для задач анализа системы рассеивающих структур достаточно учитывать лишь один вектор Римана-Зильберштейна для получения полного поля. Теоретические результаты расчета характеристик двухзеркальной антенны подтверждаются экспериментом.

Ключевые слова: антенны, апертурные антенны, векторы Римана-Зильберштейна, вычислительная электродинамика, излучение волн, лучевод, сферические гармоники, электромагнитное поле.

Abstract. At present, large antennas of deep space deep space communication with beam-waveguides are being designed and developed in response to the surge of interest in deep space exploration. Electromagnetic analysis of such structures traditionally causes difficulties and requires powerful computers to obtain an accurate

solution. The results of vector EM field calculation and efficiency evaluation of electrically large reflector antennas and beam-waveguides (BWG) using the Riemann-Silberstein (RS) vectors are presented in this paper. Electromagnetic field propagation and radiation are analyzed considering distorted mirrors and BWG metal enclosure. This allows to obtain a more accurate solution for such systems and determine requirements for mirrors and enclosures in order to minimize distortions. It is shown that for a system of scattering structures it is enough to take into account only one RS vector to obtain a full field. Theoretical characteristics of the dual-reflector Cassegrain antenna are compared to the simulated and experimental results.

Key words: Antennas, aperture antennas, beam-waveguide, computational electromagnetics, electromagnetic fields, electromagnetic radiation, Riemann-Silberstein vectors, spherical harmonics, spherical wave expansion.

Введение

В настоящее время в связи с открытиями в областях теоретической физики и астрономии во всем мире актуализируются исследования и проекты, связанные с освоением дальнего космоса – это в том числе проекты «Экзомарс», «Спектр», будущие лунные программы, другие программы освоения Марса. В рамках Федеральной космической программы РФ до 2025 года стоит обширная задача освоения дальнего космоса и создания средств дальней космической связи (ДКС). Дальний космос условно определяется расстоянием более 2 миллионов километров от Земли. Для связи на таких расстояниях необходимо наличие антенн, обеспечивающих большую добротность ($G/T_{ш}$) – высокую энергетическую эффективность. В России существует ряд 64- и 70-метровых антенн, однако их ресурс ограничен и подходит к концу, поэтому остро стоит задача создания новых высокоэффективных средств ДКС. Для повышения эффективности таких антенн с 80-х годов прошлого века за границей в СВЧ-тракте применяют лучеводы – квазиоптические линии передачи, позволяющие обеспечить низкую шумовую температуру системы (рис. 1, а) [1, 2].

Антенные системы ДКС – сложные и дорогостоящие устройства, в связи с чем для минимизации затрат на изготовление и настройку на этапе проектирования необходимо проведение точных расчетов всех узлов и оптимизация системы по критерию максимальной эффективности системы. Это возможно при высокой степени приближения расчетной модели к реальной. При этом в реализации таких систем традиционно возникает ряд проблем. К ним относятся: сложность проведения точного электродинамического расчета в связи с объемом задачи – большими электрическими размерами рассеивающих поверхностей (рис. 1, а); искажения полей при отражении от несимметричных зеркал лучевода; необходимость учета конструктивных элементов – кожухов, применяемых для изоляции большой передаваемой мощности, неидеальностей поверхностей зеркал лучевода, характеристик облучающей системы. Решение проблемы искажений при отражении от зеркал описано в [3].

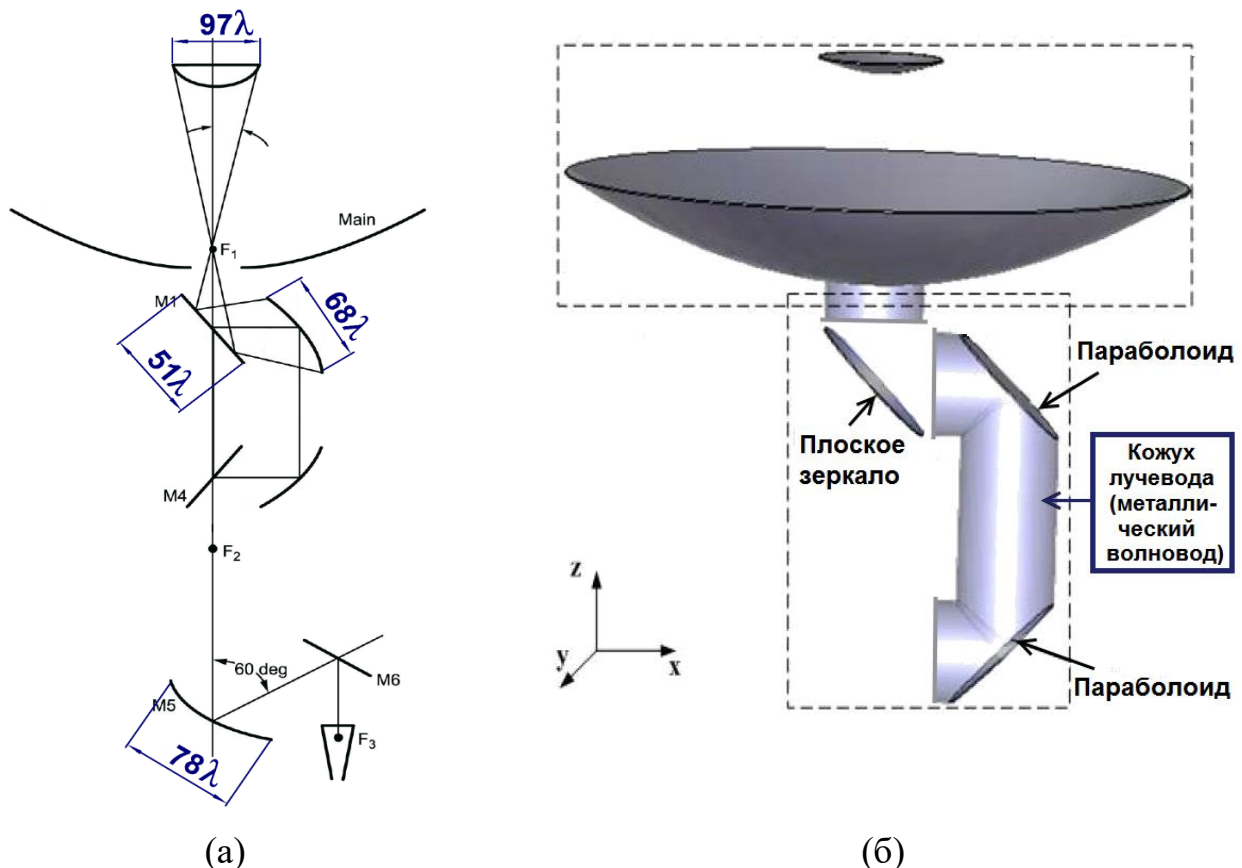


Рис.1. Лучеводные системы антенн ДКС. Схема лучевода 32-метровой антенны в X-диапазоне с указанием размеров зеркал (а); лучевод с кожухом (б).

Задачи рассеяния на электрически больших объектах традиционно решаются асимптотическими высокочастотными методами. Недостатки таких

методов применительно к задачам анализа электромагнитных полей больших антенн ДКС – погрешность, особенно на низких частотах, и невозможность проведения комплексного расчета с учетом конструктивных источников искажений (например, кожуха лучевода – рис.1, б). Асимптотические методы можно применять для первоначального эскизного проектирования, формирования облика системы и оценки уровня облучения зеркал и коэффициента усиления.

Необходимость высокоточного расчета также вызвана тем, что антенны ДКС применяются в составе командно-измерительных комплексов, обеспечивающие управление дальними КА и прием целевой информации. Поэтому, в отличие от других систем спутниковой связи, где недостаточная эффективность приводит к ухудшению качества связи, в командно-измерительных системах это может привести к невозможности построения системы или к отсутствию связи и потере КА.

Таким образом, для получения реальных характеристик с высокой степенью точности, уменьшения временных и материальных затрат на проектирование, изготовление и настройку системы возникают задачи проведения высокоточного векторного расчета с учетом вышеперечисленных факторов и уменьшения искажений в лучевой и зеркальной системе, минимизируя при этом требования к вычислительным мощностям. Для этой цели в данной работе применяется особое представление электромагнитного поля и разработанные на его основе методы вычислительной электродинамики. Основы такого подхода – векторы Римана-Зильберштейна (векторы Р-З), представляющие собой линейную комбинацию электрического и магнитного поля, были введены в начале XX века. Историческая справка применения и развития теории векторов Р-З приведена в [4]. Схожее представление поля неоднократно применялось в электродинамике в течение всего прошлого века, однако не нашло широкого применения, судя по всему, из-за узкой направленности решаемых практических задач и отсутствия разработанных методов вычислительной электродинамики.

Для получения решения в векторном виде и уменьшения объема задачи применяются метод собственных функций и свойство независимости векторов, позволяющее во многих случаях проводить расчет лишь для одного вектора полного поля, как показано далее. Для уточнения расчетов вводятся методики учета кожуха лучевода и неидеальностей поверхностей зеркал. Таким образом, по сравнению с традиционным расчетом антенн ДКС асимптотическими методами в работе более строго учитываются дифракционные эффекты, кроссполяризация и конструктивные источники искажений.

Данная статья является продолжением и развитием базовой работы [5], в которой приведена основная теория и выводы соотношений векторов Римана-Зильберштейна, подробно описаны методы вычислительной электродинамики. Цели настоящей работы – развитие практики применения векторов Р-З и разработка методов учета источников искажений в зеркальных антеннах и лучеводах для решения в дальнейшем главной задачи – создания большой антенны ДКС.

1. Теоретические основы

1.1. Методы, применяемые в работе

Теория векторов Римана-Зильберштейна построена на свойстве независимости уравнений Максвелла в среде с пространственно-однородным импедансом при переходе к линейной комбинации векторов электрического и магнитного поля – векторам Римана-Зильберштейна

$$\mathbf{F}_{\pm} = 0.5(1/\sqrt{Z} \mathbf{E}_{\mp} + i\sqrt{Z} \mathbf{H}), \quad (1)$$

где $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ – волновое сопротивление. Уравнения Максвелла для векторов Римана-Зильберштейна с соответствующими источниками возбуждения

$$\text{rot} \mathbf{F}_{\pm} \mp k \mathbf{F}_{\pm} = \mathbf{j}_{\pm}, \quad (2)$$

с эквивалентными плотностями сторонних токов

$$\mathbf{j}_{\pm} = -0.5(1/\sqrt{Z} \mathbf{j}^m \pm i\sqrt{Z} \mathbf{j}^e). \quad (3)$$

Вектор Пойнтинга для векторов Р-З

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \cdot [\mathbf{E}, \mathbf{H}^*] = -\frac{i}{2} \cdot ([\mathbf{F}_+, \mathbf{F}_+^*] - [\mathbf{F}_-, \mathbf{F}_-^*]) + \frac{i}{2} \cdot ([\mathbf{F}_+, \mathbf{F}_-^*] + [\mathbf{F}_+^*, \mathbf{F}_-]). \quad (4)$$

Для электромагнитного поля, описанного через векторы Р-З, справедливы все основные выражения и тождества электродинамики – теорема Пойнтинга, граничные условия, лемма Лоренца, вводятся векторные потенциалы круговой поляризации, выражение для элементарного диполя круговой поляризации [5].

В квантовой теории угловых моментов [6] используются циклические и спиральные координаты, которые удобно применять также для векторов Р-З

$$\begin{cases} \mathbf{e}^{+1} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{e}_x - i\mathbf{e}_y) \\ \mathbf{e}^0 = \mathbf{e}_z \\ \mathbf{e}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{e}_x + i\mathbf{e}_y) \end{cases}; \quad \begin{cases} \mathbf{e}^{\prime+1} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{e}_\theta - i\mathbf{e}_\varphi) \\ \mathbf{e}^{\prime0} = \mathbf{e}_r \\ \mathbf{e}^{\prime-1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{e}_\theta + i\mathbf{e}_\varphi) \end{cases}. \quad (5)$$

В представлении векторов применяются ковариантные компоненты в контравариантном базисе (приведен выше). Циклические координаты используются вместо цилиндрических, спиральные – вместо сферических для описания полей круговой поляризации. Составляющая \mathbf{e}^{+1} является основной для поля правой круговой поляризации, \mathbf{e}^{-1} – для левой. Выражение теоремы эквивалентности, позволяющей определить поле во внутренней области, ограниченной замкнутой поверхностью, по тангенциальным составляющим поля на этой поверхности и сторонним источникам в этой области

$$\mathbf{F}_\pm(\mathbf{r}_0) = (-ik) \left\{ \iint_S G_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0} \mathbf{b}_\pm(\rho, \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0, \mathbf{J}_\pm) ds_{\mathbf{r}} + \iiint_V G_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0} \mathbf{b}_\pm(\rho, \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0, \mathbf{J}_\pm) dv_{\mathbf{r}} \right\};$$

$$\mathbf{b}_\pm(\rho, \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0, \mathbf{J}_\pm) = \left(1 - \frac{i}{k\rho}\right) [\mathbf{J}_\pm, \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0] \pm \left(i + \frac{3}{k\rho} - \frac{3i}{(k\rho)^2}\right) \left(\mathbf{J}_\pm - (\mathbf{J}_\pm, \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0) \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0\right) \mp \frac{2}{k\rho} \left(1 - \frac{i}{k\rho}\right) \mathbf{J}_\pm; \quad (6)$$

$$\rho = |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|; \mathbf{r}_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0}^0 = (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) / \rho; G_{\mathbf{r},\mathbf{r}_0} = e^{-ik\rho} / 4\pi\rho.$$

где $\mathbf{J}_\pm = [\mathbf{n}, \mathbf{F}_\pm]$ – плотность поверхностного тока, \mathbf{r}_0 – вектор, направленный в точку наблюдения. В работе теорема эквивалентности применяется для нахождения поля в приближении физической оптики (ФО). В приближении ФО ток на освещенной части поверхности идеального проводника $\mathbf{J}_\pm = \pm[\mathbf{n}, \mathbf{F}_+ - \mathbf{F}_-]$, в

теневого области ток равен нулю. Для поверхностей с разрывом удобно применять формулу Стрэттона-Чу, обеспечивающая большую точность вблизи поверхности

$$\mathbf{F}_{\pm}(\mathbf{r}_0) = k \iint_S \left\{ \mp [\mathbf{n}, \mathbf{F}_{\pm}] + i \left(1 - \frac{i}{k\rho} \right) \left([[\mathbf{n}, \mathbf{F}_{\pm}], \mathbf{r}_{r,r_0}^0] - (\mathbf{n}, \mathbf{F}_{\pm}) \mathbf{r}_{r,r_0}^0 \right) \right\} G_{r,r_0} ds_r \pm \pm i \oint_L \left(1 - \frac{i}{k\rho} \right) G_{r,r_0} \mathbf{r}_{r,r_0}^0 (\mathbf{F}_{\pm}, d\mathbf{l}_r); \quad (7)$$

В дальней зоне в спиральных координатах присутствует лишь одна компонента, описывающая полное векторное поле круговой поляризации, определяемая непосредственно по токам круговой поляризации

$$\mathbf{F}_{\pm}(\mathbf{r}_0) = \left(\frac{e^{-ik|\mathbf{r}_0|}}{4\pi|\mathbf{r}_0|} \iint_S J_{\pm 1} e^{ik(\mathbf{e}_{r_0}, \mathbf{r})} ds \right) \mathbf{e}^{\pm 1}; \quad (8)$$

Помимо метода физической оптики, применяется метод собственных функций в специальных системах координат. Уравнения Максвелла для векторов Р-З – дифференциальные уравнения первого порядка, и для них можно определить собственные решения в удобном виде с помощью математического аппарата квантовой механики. Помимо уже введенных специальных систем координат применяются сферические функции $\{P_{m,l}^n(\cos \vartheta) e^{-im\varphi}\}$, которые связаны с применяемыми для описания многомерных тензоров и их преобразований при вращениях D-функциями Вигнера. Мы применяем функции в обозначениях Гельфанда-Шапиро [7] в трехмерном случае для нахождения собственных функций уравнений Максвелла для векторов Р-З в спиральных координатах. Существуют расчетные алгоритмы таких функций, например, [8]. Однако мы применяем функции лишь для индексов $l=0, \pm 1$, в связи с чем разработан более простой алгоритм расчета сферических функций без накопления ошибки, основанный на рекуррентных соотношениях и формулах симметрии для D-функций Вигнера [6].

Собственные функции уравнений Максвелла в циклических координатах

$$\mathbf{F}_{m\pm}^n(r, \varphi, z) = \begin{pmatrix} F_{\pm,+1} \mathbf{e}^{+1} \\ F_{\pm,0} \mathbf{e}^0 \\ F_{\pm,-1} \mathbf{e}^{-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{i}{\sqrt{2}k_{\perp mn}} (k_{mn} \pm k) J_{m+1}(k_{\perp mn} r) e^{i((m+1)\varphi - k_{mn} z)} \mathbf{e}^{+1} \\ J_m(k_{\perp mn} r) e^{i(m\varphi - k_{mn} z)} \mathbf{e}^0 \\ \frac{i}{\sqrt{2}k_{\perp mn}} (k_{mn} \mp k) J_{m-1}(k_{\perp mn} r) e^{i((m-1)\varphi - k_{mn} z)} \mathbf{e}^{-1} \end{pmatrix} \quad (9)$$

где $k_{mn}, k_{\perp mn}$ – поперечное и продольное волновые числа, $J_m(k_{\perp mn} r)$ – функции Бесселя. В спиральных координатах [9]

$$\mathbf{F}_{m\pm}^n(r, \vartheta, \varphi) = \begin{pmatrix} F'_{\pm,+1} \mathbf{e}^{+1} \\ F'_{\pm,0} \mathbf{e}^0 \\ F'_{\pm,-1} \mathbf{e}^{-1} \end{pmatrix} = e^{-im\varphi} \begin{pmatrix} P_{m,1}^n(\cos \vartheta) \left(\frac{d}{dr} + \frac{1}{r} \mp ik \right) \mathbf{e}^{+1} \\ P_{m,0}^n(\cos \vartheta) \frac{i\sqrt{2n(n+1)}}{r} \mathbf{e}^0 \\ -P_{m,-1}^n(\cos \vartheta) \left(\frac{d}{dr} + \frac{1}{r} \pm ik \right) \mathbf{e}^{-1} \end{pmatrix} z_n(kr) \quad (10)$$

где $z_n(kr)$ – сферические функции Бесселя или Ханкеля. По сравнению с классическим мультиполным представлением, введенным Ми и Дебаем, выражения для векторных гармоник векторов Р-З симметричны и вводятся напрямую в явном виде без необходимости вычисления отдельно как электрических (ТЕ), так и магнитных мультиполей (ТМ), проведения векторных дифференциальных операций над скалярными гармониками. При этом основное преимущество метода заключается в независимости векторов, позволяющее проводить разложение в ряд одного вектора – одного набора гармоник.

Коэффициенты разложения в циклических координатах

$$\mathbf{F}_{\pm}((r, \varphi, z)) = \sum_S (C_S \mathbf{F}_S + C_{-S} \mathbf{F}_{-S}); \quad C_{\pm S} = \frac{1}{N_S} \iint_S ([\mathbf{F}, \mathbf{F}_{\pm S}^*], \mathbf{n}) ds; \quad N_S = \iint_S ([\mathbf{F}_S, \mathbf{F}_{-S}^*], \mathbf{n}) ds \quad (11)$$

где N_S – норма собственной волны; индекс s (совокупность n и m) соответствует волне, распространяющейся вдоль z ; индекс $-s$ соответствует обратной волне.

Коэффициенты разложения в спиральных координатах можно определить по касательным составляющим исходного поля на сфере или непосредственно по полю на произвольной поверхности, содержащей источники излучения

$$\mathbf{F}_{\pm}(r, \vartheta, \varphi) = \sum_n \sum_{m=-n}^n C_{m\pm}^n \mathbf{F}_{m\pm}^n; \quad \begin{cases} C_{m\pm}^n = \pm \frac{2n+1}{16\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (F_{+1} F_{m,+1}^{n*} - F_{-1} F_{m,-1}^{n*}) r_0^2 \sin \vartheta d\vartheta d\varphi \\ C_{m\pm}^n = \pm \frac{2n+1}{8\pi i} \oint_S (\mathbf{J}, \mathbf{F}_{m\pm}^{n*}) ds \end{cases} \quad (12)$$

Второй способ определения коэффициентов разложения дает возможность напрямую определять поле по токам на поверхности источников, что позволяет оптимизировать расчет цепочки рассеивающих поверхностей. Вводится критерий оценки сходимости, основанный на сравнении мощности гармоники с суммой мощностей всех предыдущих членов ряда [5].

1.2. Характеристики антенн, выраженные через векторы Р-3.

При расчетах векторами Р-3 характеристик излучения антенн их удобно выражать непосредственно через спиральные компоненты векторов. Используя определение вектора Пойнтинга, а также правило векторного произведения в спиральных координатах получаем выражение для полезной переносимой сферической волной мощности, выраженной через спиральные компоненты

$$P_{\pm,0} = P_{\pm,r} = \pm \frac{1}{2} \cdot (|F_{\pm,+1}|^2 - |F_{\pm,-1}|^2); \quad \text{в ДЗ: } P_{\pm,0} = \frac{1}{2} \cdot |F_{\pm,\pm 1}|^2 \quad (13)$$

Выражения для амплитудной диаграммы направленности:

- по круговой поляризации

$$\begin{aligned} F(\vartheta, \varphi)_{LHCP} &= \left| \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\vartheta} - jE_{\varphi}) \right| = \frac{\sqrt{z}}{2} |F_{-,-1}| \\ F(\vartheta, \varphi)_{RHCP} &= \left| \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\vartheta} + jE_{\varphi}) \right| = \frac{\sqrt{z}}{2} |F_{+,+1}| \end{aligned} \quad (14)$$

- по линейной поляризации

$$\begin{aligned} F(\vartheta, \varphi)_X &= |E_X| = \sqrt{\frac{z}{2}} \left| (\cos \vartheta \cos \varphi (F_{-,-1} - F_{+,+1}) - i \sin \varphi (F_{-,-1} + F_{+,+1})) \right| \\ F(\vartheta, \varphi)_Y &= |E_Y| = \sqrt{\frac{z}{2}} \left| (\cos \vartheta \sin \varphi (F_{-,-1} - F_{+,+1}) + i \cos \varphi (F_{-,-1} + F_{+,+1})) \right| \end{aligned} \quad (15)$$

- ДН по основной и кроссполяризованной составляющим в соответствии с третьим определением Людвига [10]

$$F(\vartheta, \varphi)_{L3X} = |E_{\vartheta} \cos \varphi - E_{\varphi} \sin \varphi| = \sqrt{\frac{z}{2}} \left| (-F_{+,+1} e^{i\varphi} + F_{-,-1} e^{-i\varphi}) \right| \quad (16)$$

$$F(\vartheta, \varphi)_{L3Y} = |E_{\vartheta} \sin \varphi + E_{\varphi} \cos \varphi| = \sqrt{\frac{z}{2}} \left| (F_{+,+1} e^{i\varphi} + F_{-,-1} e^{-i\varphi}) \right|$$

Коэффициент эллиптичности имеет простое выражение

$$K = \frac{|E_{\Pi}| - |E_{\mathcal{L}}|}{|E_{\Pi}| + |E_{\mathcal{L}}|} = \frac{|F_{+,+1}| - |F_{-,-1}|}{|F_{+,+1}| + |F_{-,-1}|} \quad (17)$$

Описание поляризационной и фазовой диаграмм направленности принципиально не отличается от описания через векторы **E** и **H**. Отметим лишь одну особенность, связанную с возможностью применения свойства независимости, для чего обратимся к поляризационной ДН антенны. Как известно, в представлении комплексной векторной ДН антенны $\mathbf{F}(\vartheta, \varphi) = F(\vartheta, \varphi) \mathbf{p}(\vartheta, \varphi) e^{i\Phi(\vartheta, \varphi)}$ векторный сомножитель $\mathbf{p}(\vartheta, \varphi)$ представляет собой единичный вектор поляризации с двумя компонентами – основной и кроссполяризационной, ориентированными по направлениям базисных ортов системы координат в случае линейной поляризации. Ортогональность составляющих вектора поляризации следует понимать в смысле независимости переноса мощности излучения каждой из них, что соответствует представлению поля в терминах векторов Р-З. Рассмотрим 2 основных вида поляризаций и далее приведем обоснование декларируемых выводов:

1. Круговая поляризация. Применение свойства независимости векторов Р-З в этом случае очевидно – если необходимо определить характеристики антенны по основной поляризации, расчет проводится для одного вектора (с учетом изменения направления вращения при отражении от металлической поверхности).

2. Линейная поляризация. Как известно, линейная поляризация есть комбинация двух круговых с одинаковыми амплитудами. Проводя расчет для одного вектора и приравнявая амплитуды векторов \mathbf{F}_+ и \mathbf{F}_- , можно получить результирующее поле по основной линейной поляризации. Пример такой задачи с облучателем – пирамидальным рупором рассмотрен [11].

Кроссполяризационная составляющая излучения зеркальных антенн и лучеводов определяется характеристиками облучателя и самой геометрией оптической системы. Как правило, в зеркальных антеннах и лучеводах стремятся минимизировать уровень кроссполяризации облучателя и приблизить его поляризационные характеристики к поляризационно-чистому облучателю – элементу Гюйгенса, а также проектировать систему так, чтобы минимизировать кроссполяризацию, возникающую при отражении. Таким образом, в большинстве практических случаев достаточно проводить анализ поля в зеркальной и лучеводной системах только по основной составляющей, что позволяет вести расчет одного вектора Р-З, а полей облучателя по обеим ортогональным поляризациям. Если все же необходимо определить уровень излучения кроссполяризации всей системы, можно провести отдельный расчет только побочной составляющей. При этом для определения полного поля любой поляризации в цепочке рассеивающих поверхностей на каждом шаге достаточно проводить расчет разницы векторов $\mathbf{F}_+ - \mathbf{F}_-$ для определения тока на каждом последующем зеркале, что следует из граничных условий.

Рассмотрим пример – излучение зеркальной антенны с облучателем элементарным электрическим диполем. Токи круговых поляризаций определяются как $\mathbf{J}_\pm = \pm[\mathbf{n}, \mathbf{F}_+ - \mathbf{F}_-]$, они равны по амплитуде и противоположны по знаку. На рис. 2 изображены диаграммы направленности антенны диаметром 4λ для двух облучателей – элементарный диполь, и система двух диполей с токами $\mathbf{j}_1 = \mathbf{e}_y$; $\mathbf{j}_2 = 0.5e^{i\pi/2}\mathbf{e}_x$, излучающая поле эллиптической поляризации. Расчеты проведены методом ФО в ФЕКО и методом ФО для векторов Р-З по формуле (9) с расчетом для одного и двух векторов. На рис. 2, а изображены расчетные ДН линейной поляризации в соответствии с (16), для одного вектора ДН определена приравниванием амплитуд векторов; на рис. 2, б – ДН поля двух круговых поляризаций. В обоих случаях для определения ДН по основной составляющей достаточно проводить расчет одного вектора, что упрощает задачу и позволяет экономить расчетное время, как видно из таблицы 1.

Большее расчетное время ФЕКО связано не с упрощением, а с особенностями расчетных алгоритмов.

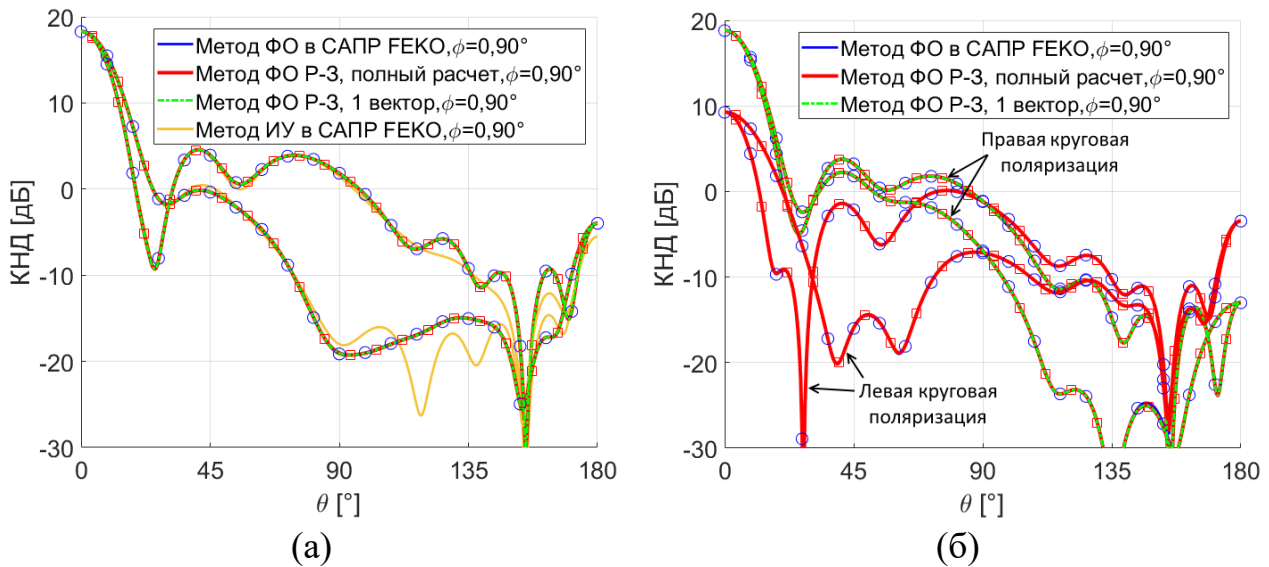


Рис. 2. Диаграммы направленности зеркальной антенны диаметром $D=4\lambda$, $F/D=0.357$, с элементарным облучателем. Линейная поляризация (а); эллиптическая поляризация (б).

Таблица 1. Время расчета зеркальной антенны с элементарным облучателем.

Диаметр зеркала	ФЕКО, метод ФО	Метод ФО для Р-3 (полный), метод ФО для вект. E и H	Векторы Р-3, метод ФО (1 вектор)
4λ	4.2с	1.4с	1.2с
10λ	13.7с	3.5с	2.7с
20λ	49.8	8.5с	6с
40λ	206с	35с	23.7с
230λ	3952с	386с	252с

1.3. Оценка эффективности зеркальных антенн и лучеводов.

Один из важнейших этапов проектирования антенны – оценка её радиотехнической эффективности. Методика оценки эффективности зеркальных антенн хорошо известна и подробно расписана, например, в [9, 12]. Эффективность антенны с лучеводом оценивалась в [1] и в ряде статей коллектива JPL NASA, однако авторы не раскрывают методику оценки и считают лишь суммарный КИП. В данном разделе представлена методика оценки эффективности и потерь в зеркальной антенне в совокупности с лучеводом с применением векторов Р-3.

Для простейшей зеркальной антенны без лучевода, в фокусе которой устанавливается рупорный излучатель, оценка эффективности сводится к

оценке составляющих коэффициента использования поверхности. Для антенных систем ДКС с лучеводными трактами всю систему можно разделить на две части, для каждой из которых проводится оценка эффективности – облучатель как совокупность рупора и лучевода, и двухзеркальная система с облучающим полем, являющимся полем на выходе лучевода. То есть в антенной системе с лучеводом облучатель контррефлектора – это совокупность рупорного облучателя и лучевода, заканчивающегося в точке вторичного фокуса зеркальной системы.

Под *эффективностью* подразумевается отношение реального значения оцениваемого параметра к идеальному (теоретически достижимому). Для апертурной антенны это эквивалентно КИП. Также для некоторых антенн удобно оперировать эффективной площадью. Для лучевода эффективность – это отношение излучаемой полезной мощности на выходе лучеводе в необходимом секторе углов (соответствующем углу облучения контррефлектора) к подводимой к облучателю мощности. Отметим, что также должна учитываться симметрия поля, равномерность фазовой характеристики и уровень облучения края контррефлектора, однако эти параметры учитываются в общей оценке эффективности зеркальной системы.

1. Оценка КИП зеркальной антенны. Полный коэффициент использования поверхности апертурной антенны (КИП) определяется выражением [9]:

$$K_{\Sigma} = K_{an} K_{nep} K_{диф} K_{зат} K_{CKO} K_{кросс} K_{дисс.ном} K_{обл} \quad (18)$$

Составляющие этой формулы:

- K_{an} – апертурный КИП;
- K_{nep} – коэффициент, определяющий долю мощности, попадающую на облучаемое зеркало;
- $K_{диф}$ – коэффициент, определяющий дифракционные потери;
- $K_{зат}$ – коэффициент, определяющий потери из-за затенения апертуры главного рефлектора конструкциями вторичной системы;

• K_{CKO} – коэффициент, учитывающий среднеквадратическое отклонение профилей зеркал от теоретических. Традиционно для определения K_{CKO} применяется приближенная формула (формула Рузе), которая является довольно грубой, в связи с чем в работе разрабатывается более точный метод учета потерь;

- $K_{кросс}$ – коэффициент кроссполяризации;
- $K_{дисс.пот}$ – коэффициент диссипативных потерь;
- $K_{обл}$ – коэффициент эффективности облучающей системы.

2. Оценка эффективности облучающей системы. Задача оценки эффективности лучевода имеет свои особенности. Дело в том, что для многозеркальных лучеводов неприменимы понятия эффективной площади и коэффициента использования поверхности, так как их главная задача – передача электромагнитной энергии определенной поляризации с минимальными искажениями (по аналогии с другими линиями передачи) и обеспечение наиболее оптимального облучения контррефлектора. При этом лучеводы зачастую проектируются так, чтобы параметры волны менялись при прохождении через цепочку зеркал – например, сужение или расширение луча.

В эффективности $K_{обл}$ так же, как и для эффективности зеркальной антенны, можно выделить отдельные составляющие. В расчете удобнее оперировать составляющими потерь, пересчитываемыми в коэффициенты эффективности:

- потери за счет рассогласования облучателя – рупора $L_{согл}$;
- дифракционные потери $L_{диф}$;
- потери за счет переливания энергии за края зеркал $L_{пер}$;
- потери за счет кроссполяризации $L_{кросс}$;
- потери за счет отклонения профилей зеркал от теоретических L_{CKO} ;
- диссипативные потери $L_{дисс.пот}$.

Существенный вклад в ухудшение шумовых характеристик антенной системы вносят потери за счет переливания энергии за края зеркал и омические потери на поверхностях зеркал [13, 14]. Потери за счет распространения поля в

кожухе реального лучевода приводят к нарушению структуры поля, возникновению кроссполяризации и возрастанию омических потерь.

Для оценки составляющих эффективности зеркальной антенны $K_{ан}$, $K_{пер}$, $K_{диф}$, $K_{СКО}$, $K_{кросс}$, $K_{дисс.пот}$ и лучевода $L_{диф}$, $L_{пер}$, $L_{кросс}$, $L_{дисс.пот}$, $L_{СКО}$ в данной работе проводится полный векторный расчет структуры полей, распространяющихся в лучеводной системе. Единственное существенное допущение при этом – расчет наведенных токов в приближении физической оптики, погрешностью которого можно пренебречь при малом уровне поля на краях зеркал (как правило, спадание поля на краю зеркал выбирается <-20 дБ).

В применяемой методике искажения, возникающие за счет отклонения профилей зеркал от теоретических $L_{СКО}$, учитываются более строго, чем по классической приближенной формуле, с учетом реальной статистической модели и расчета полей искаженных токов. Анализ влияния неидеальностей поверхностей зеркал на поля в лучеводе и определение требований к точностям изготовления в известной литературе не проводились. Увеличение точности оценки эффективности также планируется за счет учета кожуха лучевода. Таким образом, применяемая методика позволяет наиболее строгим образом оценивать потери в лучеводе, пересчитываемые в общую эффективность лучевода, что в свою очередь учитывается в оценке КИП антенной системы.

2. Расчет двухзеркальной антенны с учетом неидеальностей зеркал

2.1. Оценка влияния неидеальностей зеркал.

В данном разделе приведен классический пример задачи анализа антенной системы – расчет и оценка эффективности двухзеркальной антенны с диаметром главного зеркала 9 метров, работающей одновременно в С и Ку-диапазонах частот. Параметры антенны приведены в таблице 2. В [15, 16] приведены примеры расчета однозеркальной и двухзеркальной антенны и оценки КИП с учетом основных составляющих. В данном разделе уточняется методика, более строго учитываются эффекты, приводящие к снижению КИП. Оценивается расчетное время, результаты расчета сравниваются с экспериментом. Цель данного расчета – оценка возможности решения

практических задач с применением одного вектора Р-З и уточнение оценки коэффициента $K_{\text{СКО}}$.

Таблица 2. Основные параметры двухзеркальной антенны.

Параметр	Значение
Параметры двухзеркальной системы	Оптическая схема – двухзеркальная Кассегрена, диаметр главного зеркала $D=9\text{м}$, диаметр контррефлектора $d=1\text{м}$, $F/D=0.357$, расстояние между фокусами 1.556м
Частоты	С-диапазон: $f=3.8\text{ГГц}$; Ku-диапазон: $f=11.7\text{ГГц}$
Поляризация	С-диапазон: круговая; Ku-диапазон: линейная
СКО	Рефлектор: 0.7мм , контррефлектор: 0.25мм



Рис. 3. Двухзеркальная 9-метровая антенна Кассегрена

Расчет антенны проводится по такому же алгоритму, как в [5]. По точно известному ближнему полю рупора, полученному в САПР, рассчитываются токи и последовательно поля контррефлектора и рефлектора. Для расчета применяются методы интегральных уравнений (ИУ) и ФО в ФЕКО, метод собственных функций в спиральных координатах и ФО для векторов Р-З.

При создании математической модели используются некоторые допущения, отличающие модель от реальной задачи, являющиеся источниками погрешности. Основные допущения для нашего случая:

- поверхностный ток рассчитывается в приближении физической оптики;
- поверхности зеркал и рупора – идеальный металл, омические потери рассчитываются по граничным условиям Леонтовича-Щукина;
- не учитываются вторичные переотражения;

- учет затенения поверхности зеркала контррефлектором и опорами осуществляется в геометрооптическом приближении (более строгий метод учета затенения описан, например, в [17] и включает вычисление затенения и рассеяния в приближении ФО; однако, как показывает практика, ГО дает довольно точный результат учета затенения, особенно на высоких частотах).

На рис. 4 изображены векторные составляющие правой круговой поляризации поля рассеяния на контррефлекторе на сфере в ближней зоне.

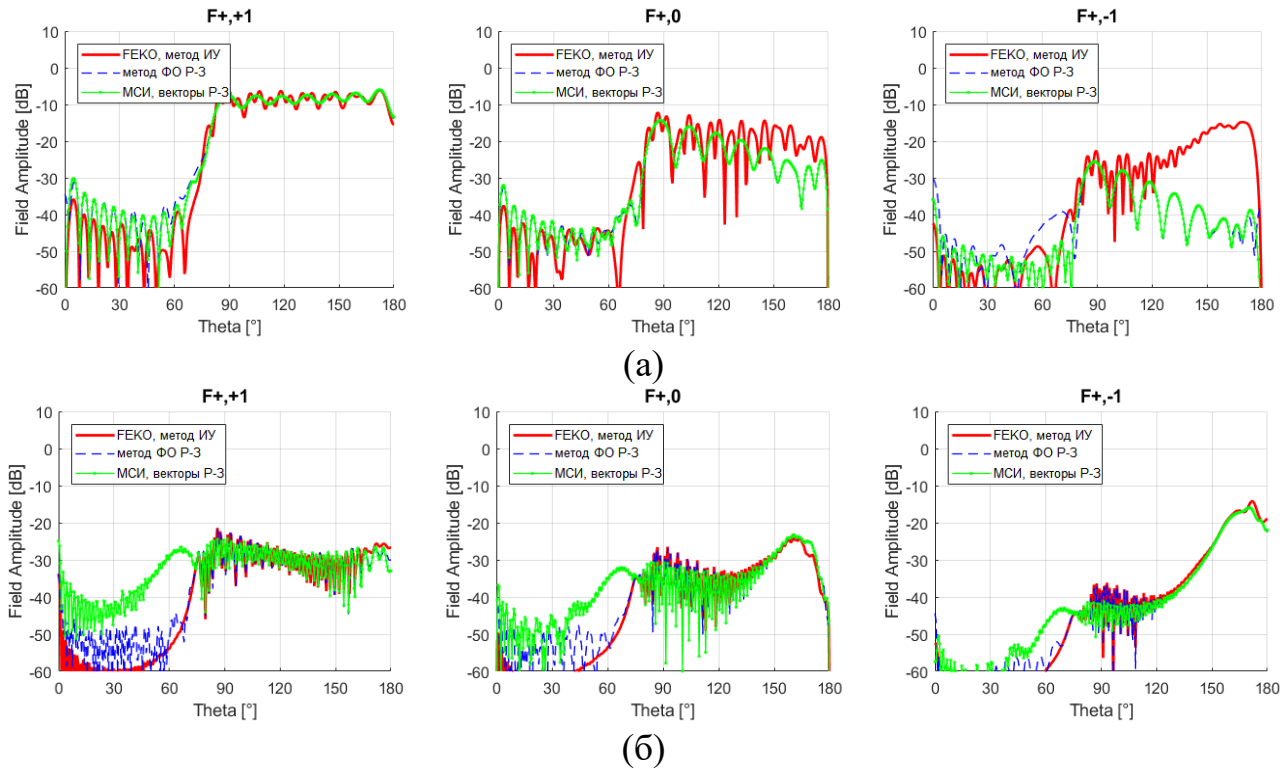


Рис. 4. Векторные составляющие на сфере 7.6λ в БЗ. Представлены расчеты методом ИУ в FEKO, методом согласования с источником и методом интеграла Кирхгофа по формуле Стрэттона-Чу. С-диапазон (а); Ку-диапазон (б).

Красным цветом обозначены расчетные кривые, полученные методом интегральных уравнений в САПР. Синие пунктирные линии – расчет для одного вектора P-3 методом интеграла Кирхгофа, зеленые линии – расчет для одного вектора методом собственных функций. Сравнивая полученные результаты, отметим, что за пределами переднего излучения (отраженное поле от контррефлектора при $\theta=180^\circ$) имеется погрешность расчета для побочных составляющих поля. Однако, как видно из графиков результирующих диаграмм направленности антенны (рис. 5), в дальней зоне погрешность мала.

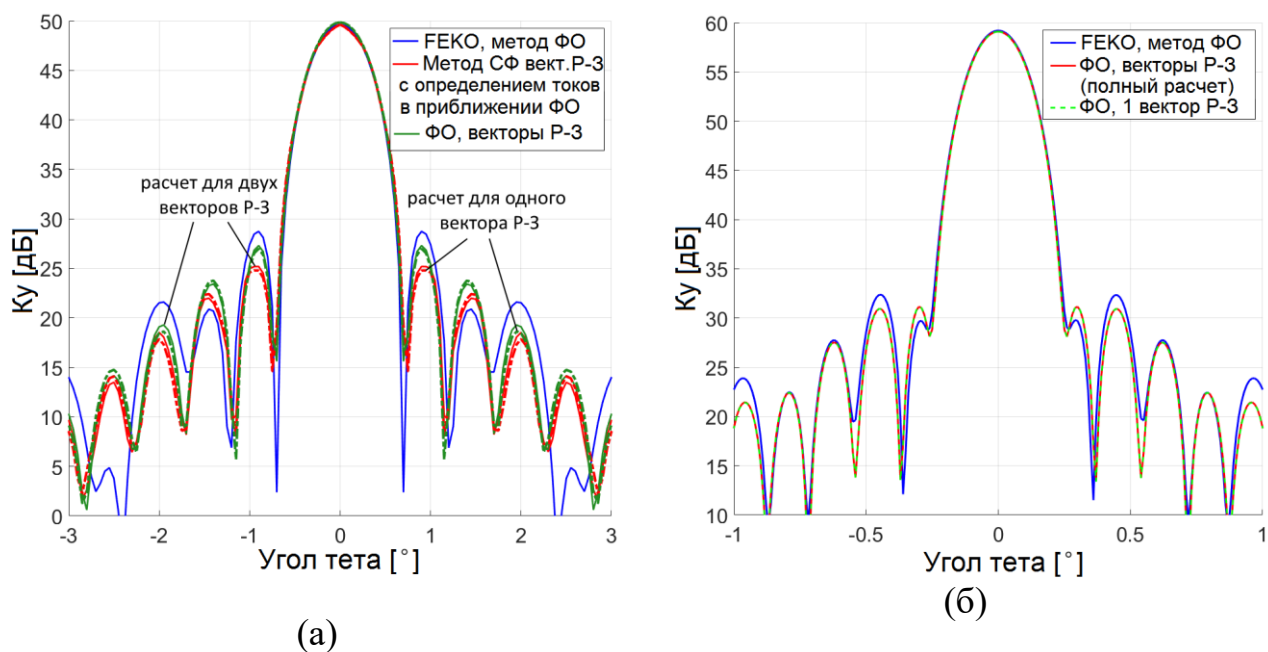


Рис. 5. Сравнение расчетных ДН антенны. С-диапазон, расчет в FEKO (синий цвет), расчет методом собственных функций векторов P-3 (красный цвет) и методом ФО для векторов P-3 (зеленый цвет) (а); Ku-диапазон, расчет в FEKO (синий) и расчет методом ФО – полный расчет двух векторов P-3 (красный цвет) и расчет с учетом 1 вектора P-3 (зеленый цвет) (б).

Результаты оценки эффективности антенны приведены далее вместе с сравнением с экспериментальными данными. Было проанализировано расчетное время решения задачи разными методами (таблица 2) – в FEKO и для векторов P-3. Сравнение с FEKO является условным, так как провести расчеты идентичными методами и с одинаковыми допущениями в FEKO и с применением разработанных алгоритмов не представляется возможным. Для векторов P-3 основное время занимает интерполяция сферических функций. Это вызвано тем, что по разработанному алгоритму функции рассчитываются на равномерной сетке и сохраняются в файл, далее их необходимо интерполировать для получения значений в точках с требуемыми θ . FEKO при этом довольно плохо работает с источниками ближнего поля – возбуждение может занимать несколько часов, поэтому возбуждение, в отличие от векторов P-3, осуществляется источником дальнего поля. При этом расчет для двух векторов P-3 по расчетному времени соответствует классическому методу ФО, так как общее количество вычислительной работы такое же.

Таблица 2. Сравнение расчетного времени анализа двухзеркальной антенны.

Метод		FEKO	Расчет для двух векторов	Расчет для одного вектора
Общее расчетное время	С-диапазон	695с	803с	433с
	Ku-диапазон	2580с	6768с	4076с

Главный вывод из такого сравнения – возможность экономии расчетного времени и ресурсов в случае расчета для одного вектора Р-З, что позволяет для более сложных задач повысить эффективность расчета, то есть экономить время и проводить комплексный расчет с учетом факторов, приближающих модель к реальной. В дальнейшем возможно оптимизировать процесс расчета сферических функций более эффективной интерполяцией или интеграцией вычисления сферических функций в сам алгоритм. Методы вычислительной электродинамики векторов Р-З можно интегрировать в существующие САПР, обладающие мощными вычислительными инструментами.

2.2. Оценка влияния неидеальностей зеркал.

Была исследована зависимость эффективности от СКО зеркал. Необходимость такого анализа вызвана двумя причинами:

1) традиционное несоответствие реальных измеренных значений КИП значениям, полученным по известной теории Рузе, и отсутствие других более точных способов оценки;

2) отсутствие исследований влияния отклонений поверхностей зеркал лучевода от теоретических на его характеристики, необходимость их учета и определения требований к производству.

В связи с этим была разработана методика, позволяющая с высокой степенью достоверности рассчитывать поля, рассеиваемые искаженной поверхностью зеркал. Помимо более строгой оценки эффективности, такая методика также позволит проводить анализ изготовленных образцов антенн с профилями, измеренными геодезическими методами, посредством «загрузки» измеренного облака точек в программу, подборки параболоида наилучшего приближения и оценки реальной диаграммы направленности.

Методика основана на построении модели поверхности рефлектора с искажениями профиля, подчиняющимся гауссову закону распределения с заданной функцией корреляции. Задаются исходная поверхность, СКО нормального закона распределения, вид закона корреляции и радиус корреляции исходя из конструктивных особенностей зеркал.

Как правило, снижение максимума коэффициента усиления оцениваются по известной формуле [18, 19]:

$$K_{СКО} = \exp\left(-\left(\frac{4\pi\sigma_{СКО}}{\lambda}\right)^2\right) \quad (19)$$

в которой $\sigma_{СКО}$ – суммарное среднеквадратическое отклонение (СКО) профиля зеркала от теоретического. Для оценки СКО двухзеркальной антенны часто применяют формулу $\sigma = \sqrt{\sigma_{рефл}^2 + \sigma_{контр}^2}$, где $\sigma_{рефл}$ и $\sigma_{контр}$ – СКО профилей контррефлектора и главного зеркала. С учетом расстояния корреляции l

$$K_{СКО} = \exp\left(-\left(\frac{4\pi\sigma_{СКО}}{\lambda}\right)^2\right) \left(1 + \frac{1}{K_{ан}} \left(\frac{4l}{D}\right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot n!} \left(\frac{4\pi\sigma_{СКО}}{\lambda}\right)^{2n}\right) \quad (20)$$

Такой подход оценки вклада СКО профилей зеркал в КИП основан на вычислении фазовых искажений в апертуре зеркала в геометрическом приближении и является достаточно грубым. Наиболее полное исследование влияние случайных отклонений профиля зеркальных антенн на их параметры проведено в диссертации [20]. Автор моделирует поверхность со случайным гауссовым законом распределения с заданными СКО, законом и радиусом корреляции. Для расчета ДН искаженных профилей автор применяет методы физической и геометрической оптики, и сравнивает полученные результаты с классической теорией на основе теории Рузе. Получены результаты:

1) с увеличением СКО снижается КНД антенны по основной поляризации; уровень боковых лепестков (УБЛ) и кроссполяризация увеличиваются;

2) ширина диаграммы направленности не имеет однозначных признаков деградации – ДН может как расширяться, так и сужаться;

3) в целом, расчеты по классической теории Рузе дают большую деградацию ДН антенн по сравнению с более строгим расчетом.

Разработанный нами подход схож с тем, что использован в [20], однако более строго учитываются особенности геометрии зеркал – выбирается радиус корреляции, и учитываются отклонения профилей как рефлектора, так и контррефлектора от теоретических. Для определения радиуса корреляции были проанализированы данные нескольких геодезических измерений антенн, исходя из которых сделан вывод о том, что радиус корреляции соизмерим с размером щита зеркала и, как правило, значительно превышает длину волны (рис. 6).

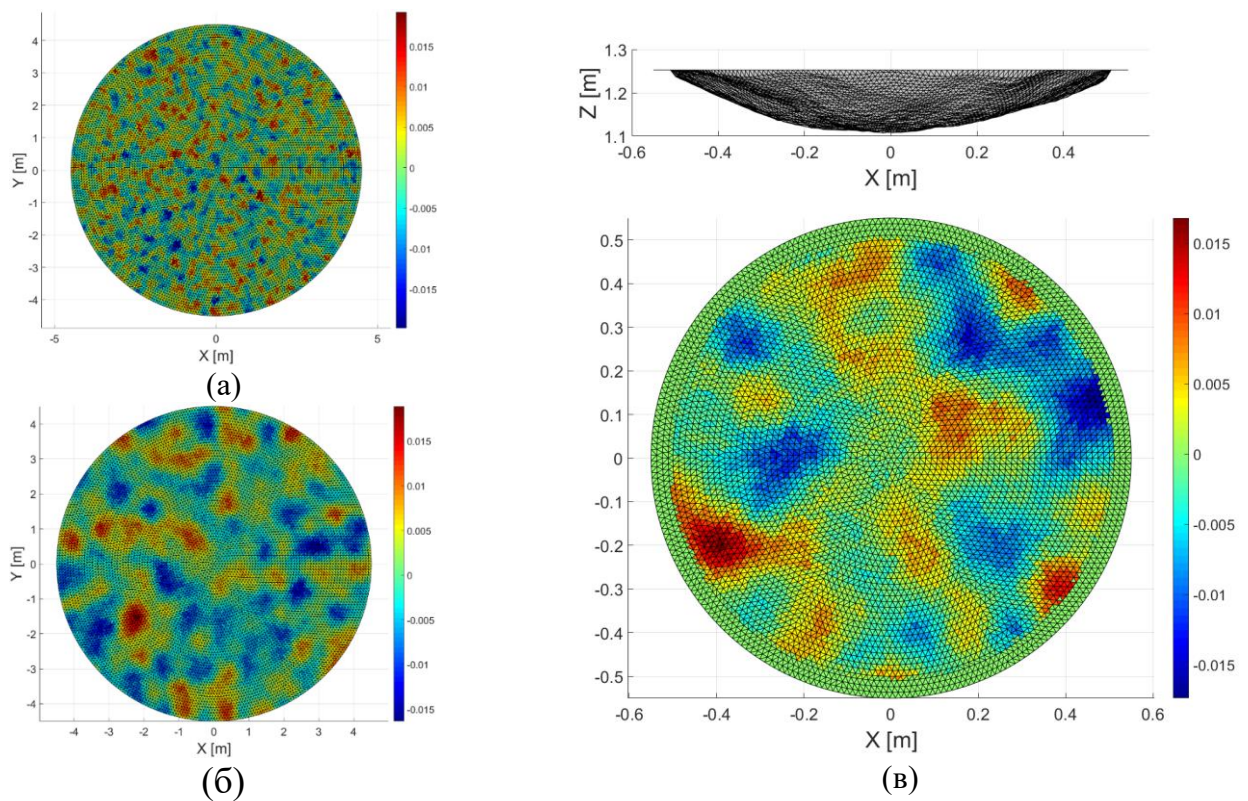


Рис. 6. Искривленные поверхности зеркал. Картограмма поверхности рефлектора, радиус корреляции $r \sim 0.02$ м (а); $r \sim 1$ м (б); поверхность и картограмма контррефлектора (в).

Была проведена серия расчетов диаграмм направленности исследуемой антенны с искаженными поверхностями методами собственных функций (С-диапазон) и ФО (Ку-диапазон). Обработка результатов проводилась методом Монте-Карло, в среднем проводилось 5-7 расчетов и результаты усреднялись. На рис. 7 изображена зависимость $K_{СКО}$ от СКО рефлектора при разных СКО контррефлектора в С-диапазоне. Показаны усредненные расчетные значения

$K_{СКО}$ и зависимости, полученные по формуле Рузе без учета и с учетом корреляции. Формула Рузе предсказывает более существенную деградацию характеристик по сравнению с нашим методом (от 5 до 10%). Отметим, что при заданном СКО поверхности контррефлектора можно подобрать такую поверхность рефлектора, которая бы компенсировала искажения в результирующем поле. Начиная с некоторого значения СКО (примерно $\lambda/4\pi$) снижение КИП усиливается при дальнейшем увеличении СКО. Для инженерной оценки нижней границы снижения эффективности приемлемый результат дает формула

$$K_{СКО} = \exp\left(-\left(\frac{3.5\pi}{\lambda}\right)^2 (\sigma_{рефл}^2 + \sigma_{контр}^2)\right) \quad (21)$$

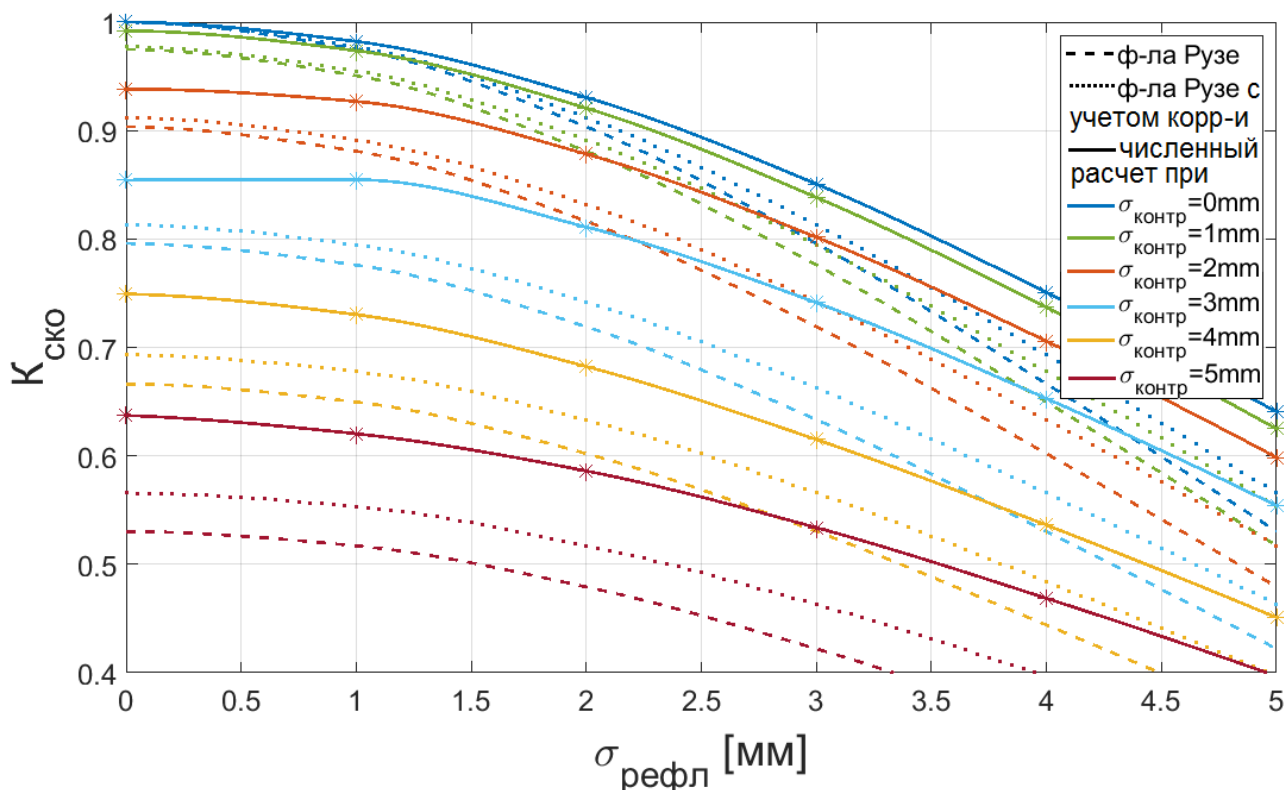


Рис. 7. Зависимость $K_{СКО}$ от СКО рефлектора и контррефлектора. На графике указаны зависимости, полученные по формуле Рузе с нулевой корреляцией (пунктирные линии) и с заданным радиусом корреляции (точки), а также результаты численного расчета (сплошные линии).

Из полученных данных был сделан вывод об отличии значений, предсказанных теорией Рузе, от результатов численного расчета – для длиннофокусных антенн в расчете по традиционно применяемой формуле Рузе

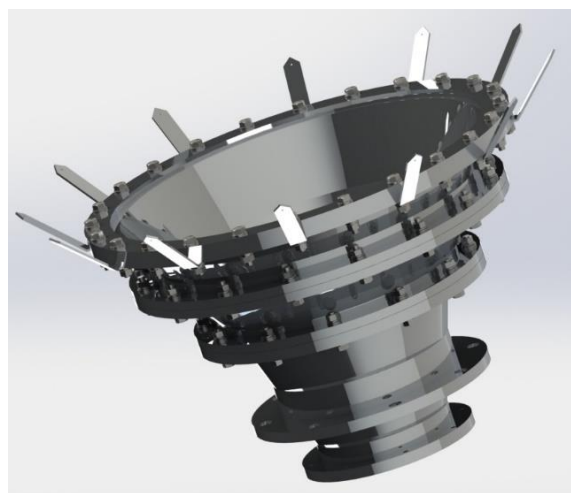
деградация характеристик гораздо более существенна по сравнению с расчетом математической модели созданием гауссовой поверхности. Полученные результаты учитываются далее в оценке КИП.

2.3. Экспериментальное определение характеристик антенны.

Двухзеркальная антенна, описанная в данном разделе, была сконструирована и изготовлена. Антенна и облучатель – двухчастотный рупор изображены на рис. 8. Были измерены характеристики антенны – шумовая добротность, кроссполяризационная развязка и диаграммы направленности антенны на рабочих частотах в двух плоскостях. Измерения проводились по стандартной утвержденной в АО «ОКБ МЭИ» методике, заключающейся в измерении характеристик антенны в ДЗ в приемном режиме по космическим источникам с известной плотностью потока мощности излучения.



(а)



(б)

Рис. 8. Эксперимент. Антенна в сборе (а); 3D модель облучателя (б).

Существует несколько способов оценки K_u в дальней зоне. Первый – по измеренной ДН. В нашем случае измерение ДН во всем секторе углов не представляется возможным из-за ограниченного динамического диапазона малошумящего усилителя и ограниченных возможностей опорно-поворотного устройства (измерения проводятся в двух плоскостях – азимутальной и угломестной). В связи с этим применяется методика, рекомендованная национальным стандартом США [21], основанная на вычислении значения K_u по измеренной ширине ДН по уровню минус 3дБ и минус 10дБ в двух

плоскостях. Это предполагает наличие маски диаграммы, ограничивающей УБЛ и заднее излучение. Метод имеет существенную погрешность, однако он является наиболее простым и широко применяется на практике. При этом расчеты косвенно подтверждаются измеренной с высокой точностью добротностью с известной шумовой температурой малошумящего усилителя.

Два других способа – измерение K_u методом трех антенн и измерение шумовой температуры с получением K_u из добротности – являются более точными, но в нашем случае не представляются возможными.

На рис. 9 показаны расчетные и измеренные с помощью анализатора спектра ДН по круговой (С-диапазон) и линейной (Ku-диапазон) поляризациям.

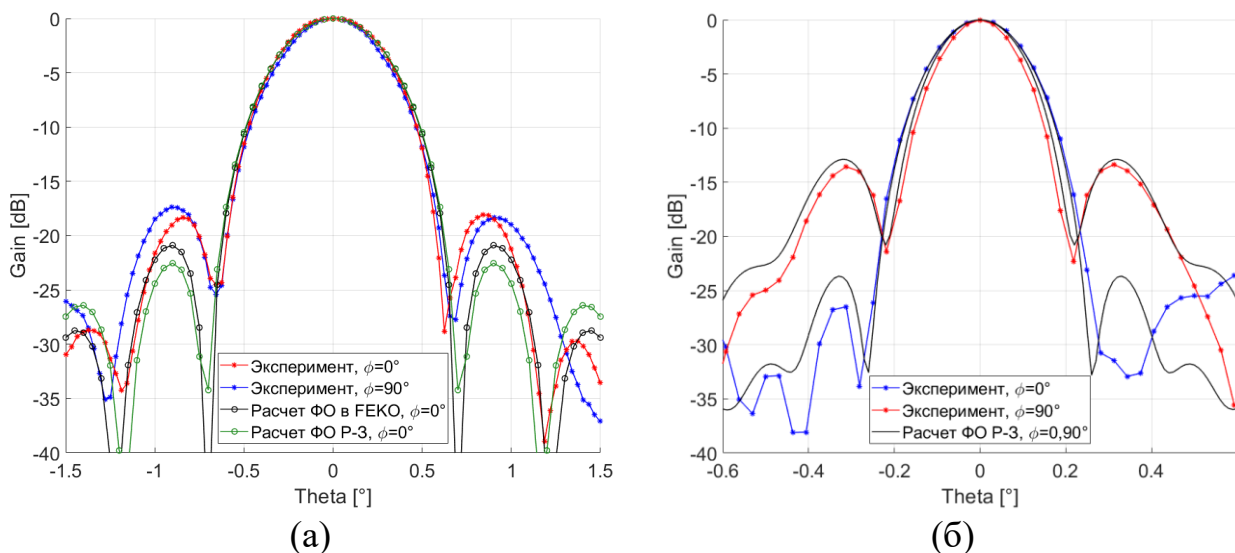


Рис. 9. Сравнение расчетных и экспериментальных ДН. С-диапазон (а); Ku-диапазон (б).

В С-диапазоне имеется отличие в ширине ДН и уровне боковых лепестков, что очевидно говорит о более равномерном амплитудном распределении в апертуре зеркала. Это может быть вызвано погрешностью определения и установки фазового центра рупора в фокус и отличием реальных ДН рупора от расчетных (в расчете рупора не учитываются секции возбуждения и конструктивные элементы – стыки секций рупора, штыри защиты от птиц, герметизирующие вставки и т.д).

Результаты оценки КИП антенной системы сведены в таблицу 3. В расчетной оценке составляющие $K_{ан}$, $K_{пер}$, $K_{диф}$, $K_{кросс}$, $K_{СКО}$, а также омические потери на алюминиевых зеркалах получены с применением векторов Р-3.

Коэффициент $K_{зат}$ рассчитывается в геометрооптическом приближении. Потери в облучающей системе являются реальными измеренными потерями в тракте. Измеренный интегральный СКО рефлектора составляет 0.7мм, контррефлектора 0.25мм, коэффициент $K_{СКО}$ рассчитан с применением полученной ранее методики. Анализируя данные в таблице, в целом можно отметить довольно неплохую сходимость расчетных и экспериментальных данных даже с учетом большой погрешности эксперимента. Экспериментальный КИП оказался несколько выше теоретического за счет большего реально получившегося апертурного КИП – более равномерного облучения поверхности зеркала.

Таблица 4. Расчетная и экспериментальная оценка составляющих КИП

Составляющая потерь	С-диапазон			Ku-диапазон		
	Расчет		Измерение	Расчет		Измерение
	Полный расчет	Расчет 1 вектора		Полный расчет	Расчет 1 вектора	
$K_{ан}, K_{пер}, K_{диф}, K_{кросс}$	0.796	0.799	0.794	0.766	0.767	0.695
$K_{СКО}$	0.991			0.916		
$K_{зат}$	0.97			0.97		
$K_{пот}$	0.99997			0.9998		
- омические потери						
- СВЧ-тракт и рупор	0.963			0.964		
K_{Σ}	0.737	0.739	0.765	0.656	0.657	0.670

3. Расчет двухзеркального лучевода с учетом кожуха и неидеальностей зеркал

3.1. Расчет двухзеркального лучевода с учетом кожуха.

Как уже было отмечено, антенны ДКС с лучеводами применяются в составе комплексов управления дальними КА, для чего они должны работать в приемопередающем режиме. В реально существующих системах всегда стоит задача изоляции лучеводного тракта от окружающего пространства – технических помещений, бетонных конструкций, элементов опорно-поворотного устройства. Это связано с тем, что мощность передатчика и распространяющихся в лучеводе полей может составлять десятки киловатт. Самое простое и экономически целесообразное решение для экранирования

поля – применение металлических труб стандартных производимых в промышленности диаметров. При этом такой кожух неизбежно оказывает влияние на распространяющееся поле – возникают искажения:

- 1) нарушение симметрии поля;
- 2) возникновение кроссполяризированной составляющей;
- 3) омические потери мощности, ухудшающие шумовые характеристики.

Влияние на шумовую температуру проанализировано в [14]. Для строгой оценки всех искажений кожух можно рассматривать как круглый волновод большого диаметра. В этом случае задача сводится к хорошо изученной задаче распространения волн в круглом волноводе большого диаметра.

Таким образом, с целью оценки потерь, к которым приводят кожухи, и определения требований к ним (диаметр, материал) с целью минимизации искажений необходимо проведение расчета распространяющихся в лучевом поле с учетом кожуха. Единственное известное в литературе решение такой задачи представлено в [22]. В данном разделе проведен расчет лучевой конфигурации, представленной в статье, и приведено сравнение результатов.

Конфигурация лучевода изображена на рис. 10. Рассматривается двухзеркальный лучевод состоящий из двух параболоидов с цилиндрическим кожухом на частоте $f=8.45\text{ГГц}$. Облучатель у авторов – гофрированный рупор с $K_{y1}=29\text{дБи}$ и $K_{y2}=22\text{дБи}$, что соответствует уровню облучения края зеркала минус 24дБ и минус 4.8дБ соответственно. Отклонения от статьи:

- расстояние между зеркалами 2.8м (79λ) вместо 3.53м (99.5λ);
- кожух лучевода присутствует только на прямом участке между зеркалами;
- идеальный облучатель вместо гофрированного рупора.

Первое и второе допущение вызваны тем, что с целью верификации результатов помимо векторов Р-З проводится расчет в САПР, где волновод большей длины рассчитать имеющимися вычислительными ресурсами невозможно. Задача возбуждения волновода заданным распределением поля с расчетом коэффициентов возбуждения собственных мод в ФЕКО не решается, в

связи с чем применяется метод ИУ. Последнее допущение также вызвано тем, что в САПР решение задачи анализа большого гофрированного рупора с зеркалами не представляется возможным. Поэтому в качестве облучателя применяется элемент Гюйгенса правой круговой поляризации с соответствующей амплитудной ДН. В следующем разделе с применением векторов Р-3 проводится расчет с полем реального рупорного облучателя для подтверждения адекватности модели.

Методы расчета – метод ИУ в САПР Altair FEKO и метод разложения на сферические волны Р-3 (на зеркалах), метод разложения на цилиндрические волны (в волноводе) векторов Р-3.

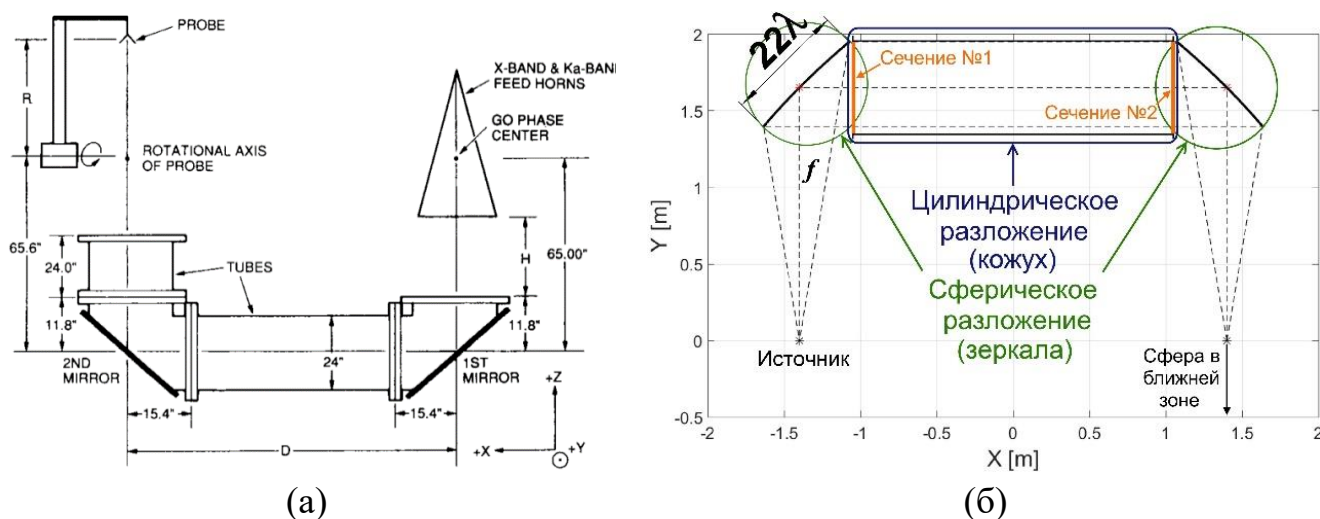


Рис. 10. Геометрия задачи. Геометрия из статьи (а); математическая расчетная модель (б).

Расчетные случаи: без учета кожуха – зеркала в свободном пространстве; расчет с учетом кожуха из гладкого металла; с учетом кожуха гофрированной структуры с целью оценки возможности компенсации искажений.

Методом собственных функций задача решается в несколько шагов. Вычисляются составляющие поверхностного тока на первом зеркале, определяются коэффициенты разложения в ряд по собственным волнам в циклических координатах. Рассчитывается поверхностный ток на втором зеркале и разложение поля в ряд по сферическим гармоникам векторов Р-3. На рис. 11 кратко резюмированы результаты расчетов – коэффициенты возбуждения собственных волн в гладком и гофрированном волноводах,

векторные составляющие поля в первой и второй апертурах. На рис. 11 изображены модели в FEKO и результаты расчета поверхностного тока зеркал без кожуха. На рис. 12 представлены распределения поля в сечениях лучевода для разных случаев, и коэффициенты возбуждения собственных волн в кожухах.

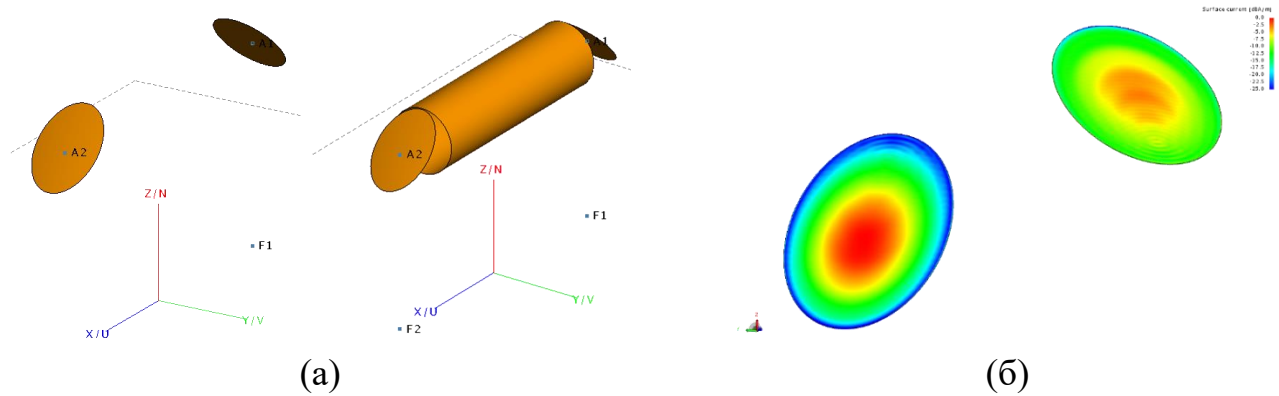


Рис. 11. Расчет в FEKO. Геометрия задачи без и с кожухом (а); поверхностный ток (б).

Как и в статье, было рассчитано распределение поля по основной и кросс поляризации составляющим на сфере в ближней зоне (рис. 13). Отметим ключевое расхождение с данными из статьи – и в FEKO, и в расчете с векторами Р-3 получается, что кожух лучевода сужает поле – направляет пучок лучей. В упомянутой статье авторы пришли к противоположным результатам – поле с учетом кожуха получалось шире. Результат, получившийся в текущем расчете, видится более логичным. Далее, отметим симметрию поля – рассматриваемый лучевод удовлетворяет условиям Мизусавы, поэтому вносимые искажения минимальны. Они сводятся к расширению пучка и возникновению кроссполяризации составляющей. Поле в анализируемом сечении с учетом волновода имеет меньший уровень кроссполяризации, чем в свободном пространстве, однако общая мощность кроссполяризации составляющей в кожухе возрастает, что видно из таблицы 5 сравнения характеристик лучевода.

Кроссполяризационные искажения поля можно минимизировать путем применения гофрированных кожухов. При этом очевидно, что применение таких труб-волноводов во всем лучевом экономически нецелесообразно. Здесь

возможен компромисс – создание поляризационных фильтров на основе гофрированных секций. Такой подход требует дополнительных исследований. На рис. 14 приложена оценка сходимости ряда. Наилучшая сходимость разложения на втором зеркале в случае гофрированного кожуха, что вызвано хорошей симметрией поля по ϕ .

Таблица 5. Потери и кроссполяризация в лучевом.

	Потери основной составляющей, дБ			Кроссполяризация, дБ			Омические потери, дБ (алюминий)
	Без кожуха	Гладкий кожух	Гофрированный кожух	Без кожуха	Гладкий кожух	Гофрированный кожух	
Сечение №1	-0.039			-24.31			Без кожуха: -0.00091 С кожухом: -0.0033
Сечение №2	-0.227	-0.152	-0.04	-25.09	-15.33	-24.25	
Полусфера $r=2f$ в БЗ	-0.61	-0.49	-0.34	-22.19	-18.07	-24.03	

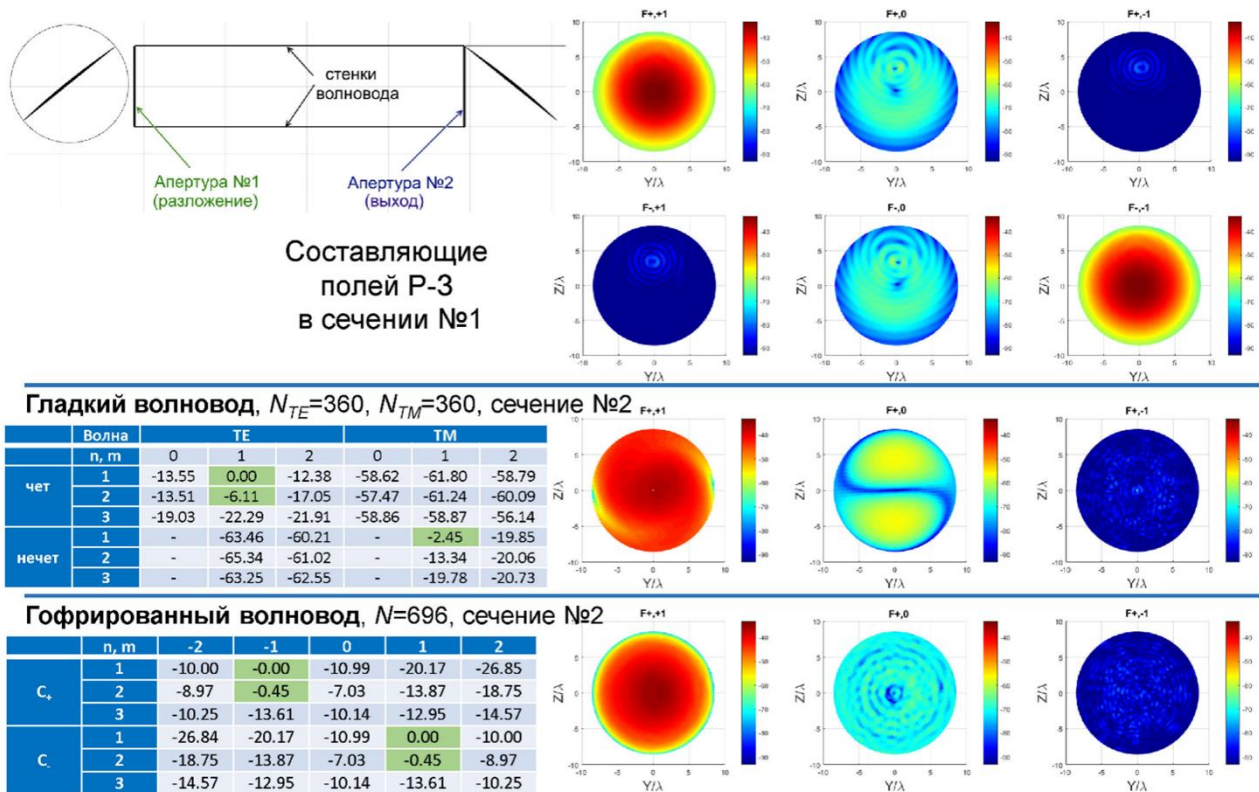


Рис. 12. Результаты расчета распространяющихся полей в лучевом с кожухом.

Сверху – геометрия задачи и векторные циклические составляющие поля в первой апертуре. Ниже – коэффициенты возбуждения собственных волн в гладком и гофрированном волноводах (зеленым указаны основные моды), и векторные циклические составляющие поля во второй апертуре для обоих случаев.

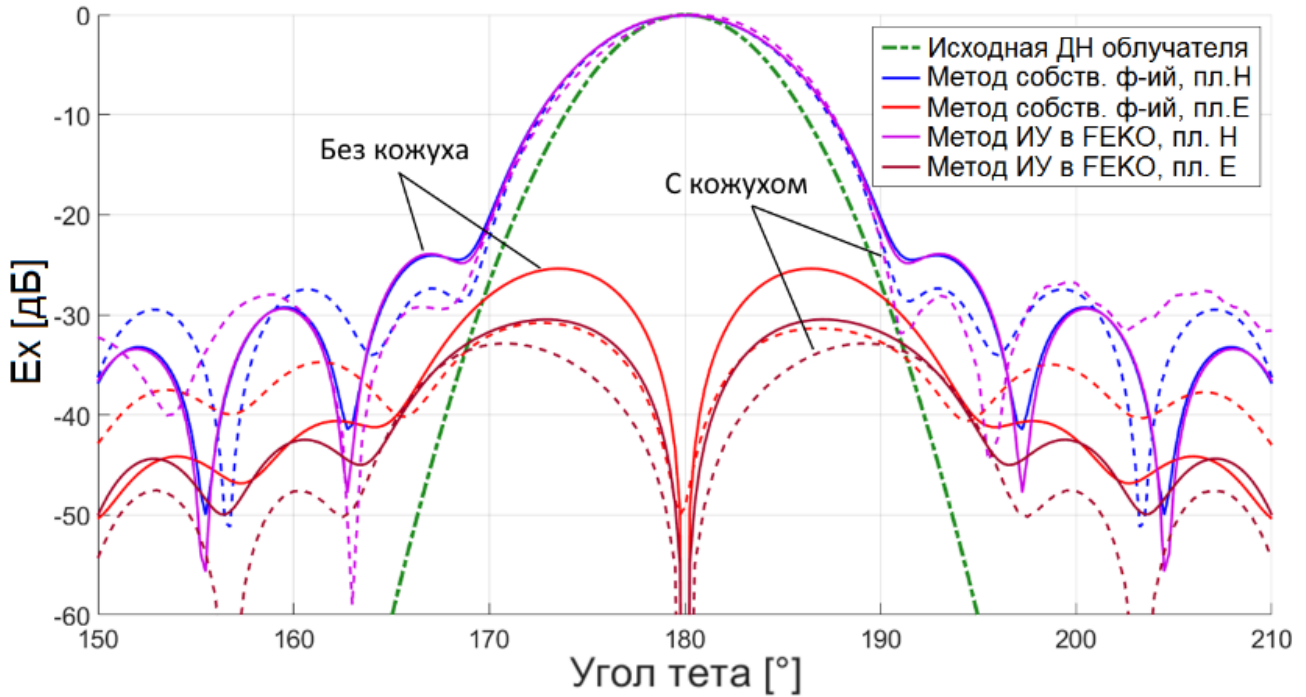


Рис. 13. Распределения поля в БЗ по основной и кросс поляризационной составляющим в ФЕКО (фиолетовые и бордовые кривые) и методом разложения полей в ряд векторов Р-З (красные и синие кривые) в плоскостях Е и Н. Сплошные линии – без учета кожуха, пунктирные – с учетом кожуха.

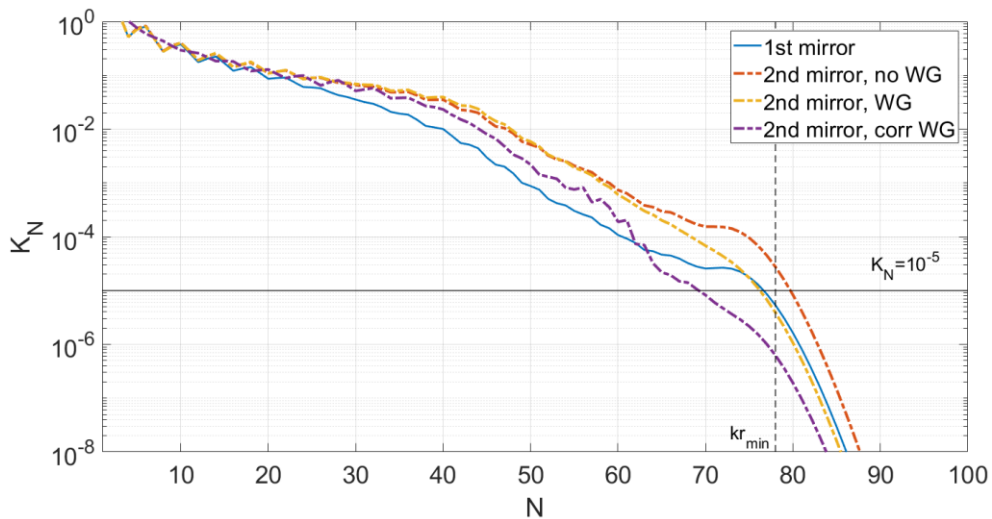


Рис. 14. Оценка сходимости разложений.

В случае облучателя с $K_u=22$ дБн кожух существенно сужает пучок, однако резко возрастают омические потери и кроссполяризация. Исходя из полученных результатов, рекомендации к кожухам с целью минимизации искажений:

- 1) необходим выбор диаметров, длин и расположения кожухов (желательно, чтобы уровень поля на стенках был менее минус 30дБ);

2) из-за появления продольной составляющей поля возрастает кроссполяризация, которую можно минимизировать за счет применения гофрированных участков кожухов.

3.2. Расчет двухзеркального лучевода с учетом неидеальностей зеркал.

Перейдем теперь к рассмотрению влияния неидеальностей поверхностей зеркал лучевода на его характеристики. Эффективность оценивается в соответствии с введенным ранее определением, методика создания расчетной модели с искаженными профилями зеркал лучевода такая же, как и в предыдущем случае двухзеркальной антенны – строится модель гауссовой поверхности с заданным СКО, функцией и радиусом корреляции.

Была проведена серия расчетов для разных значений СКО поверхностей зеркал. При этом в каждом расчетном случае СКО для обоих зеркал одинаково, но гауссова поверхность строится для каждого зеркала своя. На рис. 15, а изображены искаженные поверхности зеркал и картограммы отклонений поверхностей от теоретических. На рис. 15, б показаны значения составляющей эффективности лучевода $K_{СКО}$ при разных СКО зеркал. Для определенных комбинаций эффективность получается больше 100%, что говорит о том, что полезная мощность на выходе лучевода с искаженными зеркалами превышает мощность на выходе идеального лучевода. Это связано с тем, что лучевод проектируется в приближении геометрической оптики, и при определенных комбинациях искажений зеркал дифракционные потери оказываются меньше, чем в лучеводе из идеальных зеркал, т.е. лучевод лучше «фокусирует» поле.

Оценка по формуле Рузе дает значения, близкие к средним. Для учета нижней границы снижения $K_{СКО}$ может применяться эмпирическая формула

$$K_{СКО} = \exp\left(-\left(\frac{4\pi\sigma}{\lambda}\right)^{1.5}\right) \quad (22)$$

Исходя из полученных результатов, можно сделать главный вывод – об определении требований к СКО изготавливаемых зеркал лучевода. Если задать допустимый уровень снижения эффективности двухзеркального лучевода в 5%, то требуемое значение СКО $\sigma < \lambda/80$. Чем больше зеркал в цепочке, тем более

неоднозначной будет картина, и тем более жесткие требования к изготовлению должны предъявляться. Это справедливо для лучевода из параболоидов; для других конфигураций лучевода потребуются дополнительные исследования.

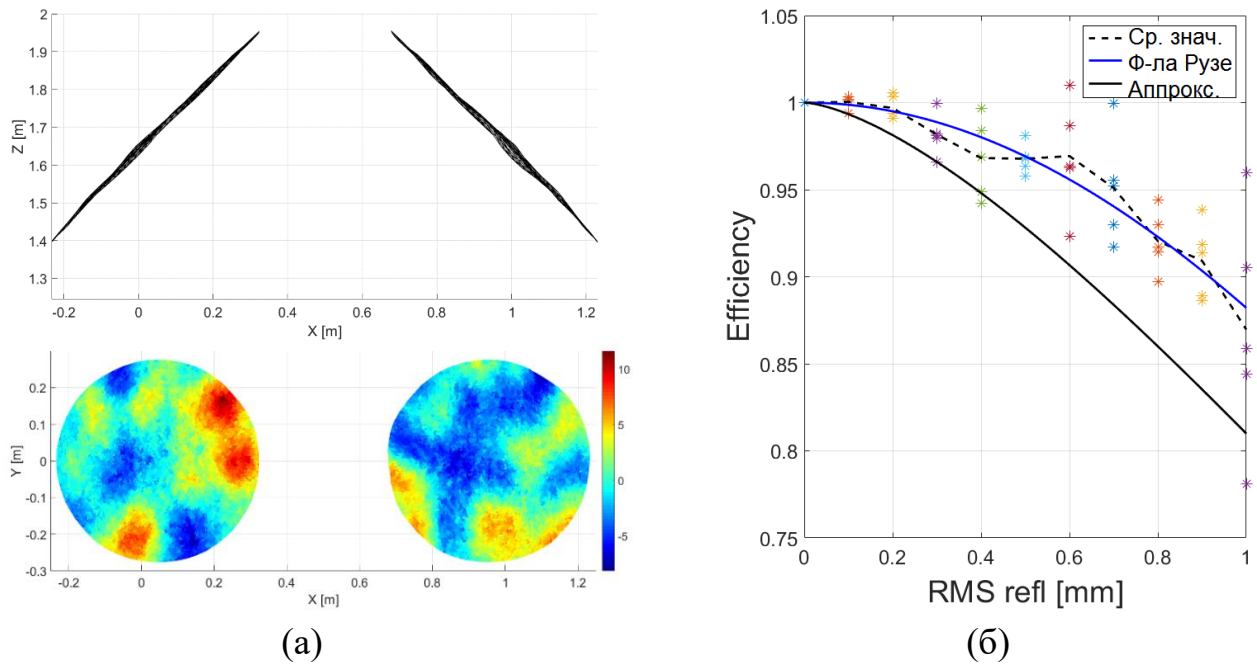


Рис. 15. К расчету влияния неидеальностей поверхностей зеркал лучевода. Модель искаженных поверхностей и картограммы отклонений (а); график зависимости $K_{СКО}$ от СКО зеркал лучевода (б). Точки на графике соответствуют разным расчетным случаям, пунктирная линия – усредненная кривая, сплошная синяя – формула Рузе, сплошная черная – введенная аппроксимационная формула.

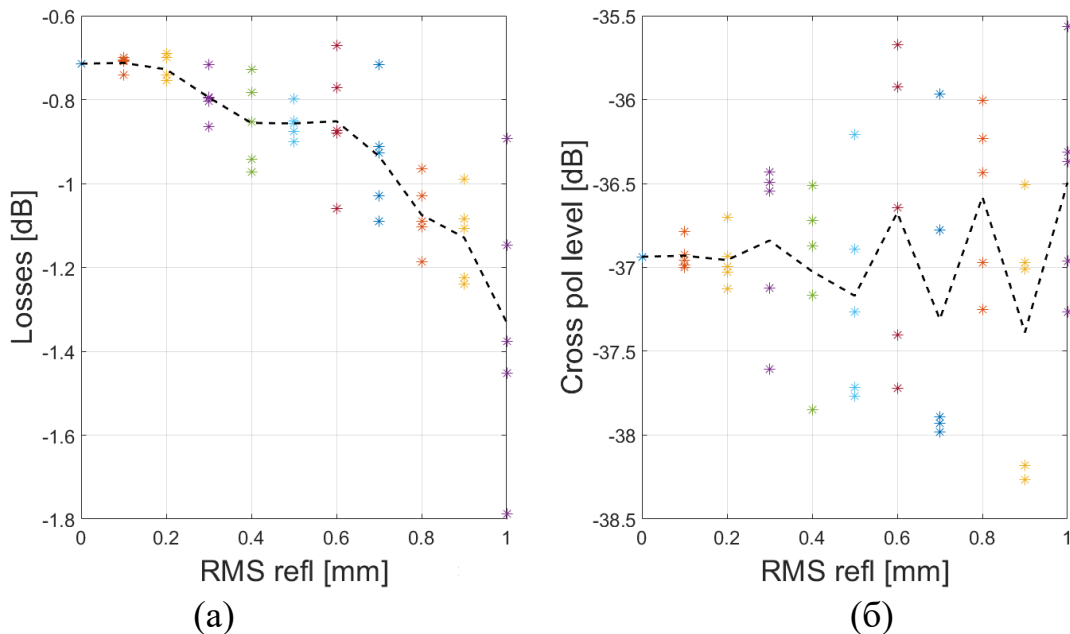


Рис. 16. К расчету влияния неидеальностей поверхностей зеркал на характеристики лучевода. Зависимость потерь по основной поляризационной составляющей (а); зависимость мощности кроссполаризационной

составляющей от СКО зеркал (б). Точки на графике соответствуют разным расчетным случаям, пунктирная линия – усредненная кривая.

На рис. 16 приведены графики зависимостей потерь основной поляризационной составляющей и уровня кроссполяризационной составляющей от СКО зеркал. Отметим также большой разброс и неоднозначность картины – при наличии искажений поверхностей зеркал кроссполяризация может как возрастать, так и убывать. В оценке эффективности с применением векторов Р-3 учтены составляющие эффективности $K_{диф}$, $K_{пер}$, $K_{кросс}$, $K_{СКО}$.

3.3. Расчет двухзеркального лучевода с рупорным облучателем.

Предыдущие расчеты лучевода проводились с применением идеализированного облучателя – точечного источника с поляризационной диаграммой, соответствующей элементу Гюйгенса круговой поляризации, и заданной амплитудной ДН. Такой способ удобен для оценки теоретически достижимых характеристик зеркальных антенн и лучеводов. Однако при переходе к практической реализации необходимо анализировать систему с учетом реального облучателя, максимально стремясь при этом приблизить его характеристики к идеальному. В антеннах ДКС в качестве облучателей применяются гофрированные рупоры. Такие облучатели сложные и дорогие в изготовлении, однако обладают симметричной ДН, низким уровнем кроссполяризации, широкополосны и позволяют получить высокий КУ.

В связи с тем, что рупор с шириной диаграммы направленности $2 \times 9.5^\circ$ по уровню минус 24дБ получается слишком больших размеров для точного расчета в САПР, для оценки берется конфигурация лучевода с углом облучения $2 \times 14^\circ$, фокусным расстоянием $f=1.75\text{м}$ и разработанный под нее гофрированный рупор (рис. 17, а) длиной 1.3м. Такой рупор был рассчитан и оптимизирован в CST и HFSS. Задача расчета поля рупора в совокупности с зеркалами лучевода в САПР без применения суперкомпьютера не решается. В FEKO возможно в качестве источника задавать сохраненное в файл ближнее поле, однако сам рупор рассчитать имеющимися средствами невозможно. В HFSS можно

провести расчет зеркала с возбуждением полем отдельно просчитанного рупора, однако расчет цепочки зеркал не представляется возможным. Таким образом, для имеющихся вычислительных ресурсов применение совокупности возможностей САПР с разработанными ранее методами безальтернативно.

На рис. 17, б изображена амплитуда основной составляющей поля рупора в апертуре, на рис. 17, в – амплитуда основной составляющей в БЗ на сфере радиуса $r=3.5$ м (расстояние до центра первого зеркала лучевода), полученные расчетом разложения в ряд поля в апертуре в БЗ и дальнего поля.

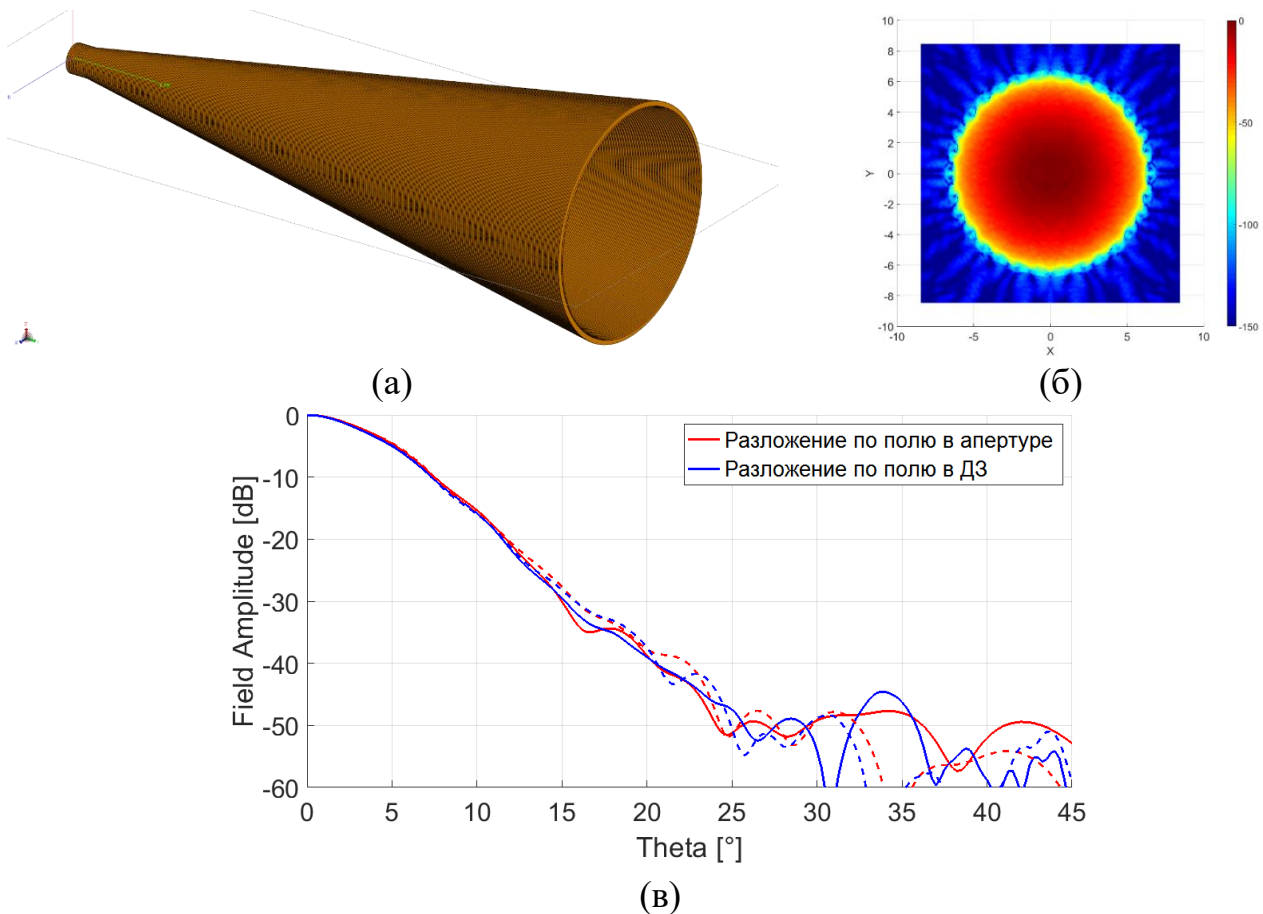


Рис. 17. К расчету характеристик рупора. 3D-модель (а); амплитуда основной составляющей поля в апертуре из САПР (б); результаты расчета ближнего поля рупора на сфере двумя способами – по коэффициентам разложения в ряд поля в апертуре в БЗ и дальнего поля (в).

Определив коэффициенты разложения поля рупора в ряд по сферическим волнам, с применением разработанной методики рассчитываются поля рефлекторов лучевода. Результаты расчетов отраженного от второго зеркала поля для разных случаев в ближней зоне представлены на рис. 18.

Из полученных результатов можно сделать важный вывод – при правильном подборе облучателя и методов расчета результаты расчетов полей лучевода для идеального облучателя и для реального рупора схожи. Это позволяет проводить эскизное проектирование с идеальным облучателем для заданного угла облучения, что существенно проще, чем расчет рупора под каждый конкретный угол и расчет лучевода с таким источником. При этом в лучеводе, удовлетворяющем геометрооптическим условиям сохранения симметрии луча и отсутствия кроссполяризации, на выходе при облучении реальным источником также поле симметрично, кроссполяризация мала.

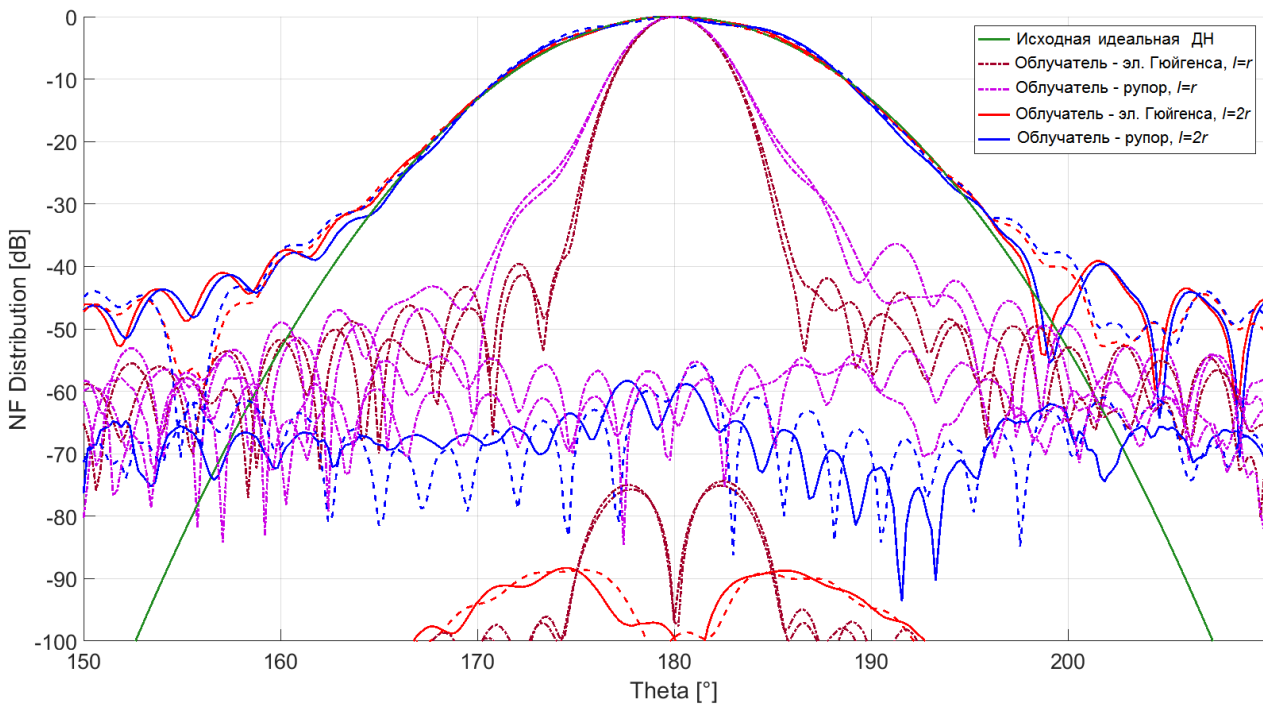


Рис. 18. Отраженное от второго зеркала поле на сфере в БЗ. Бордовые и фиолетовые кривые – поля при облучении идеальным источником и реальным рупором на расстоянии f от фокуса при $\varphi=0^\circ$ и $\varphi=90^\circ$. Красные и синие кривые – поля при облучении идеальным источником и реальным рупором на расстоянии $2f$ от фокуса при $\varphi=0^\circ$ и $\varphi=90^\circ$.

Зеленая кривая – облучающее поле идеального источника.

Заключение

В работе представлено решение практических задач антенной техники с применением перспективного способа описания электромагнитных полей – векторов Римана-Зильберштейна. Показано, что применение свойства

независимости векторов позволяет в большинстве практических случаев уменьшить число вычислений интегралов при определении поля вдвое при сохранении точности расчета.

Применение векторов Р-З целесообразно при решении задач рассеяния и излучения монохроматических полей, где справедливо свойство независимости векторов. Метод собственных функций можно применять, например, при анализе антенных решеток с учетом взаимной связи элементов, пересчете измеренных полей из БЗ в ДЗ. При этом подход не имеет преимуществ по сравнению с классической теорией, например, в задачах с пространственно-неоднородным импедансом, или для решения задач во временной области.

Методы вычислительной электродинамики векторов Р-З применяются для анализа полей больших зеркальных антенн и лучеводов. Для учета влияния искажений, возникающих за счет неидеальностей зеркал и кожуха лучевода, получены методики строгого расчета, основанные на построении гауссовой поверхности искаженных зеркал и распространения волн в кожухе. Это позволяет более точно проводить оценку эффективности зеркальных антенн и анализировать источники искажений. Разработаны рекомендации к СКО зеркал лучевода и кожухам для минимизации искажений.

В качестве дальнейшего развития возможен более строгий учет эффектов затенения зеркальной системы, а также определение степени влияния погрешностей юстировки зеркал лучевода на его характеристики. Конечная цель – разработка большой высокоэффективной антенны дальней космической связи с многозеркальным лучеводом, создаваемой в рамках развития средств ДКС, для которой требуется минимизация потерь и шумовой температуры для обеспечения максимально возможных дальностей работы.

Литература

1. Imbriale William A. *Large Antennas of the Deep Space Network*. John Willey & Sons Inc., 2003.
2. Formaggi Marco. *Enhanced Modeling and Design of Ground Station Antennas*. Докторская диссертация. Университет Павии, 2007.

3. Kogan B.L., Belkovich I.V., Seleznyov V.N. Design of Dual-Reflector Offset Antennas and Beam-Waveguides with a Pattern Symmetry and Zero Cross-polarization. *13th European Conference on Antennas and Propagation*, 2019.
4. Коган Б.Л.. Применение векторов Фарадея в теории антенн. *Журнал радиоэлектроники: электронный журнал*. 2008. № 7. URL: <http://jre.cplire.ru/mac/jul08/1/text.html>
5. Коган Б.Л., Белькович И.В. Теория и практическое применение векторов Римана-Зильберштейна для задач антенной техники. *Журнал радиоэлектроники: электронный журнал*. 2018. № 12. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/11/text.pdf>
6. Варшалович Д.А., Москалёв А.Н., Херсонский В.К. *Квантовая теория углового момента*. Ленинград. «Наука». 1975 г.
7. Гельфанд И.М., Минлос Р.А., Шапиро З.Я. *Представления группы вращений и группы Лоренца*. Москва. Физматгиз. 1958. 368 с.
8. Fukushima T. *Numerical computation of Wigner's d-function of arbitrary high degree and orders by extending exponent of floating point numbers*. Technical Report, National Astronomical Observatory of Japan, 2016.
9. Коган Б.Л. *Электромагнитные поля круговой поляризации*. Докторская диссертация. Москва, 2004.
10. Ludwig A. The definition of cross polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1973. Vol.21. No.1. P.116–119.
11. Belkovich I.V., Kogan B.L. Application of the Riemann-Silberstein vectors for the analysis of electromagnetic fields in reflector antennas. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*, 2017. DOI: [10.1109/RSEMW.2017.8103570](https://doi.org/10.1109/RSEMW.2017.8103570)
12. Попереченко Б.А. *Большие зеркальные антенны. Проблемы антенной техники*. Москва. Радио и связь, 1989. 368 с.
13. Bathker D.A., Veruttipong W., Otoshi T.Y., Cramer P.W., Jr. Beam Waveguide Antenna Performance Predictions with Comparisons to Experimental Results.

- Microwave Theory and Techniques, Special Issue (Microwaves in Space)*. 1992. Vol. MTT-40. No.6. P.1274-1285.
14. Imbriale W., Veruttipong W., Otoshi T., Franco M. Determining Noise Temperatures in Beam Waveguide Systems. *TDA Progress Report*, Feb. 1994.
15. Коган Б.Л., И. В. Белькович. Теория и практическое применение метода разложения поля в ряд по векторным сферическим гармоникам векторов Римана-Зильберштейна. Метод согласования с источником. 6-я Всероссийская Микроволновая конференция. Москва, ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, 2018.
16. Б. Л. Коган, И. В. Белькович. Метод физической оптики для расчета полей апертурных антенн с применением векторов Римана-Зильберштейна // 6-я Всероссийская Микроволновая конференция, 2018.
17. Mohamed Said A. Sanad. *Aperture Blocking of a Symmetric Parabolic Reflector Antennas*. Master's Thesis. University of Manitoba, 1982.
18. Ruze J. Antenna tolerance theory, a review. *Proceedings of the IEEE*. 1966. Vol.54. No. 4. P.633–640.
19. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. Москва. Советское радио. 1970. 384с.
20. Siwaphong Boonsalee. *Effects of Random Surface Errors on the Performance of Paraboloidal Reflectors*. Master's Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2001.
21. Фролов О. П., Вальд В. П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. Москва. Горячая линия–Телеком, 2012. 496 с.
22. Cha A.G., Imbriale W.A. A New Analysis of Beam Waveguide Antennas Considering the Presence of the Metal Enclosure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*. 1992. Vol. AP-40. No.9. P.1041-1046.

Для цитирования:

Белькович И.В. Расчет эффективности зеркальных антенн и лучеводов с учетом неидеальностей поверхностей зеркал и кожуха лучевода с применением векторов Римана-Зильберштейна. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov19/14/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.14