

УДК 621.396.61

ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ КВЧ ДИАПАЗОНА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДАХ

Ю. Е. Седельников, Е. Ю. Олейник, Мохамед Шаабан

Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н.Туполева - КАИ, 420111, г. Казань, ул. К.Маркса, 10

Статья поступила в редакцию 28 мая 2018 г., после доработки - 3 июля 2018 г.

Аннотация. Рассматривается задача построения антенн КВЧ диапазона, выполненных на основе диэлектрических волноводных структур. Для анализа этой задачи предложен модифицированный энергетический подход, основанный на представлении нерегулярной диэлектрической структуры антенной решеткой. Рассмотрены задачи анализа направленных свойств и апертурного синтеза. Рассмотрены два варианта антенн на основе желобкового диэлектрического волновода - с нерегулярностями в виде пазов и в виде металлических полосок. Представлен способ получения количественных данных для расчета электрических характеристик антенн. Приводятся результаты электродинамического моделирования антенн. Показано, что использование предложенного подхода при анализе и синтезе антенн обеспечивает точность, приемлемую для практических приложений.

Ключевые слова: КВЧ диапазон, антенная решетка, диэлектрический волновод, антенна вытекающих волн, энергетический подход, электродинамическое моделирование.

Abstract. The problem of constructing millimeter band antennas, based on dielectric waveguide structures, is considered. For the analysis of this problem, a modified energy approach based on the representation of the irregular dielectric structure by the antenna array is proposed. The problems of analysis of directional properties and aperture synthesis are considered. Two variants of antennas based on a grooved dielectric waveguide are considered: antennas with irregularities in the form of grooves and antennas with irregularities in the form of metal strips. Two variants of

the arrangement of irregularities are also considered: identical irregularities with a fixed distance between their centers, irregularities with different widths and distances between centers. A method for obtaining quantitative data for calculating the electrical characteristics of antennas is presented. The results of electrodynamic modeling of antennas are presented. It is shown that the use of the proposed approach in the analysis and synthesis of antennas provides the accuracy that is acceptable for practical applications.

Key words: millimeter waveband, antenna array, dielectric waveguide, leaky wave antenna, energy approach, electrodynamic modeling.

1. Введение

Начиная с 80-х годов прошлого века, происходит активное продвижение практической радиотехники в область миллиметровых и субмиллиметровых волн, что потребовало создания антенн КВЧ диапазона [1]. Одним из перспективных являются антенны на основе открытых волноводных структур. Начало работам в этом направлении положено Т. Тамиром и А. Олинером [2]. Типичная антенна этого типа представляет собой волновод поверхностной волны с периодической системой нерегулярностей. Наличие нерегулярностей приводит к эффекту преобразования поверхностной волны в объемную. Это и отразилось в трактовке постоянной распространения волны как комплексной величины $\gamma = \alpha + j\beta$, реальная часть которой обязана излучению в окружающее пространство, мнимая - отражает фазовое запаздывание волны, распространяющейся в волноводе. За структурами этого типа закрепилось название «*антенны вытекающих волн*». В последние годы интерес к указанным антеннам поддерживается активным продвижением практической радиотехники в область все более высоких частот. Использование в аппаратуре КВЧ диапазона диэлектрических волноводов, устройств и антенн, выполненных на их основе, рассматривается как весьма перспективное.

К настоящему времени в направлении анализа и разработки антенн типа «*вытекающих волн*» на основе диэлектрических волноводов выполнено

значительное число работ. Достаточно полный обзор их далеко выходит за рамки целей и возможностей настоящей работы. Отметим только основные направления выполненных исследований и наметившиеся тенденции дальнейшего развития.

Первое из них - электродинамика указанных волноводных структур. Ввиду сложной геометрии задач более или менее строгие решения, определяющие электромагнитные поля в волноводе и окружающем пространстве получены только для ограниченного числа волноводных структур, например, [3-4].

Большое число работ выполнено с целью расчета комплексной постоянной распространения волны в открытых структурах различного типа, содержащих периодическую систему нерегулярностей при различных их размерах и шаге. Большинство этих работ основано на той или иной степени приближения [7-11]. В качестве примера можно отметить обзорную работу [7] а также [8-9], содержащие обширный обзорный материал по теме.

Третью, довольно многочисленную, группу работ представляют публикации, посвященные практическим разработкам антенн на основе диэлектрических волноводных структур. Предлагаются варианты построения антенн на основе волноводов различных типов, приводятся данные об экспериментальных образцах антенн и их характеристиках [12-16].

По сравнению с классическими волноводно-щелевыми антенными решетками антенны на основе диэлектрических волноводных структур обладают рядом достоинств, наиболее ярко проявляющихся при реализации излучающих систем миллиметрового диапазона волн. К их числу относятся меньшие, по сравнению с металлическими волноводами тепловые потери, а также меньшая критичность к производственным отклонениям геометрических размеров.

Целью данной статьи является описание практического метода анализа и синтеза антенн, выполненных в виде диэлектрической волноводной структуры с почти периодической системой нерегулярностей.

2. Линейные антенны с идентичными нерегулярностями

Наибольшее число известных работ посвящено линейным антеннам, используемым как самостоятельная антенна с направленным излучением в одной плоскости или как элемент плоской антенной решетки. Антенны различаются типом диэлектрического волновода и нерегулярностей. В большинстве случаев используется периодическая система нерегулярностей, идентичных по типу и размерам. Базовым вариантом можно считать антенну в виде волновода конечной длины, нагруженного на одном из концов на согласованную нагрузку (Рис. 1, вариант 1).

Анализ и инженерный расчет таких антенн осуществляется на следующей основе. При заданных параметрах структуры (тип и параметры волновода, тип и размеры нерегулярностей) путем решения электродинамической задачи определяют комплексную постоянную распространения волны в бесконечной регулярной волноводной структуре, образованной волноводом с периодической системой нерегулярностей:

$$\gamma(|X\rangle) = \alpha(|X\rangle) + j\beta(|X\rangle) \quad (1)$$

Найденные значения определяют амплитудно-фазовое распределение токов в апертуре

$$I(z) = \exp(-\alpha(|X\rangle) - j\beta(|X\rangle)z) \quad (2)$$

и направление максимального излучения

$$\sin \theta_{max} = \beta(|X\rangle)/k - \lambda_0/d \quad (3)$$

где d - шаг периодической системы нерегулярностей, $k = 2\pi/\lambda_0$.

Аналогичным образом, по значениям $\gamma(|X\rangle)$ можно определить амплитудно-фазовое распределение $I(z)$ для других вариантов построения линейной антенны - с короткозамкнутой концевой нагрузкой, с центральным возбуждением и др. (Рис. 1).


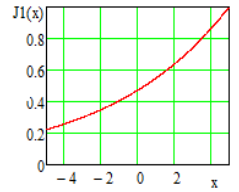

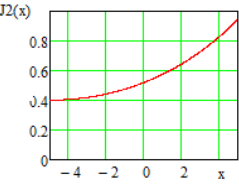

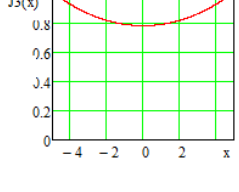
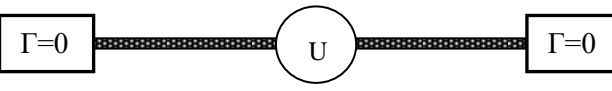
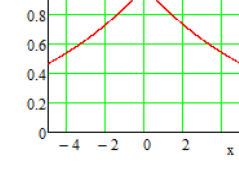
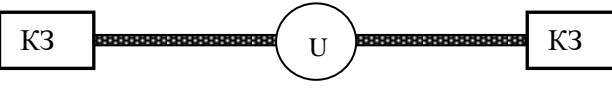
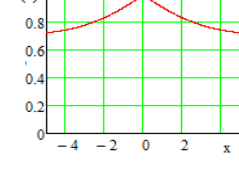
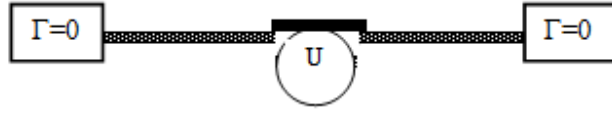
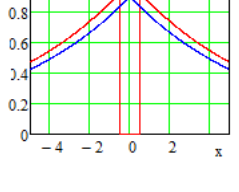
Вид антенны	Возбуждение	Амплитудное распределение
	1. Возбуждение с одной стороны. Согласованная концевая нагрузка	
	2. Возбуждение с одной стороны. Концевая нагрузка короткозамыкатель	
	3. Синфазное двухстороннее возбуждение	
	4. Возбуждение в центре. Концевые нагрузки - согласованные	
	5. Возбуждение в центре. Концевые нагрузки - короткозамыкатели	
	6. Возбуждение в центре с учетом «затенения». Концевые нагрузки - согласованные	

Рис.1. Типы возбуждения антенны

Расчеты ДН линейных антенн с различным типом возбуждения показывают, что во всех вариантах при надлежащем выборе параметров нерегулярностей можно достигнуть приемлемых значений апертурного коэффициента использования поверхности и потерь в концевой нагрузке.

Однако, за исключением случаев центрального возбуждения уровень боковых лепестков (УБЛ) велик: порядка $-11...-13$ дБ. При центральном возбуждении теоретически можно добиться УБЛ около -20 дБ. Однако на практике достичь этих значений весьма затруднительно. Причина состоит в том, что в центре апертуры оказывается расположенным устройство возбуждения (переход от металлического волновода к диэлектрическому). Элементы конструкции перехода занимают часть апертуры, вызывая эффекты, сходные с затенением апертуры зеркальной антенны ее облучателем. Наличие указанного участка апертуры приводит к значительному возрастанию УБЛ, сводящему на нет полезные качества принципа центрального возбуждения (Рис. 1, вариант б).

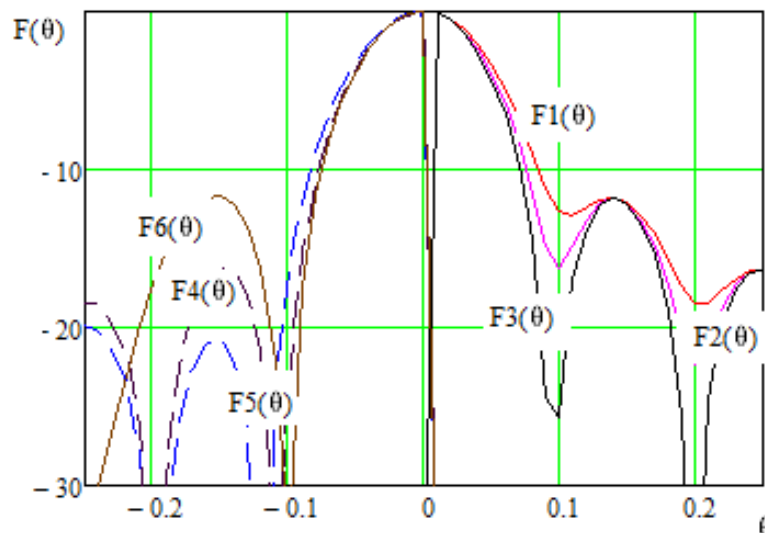


Рис.2. ДН при разных типах возбуждения

Таким образом, наиболее целесообразным является выполнение антенны с концевой согласованной нагрузкой, в тех случаях, когда направление максимума ДН отличается от нормали к апертуре. Для антенны с поперечным излучением наибольший коэффициент усиления может быть достигнут в антенне с короткозамкнутой концевой нагрузкой.

3. Линейные антенны с неидентичными нерегулярностями

Как известно [26-27], для формирования в антенне бегущей волны амплитудного распределения $|J(z)|$, отличного от экспоненциального,

необходимо обеспечить требуемое изменение коэффициента затухания волны, распространяющейся вдоль апертуры: $\alpha(|X\rangle, z) \xrightarrow{|X\rangle} \alpha_{\text{зад}}(z, |J_{\text{зад}}(z)|)$. Реализация этого принципа требует наличия данных о количественной зависимости коэффициента затухания $\alpha(z)$ в продольно неоднородном диэлектрическом волноводе от параметров волновода и нерегулярностей.

В общем виде решение указанной задачи неизвестно. Попытка использовать средства электродинамического моделирования типа CST или HFSS для нахождения параметров нерегулярностей по заданному $\alpha_{\text{зад}}(z, |J_{\text{зад}}(z)|)$ сопряжена со значительными трудностями ввиду необходимости организации целенаправленного перебора большого числа вариантов, отличающихся размерами волновода, нерегулярностей и межэлементного расстояния. Поэтому необходима разработка простых инженерных процедур синтеза нерегулярностей в продольно неоднородном волноводе по заданному амплитудно-фазовому распределению излучающих токов в апертуре антенны. Указанные процедуры могут быть использованы для нахождения первого приближения при проектировании подобных антенн и уточняться при необходимости методами локальной оптимизации.

Такая методика может быть разработана при переходе к модели антенны как линейной антенной решетки [22]¹. Согласно указанной модели антенна рассматривается как антенная решетка с последовательным возбуждением. Элементами ее являются участки волновода, содержащие нерегулярность, координатами излучателей - расстояния от точки возбуждения до центров нерегулярностей (Рис. 3).

Согласно энергетическому подходу [25-27] в антенне с последовательным возбуждением амплитудно-фазовое распределение моделируемой антенной решетки можно представить в виде:

$$|I_n| = \sqrt{s_n \sum_{k=1}^{n-1} (1 - s_k)} \quad (4)$$

¹ Близкий подход использован в работе [28] для анализа и синтеза волноводно-щелевой антенны с эквидистантной решеткой двойных щелей и заданным распределением поля вдоль волновода.

$$\arg(I_n) = \sum_{k=1}^{n-1} \beta_k d_k \quad (5)$$

где s_k - коэффициент связи по мощности k -го элемента решетки с возбуждающим волноводом, β_k - коэффициент фазы волны в волноводе на участке от $k-1$ до k -го элемента.

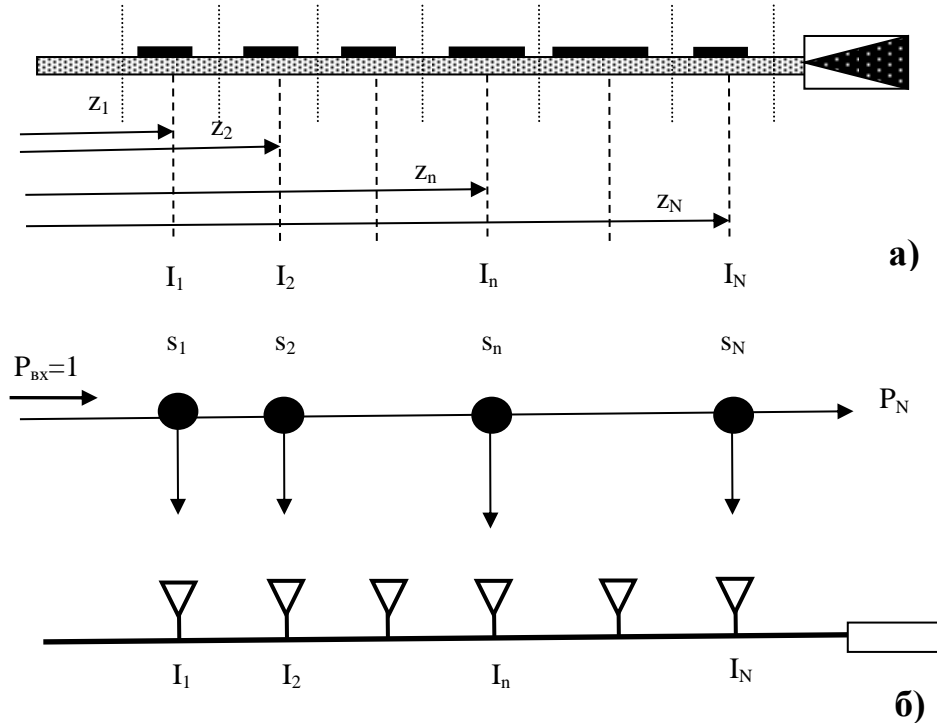


Рис. 3. Модель антенны: а)- волновод с неидентичными нерегулярностями, б)-антенная решетка

Анализ направленных свойств антенны

Расчет ДН антенны осуществляется по классическим расчетным соотношениям, где амплитудно-фазовое распределение $I_n = |I_n|e^{j\arg(I_n)}$ находится согласно (4)-(5), координаты излучателей - в соответствии с Рис 3.

Синтез направленных свойств антенны

Синтез антенны в данном случае понимается как нахождение параметров антенны - волновода и нерегулярностей, обеспечивающих заданную ориентацию максимума ДН и уровень боковых лепестков. Решение этой задачи согласно используемой модели антенны и энергетическому подходу состоит из определенных этапов [22-23]. Продемонстрируем их для случая антенны поперечного излучения.

1. При выбранном типе и размерах волновода определяются предварительные значения координат излучателей $z_n = nd$, где шаг решетки выбирается исходя из требуемой ориентации максимума ДН $\theta_{\text{макс}}$

$$z_n = nd \quad (6)$$

$$\frac{d}{\lambda_0} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{волн}}} - \sin \theta_{\text{макс}} \right)^{-1} \quad (7)$$

В дальнейшем, в целях наглядности будем считать заданным $\theta_{\text{макс}} = 0$ и, соответственно, $d = \lambda_{\text{волн}}$.

Считаем выбранным амплитудное распределение $|I_n|_{\text{зад}}$, обеспечивающее ДН с требуемым уровнем боковых лепестков (например, «косинус на пьедестале», Тейлоровское и т.д.). Пусть заданное амплитудное распределение $|I_n|_{\text{зад}}$ нормировано как

$$|I_n| = \frac{|I_n|_{\text{зад}} C_{\text{норм}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N |I_k|_{\text{зад}}^2}} \quad (8)$$

где константа $C_{\text{норм}}$ входит в число переменных.

Шаг решетки в первом приближении определяется длиной волны в диэлектрическом волноводе и направлением максимального излучения (7).

Искомые значения коэффициентов связи (s_1, \dots, s_N) находятся из решения системы уравнений (9)

$$\sqrt{s_n \prod_{k=1}^{n-1} (1 - s_k)} = \frac{|I_n|_{\text{зад}} C_{\text{норм}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N |I_k|_{\text{зад}}^2}} \quad (9)$$

при условии того, что в найденном наборе значений коэффициента связи (s_1, \dots, s_N) ни один из них не превосходит предельного значения коэффициента связи, реализуемого для данного типа волновода и нерегулярностей $s_k \leq s_{\text{макс}}$.

2. Поскольку значения коэффициентов связи s_k зависят от размеров нерегулярностей w_n , изменения коэффициента связи сопровождается изменением значения фазовой скорости волны в волноводе в окрестности нерегулярности $\beta_n = \beta(s_n)$, т.е. значений $\lambda_{\text{волн } n}$. Это требует проведения

коррекции координат нерегулярностей, предварительно определенных согласно (7). Процедура коррекции состоит в следующем. При выбранных параметрах волновода и нерегулярностей определяется требуемое значение расстояния между $n-1$ и n -м соседними элементами с учетом значений длины волны в волноводе $\lambda_{\text{волн } n}$ в окрестности каждой из нерегулярностей:

$$\frac{d_n}{\lambda_0} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{волн } n}} - \sin \theta_{\text{макс}} \right)^{-1} \quad (10)$$

где значение $\lambda_{\text{волн } n}$ соответствует волноводу с нерегулярностями, обеспечивающими достижение требуемого коэффициента связи s_n . Зависимость $\lambda_{\text{волн } n}(s_n)$, т.е. зависимость $\lambda_{\text{волн } n}$ от параметров нерегулярностей заданного типа считается известной.

Таким образом, синтезированная антенна представляет собой нерегулярный волновод с координатами нерегулярностей:

$$z_n = \sum_{k=1}^n d_k \quad (11)$$

размеры которых определяются требуемыми значениями s_n^2 .

При проведении расчетов согласно (9-11) зависимость $\lambda_{\text{волн } n}(s_n)$, т.е. зависимость $\lambda_{\text{волн } n}$ от параметров нерегулярностей заданного типа считается известной.

3. После нахождения значений коэффициентов связи ($s_1 \dots s_N$) и координат нерегулярностей ($z_1 \dots z_N$) определяются геометрические размеры нерегулярностей $w_n(s_n)$. Зависимости $w(s)$ и $\lambda_{\text{волн}}(s)$ могут быть получены путем аналитического решения соответствующей электродинамической задачи, численными методами электродинамического моделирования однородных волноводных структур с периодической системой нерегулярностей, либо экспериментально. Практический способ получения указанной информации описан ниже.

² В работе [28] коррекция межэлементного расстояния не проводится, поскольку зависимостью коэффициента фазы волны в волноводе со щелями используемого типа от их размеров, т.е. от коэффициента связи можно пренебречь.

4. Определение коэффициентов связи и длины волны в регулярном нагруженном волноводе

В настоящее время необходимые расчетные данные получены только для ограниченного числа простейших конфигураций волновода и нерегулярностей. При решении практических задач наиболее целесообразно прибегнуть к прямому численному эксперименту методом конечных элементов с использованием эффективных пакетов CST Microwave Studio или HFSS. В ходе вычислительного эксперимента для рассматриваемой конфигурации волновода, нерегулярностей и их параметров осуществляется определение искомых величин: $\lambda_{\text{волн}}(w, d)$ и $s(w, d)$.

Моделируемый объект представляет собой участок диэлектрического волновода длиной не менее 10...15 длин волн с устройствами возбуждения и периодической системой нерегулярностей с размерами w и шагом d (Рис. 4а).

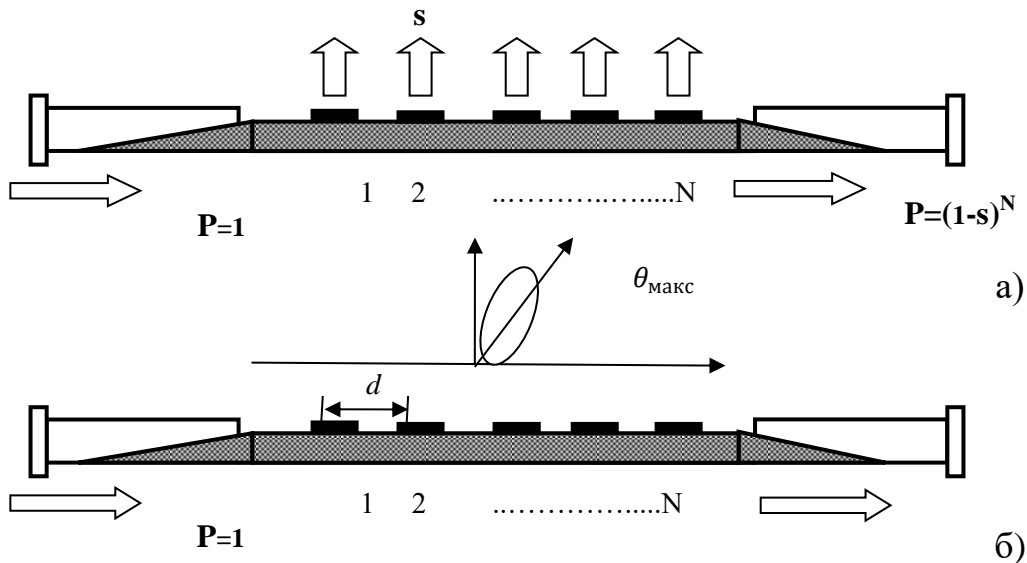


Рис. 4. К определению $s(w, d)$ и $\lambda_{\text{волн}}$. а) - к определению коэффициента связи, б) – к определению длины волны в нагруженном волноводе.

В результате для заданных w и d^3 вычисляется коэффициент передачи S_{21} , значение модуля которого определяет искомый коэффициент связи $s(w, d)$:

³ Поскольку наибольший практический интерес представляют антенны с поперечным излучением, значения шага d целесообразно выбирать равным априорному значению длины волны в волноводе.

$$s(w, d) = 1 - |S_{21}|^2/N \quad (12)$$

Для нахождения $\lambda_{\text{волн}}(w, d)$ рассчитывается ДН антенны в виде указанной системы нерегулярностей (Рис. 4 б). Определяется угловое положение ее максимума $\theta_{\text{макс}}(w, d)$. Значение длины волны $\lambda_{\text{волн}}(w, d)$ равно:

$$\lambda_{\text{волн}}(w, d) = (\sin \theta_{\text{макс}}(w, d) + \lambda_0/d)\lambda_0 \quad (13)$$

При найденных значениях $\lambda_{\text{волн}}(w, d)$ и $s(w, d)$ легко сформировать для данного типа волновода и нерегулярностей зависимость $\lambda_{\text{волн}}(s)$.

На Рис. 6-7 приведены зависимости коэффициента связи элемента и длины волны от геометрических размеров пазов в диэлектрике (Рис. 5), полученные вычислительным экспериментом согласно (12-13).



Рис. 5. Диэлектрический стержень с пазами одинаковой ширины и глубины.

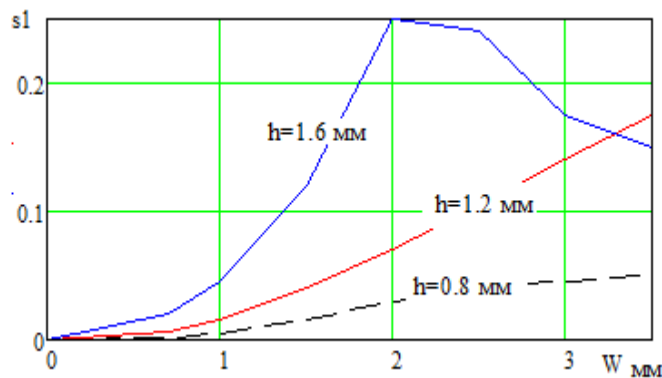


Рис.6. Сглаженная зависимость коэффициента связи элемента и длины волны в волноводе от ширины паза при различной глубине. Желобковый волновод 7.2 x 3.4 мм, стержень фторопласт ФФ-4 4.5 x 2 мм, частота 37.5 ГГц.

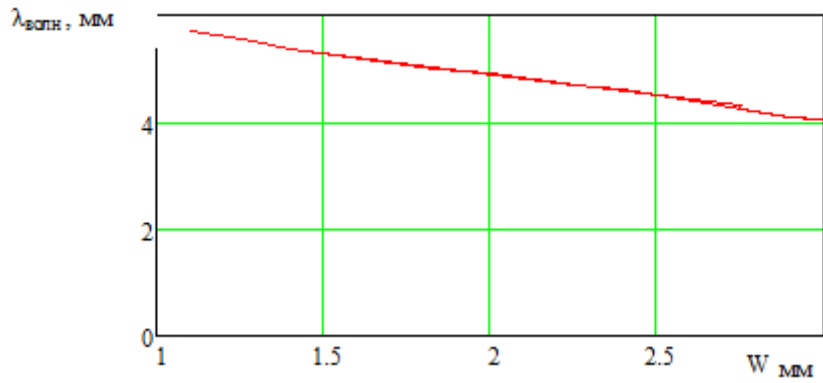


Рис.7. Сглаженная зависимость длины волны в волноводе от ширины паза при глубине 1.2.мм. Желобковый волновод 7.2 x 3.4 мм, стержень фторопласт ФФ-4. 4.5 x 2 мм, частота 37.5 ГГц.

Аналогичные данные для антенны с нерегулярностями в виде металлических полосок (Рис.8) приведены на Рис.9.

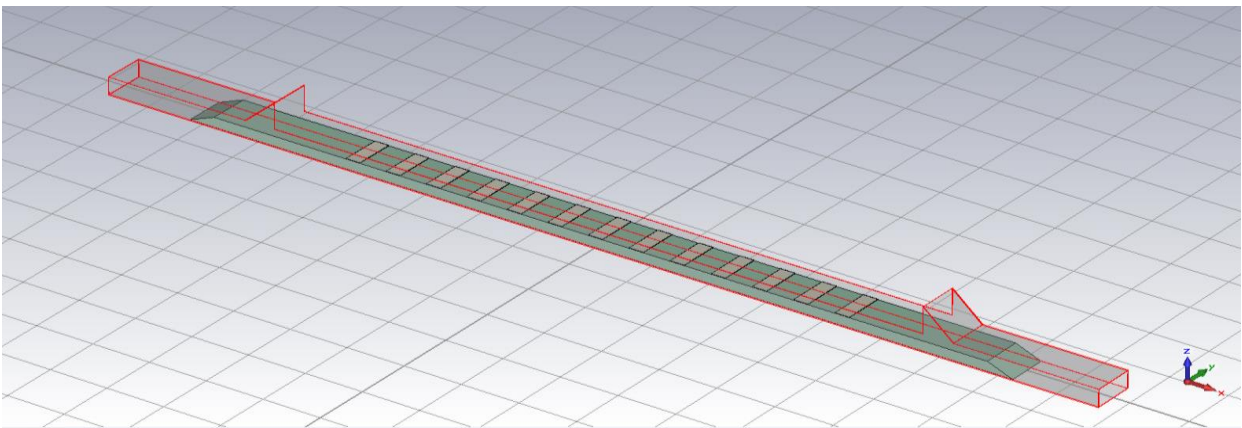


Рис. 8. Модель антенны на желобковом диэлектрическом волноводе с одинаковыми нерегулярностями в виде поперечных металлических полосок. Размеры волновода и частота аналогичны Рис.5

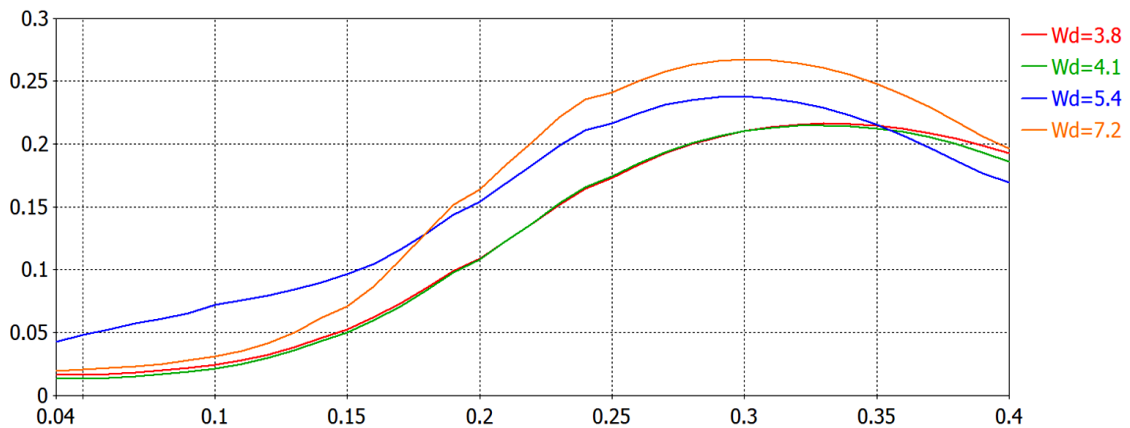


Рис.9. Зависимость коэффициента связи от ширины полоски при различной ширине диэлектрического стержня высотой 2 мм. Частота 36 ГГц.

5. Расчетные данные и иллюстрации

Известен ряд разновидностей открытых волноводных структур, представляющих собой диэлектрический стержень с различной формой поперечного сечения: зеркальный - в виде диэлектрического стержня на проводящей плоскости, желобковый с установкой стержня в металлическом желобе и др. Нерегулярности также могут иметь различное исполнение: в виде продольных или поперечных металлических полосок, располагаемых на поверхности волновода, пазов или отверстий в диэлектрическом стержне, четвертьволновых штырей на стенках желобкового волновода и др. [20-21]. Предлагаемый подход может быть использован для построения антенн различных разновидностей. Для иллюстрации выбраны варианты выполнения антенны в виде закрытого диэлектрического желобкового волновода, обладающего малыми потерями в устройстве возбуждения.

Каждый из представленных вариантов достаточно прост в технологической реализации и имеет характерные достоинства и недостатки. Металлические полоски достаточно просто реализовать приемами печатной технологии, используя фольгированные материалы, однако в этом случае имеет место некоторое увеличение тепловых потерь⁴. Нерегулярности в виде пазов свободны от этого недостатка, однако их выполнение требует операций механической обработки, что несколько усложняет изготовление.

Ниже приводятся данные электродинамического моделирования двух вариантов антенн, выполненных на базе желобкового диэлектрического волновода. Размеры желоба соответствуют стандартному металлическому волноводу сечением 7,2x3,4 мм, диэлектрик - ФФ-4, толщиной 2 мм. Возбуждение осуществляется стандартным волноводом с использованием перехода, показанного на Рис.10.

⁴ Повышение затухания имеет место вследствие наличия в фольгированных материалах технологического подслоя с относительно низкой проводимостью. Ввиду малой его толщины это обстоятельство не оказывает существенного влияния на характеристики полосковых устройств дециметрового диапазона. Для устройств миллиметрового диапазона толщина подслоя соизмерима с глубиной проникновения и неизбежное возрастание потерь становится более значимым.

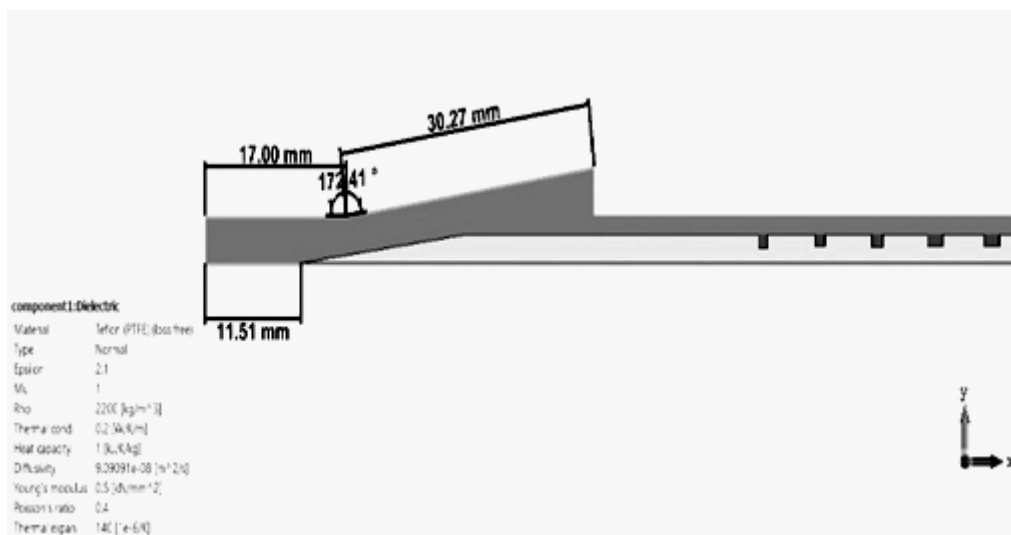


Рис.10. Устройство возбуждения желобкового диэлектрического волновода

Антенна на закрытом желобковом диэлектрическом волноводе с идентичными нерегулярностями в виде пазов в диэлектрике

Антенна содержит диэлектрический стержень прямоугольного сечения с нерегулярностями в виде пазов шириной w и глубиной h . Стержень размещен в металлическом желобе сечением 7.2 x 3.4 мм, закрытом сверху проводящей пластиной с длинной продольной щелью. Подобный вариант волновода обладает наименьшими потерями преобразования волны H_{10} в волну в диэлектрической структуре. Общий вид антенны и диэлектрического стержня с пазами приведены на Рис. 11.

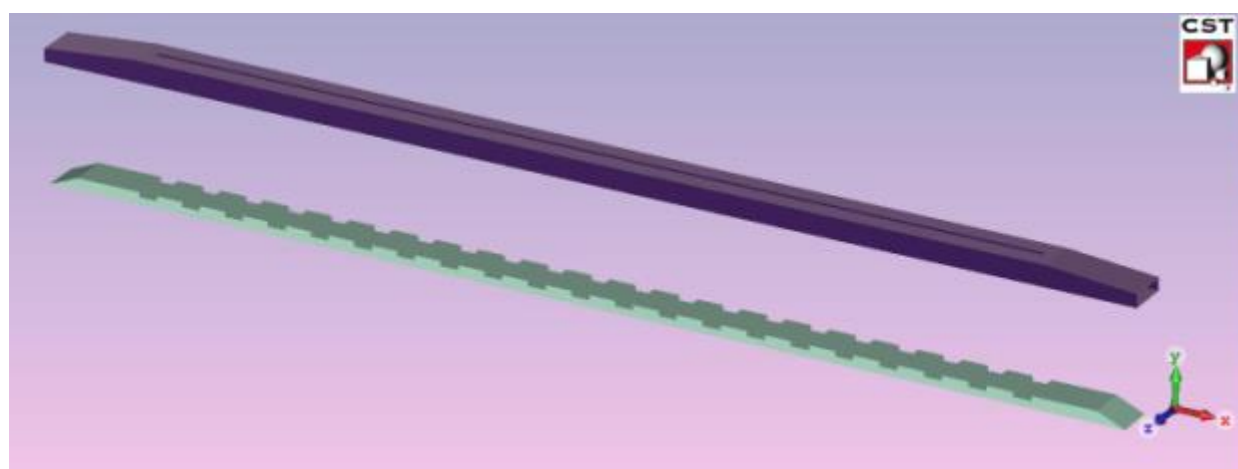


Рис. 11. Антенна на закрытом диэлектрическом волноводе. Входной волновод 7.2 x 3.4 с фланцем условно не показан

На Рис.12-13 показаны ДН антенны (частота 37.5 ГГц) и коэффициент отражения на входе.

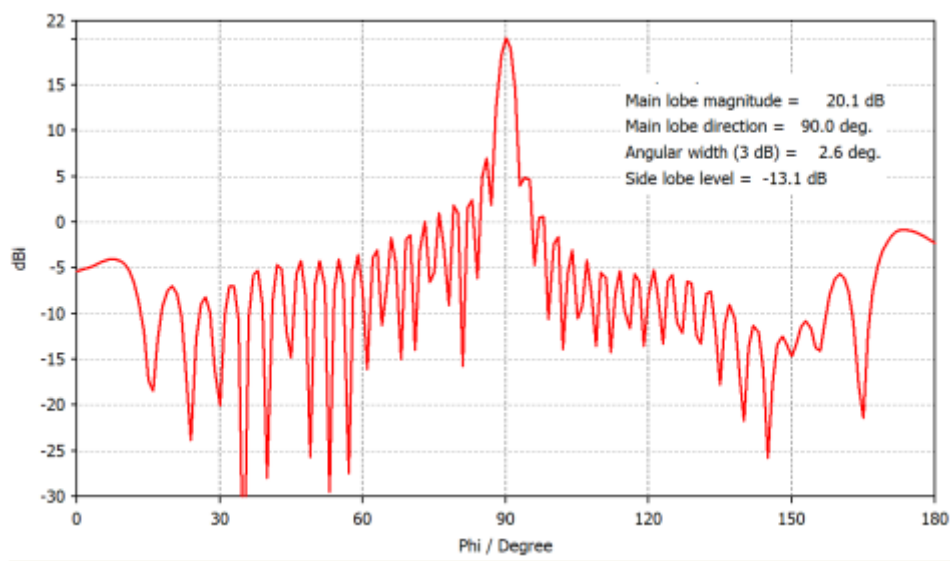


Рис. 12. ДН антенны. Число элементов 21, параметры волновода и волноводного перехода согласно Рис. 7, желоб 7.2 x 3.4 мм, диэлектрический стержень - фторопласт ФФ-4 размерами 4 x 2 мм, частота 37.5 ГГц

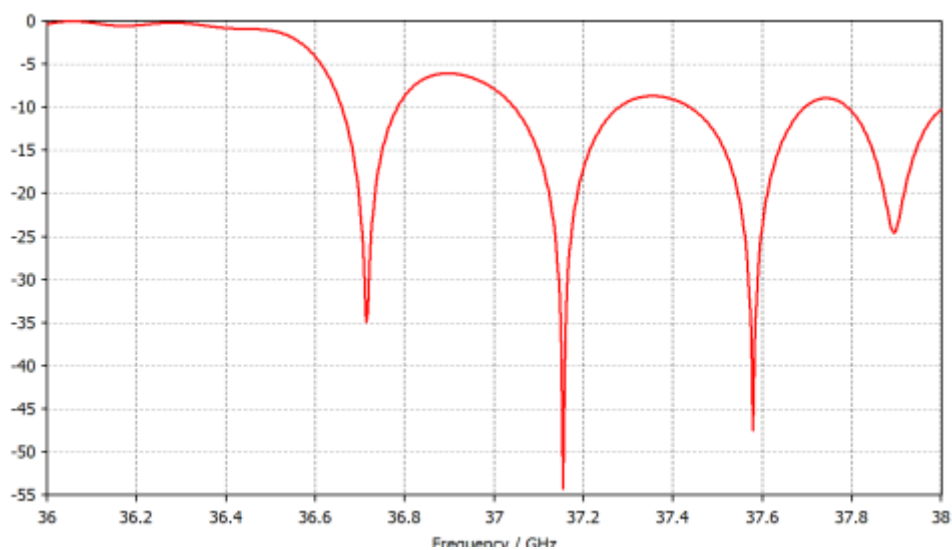


Рис. 13. Входной коэффициент отражения

Антенна на желобковом диэлектрическом волноводе с неидентичными нерегулярностями в виде пазов в диэлектрике

Антенна рассчитана для формирования в апертуре спадающего амплитудного распределения «косинус на пьедестале» с расчетным уровнем боковых лепестков - 21 дБ. Заданное амплитудное распределения и значения коэффициентов связи, рассчитанных согласно (9), приведены на Рис. 14.

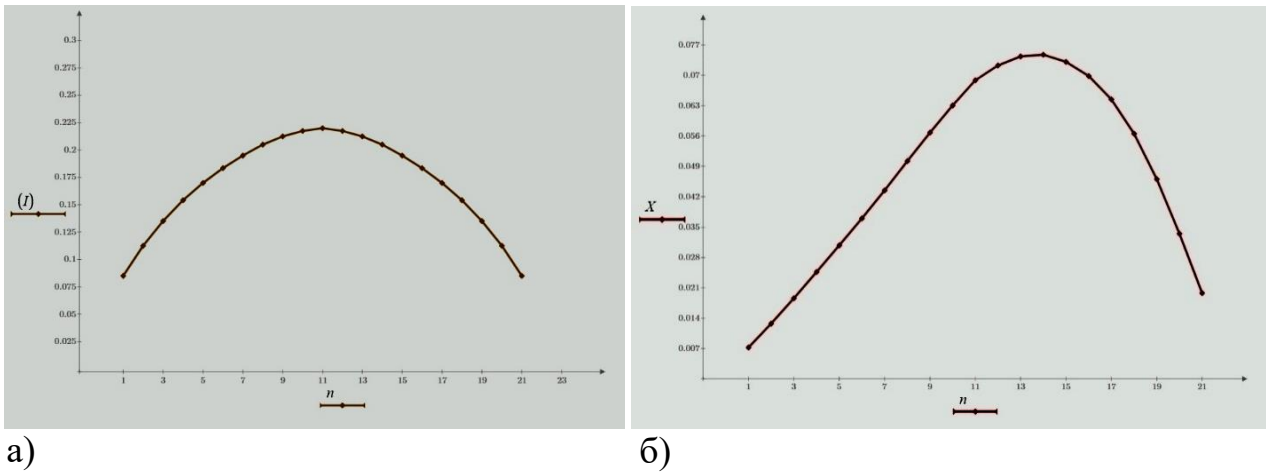


Рис. 14. Заданное амплитудное распределение и значения коэффициентов СВЯЗИ

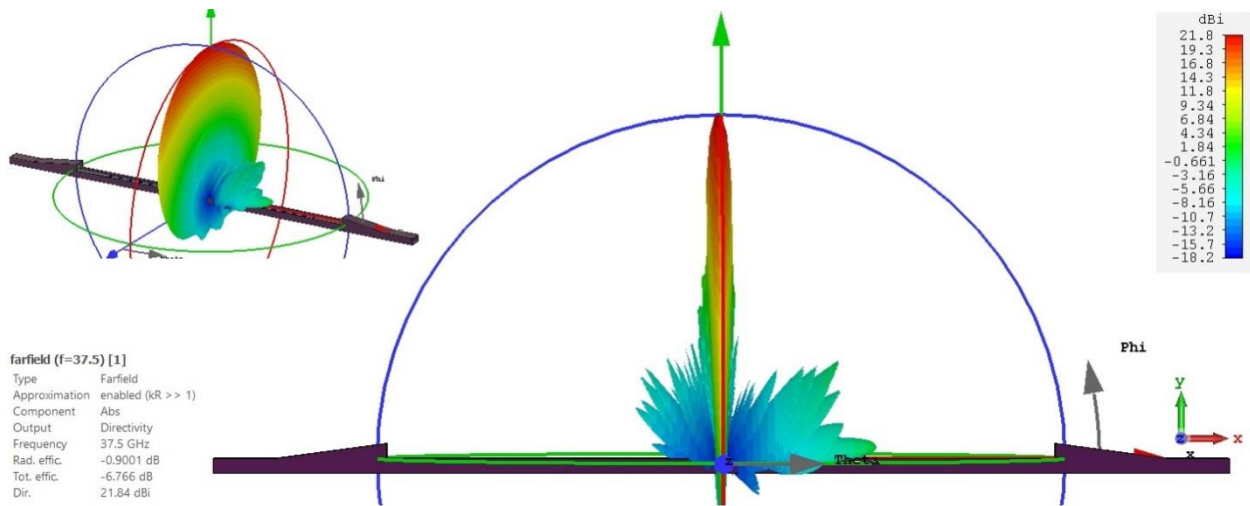


Рис. 15. ДН антенны

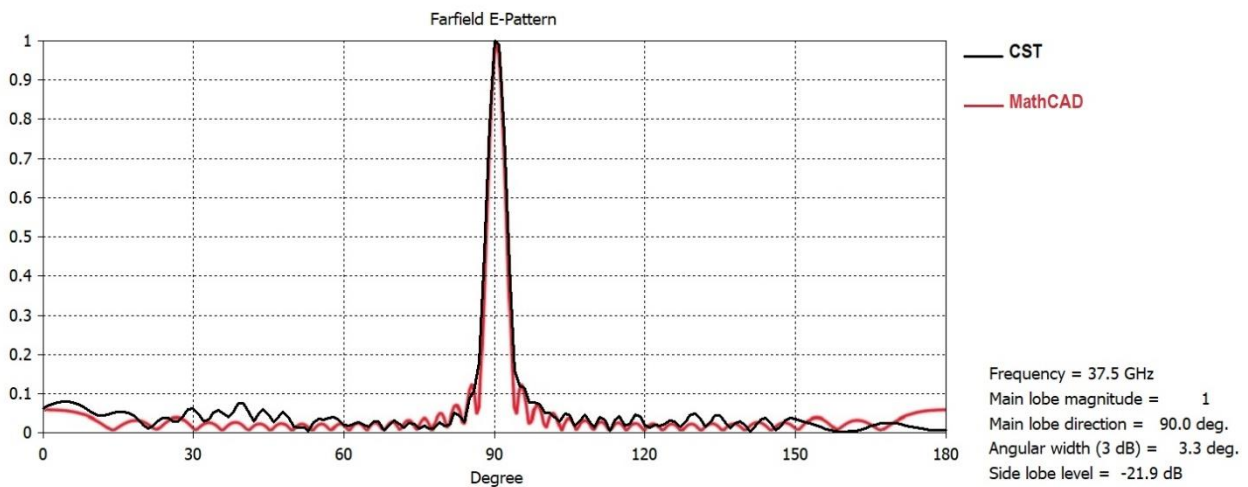


Рис 16. Сравнение ДН антенны, рассчитанной согласно предлагаемой методике, и результатов электродинамического моделирования

На Рис. 15 приведена ДН антенны, рассчитанная методом конечных элементов, на Рис. 16- сравнение результатов моделирования (численный эксперимент) и расчёта в апертурном приближении для заданного амплитудного распределения. Число элементов - 21, размеры желобкового волновода 7.2 x 3.4 мм, частота 37.5 ГГц.

Антенна на желобковом диэлектрическом волноводе. Нерегулярности - металлические полоски на внешней стороне диэлектрика

В качестве модельного примера выбрано формирование равномерного амплитудного распределения путем варьирования значениями коэффициентов связи при разных значениях ширины полосок (Рис17).

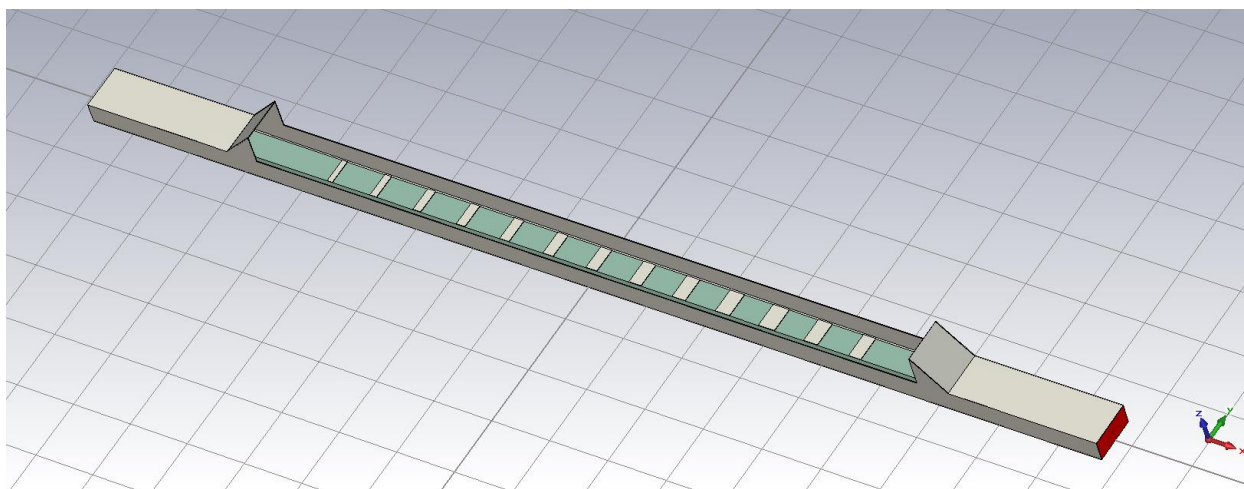


Рис.17. Модель антенны на желобковом диэлектрическом волноводе с нерегулярностями разной ширины с коррекцией межэлементных расстояний.

ДН, рассчитанные методом конечных элементов, показаны на Рис.18-19.

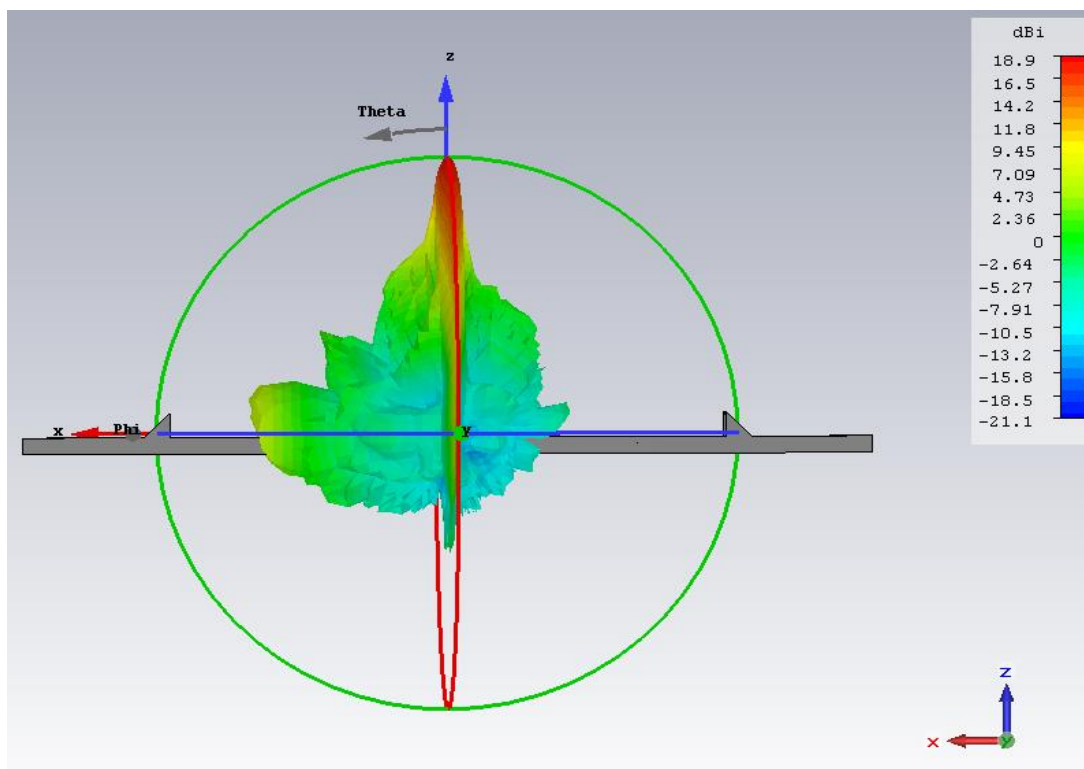


Рис. 18. ДН антенны, рассчитанная в пакете CST Microwave Studio.
Объемная ДН

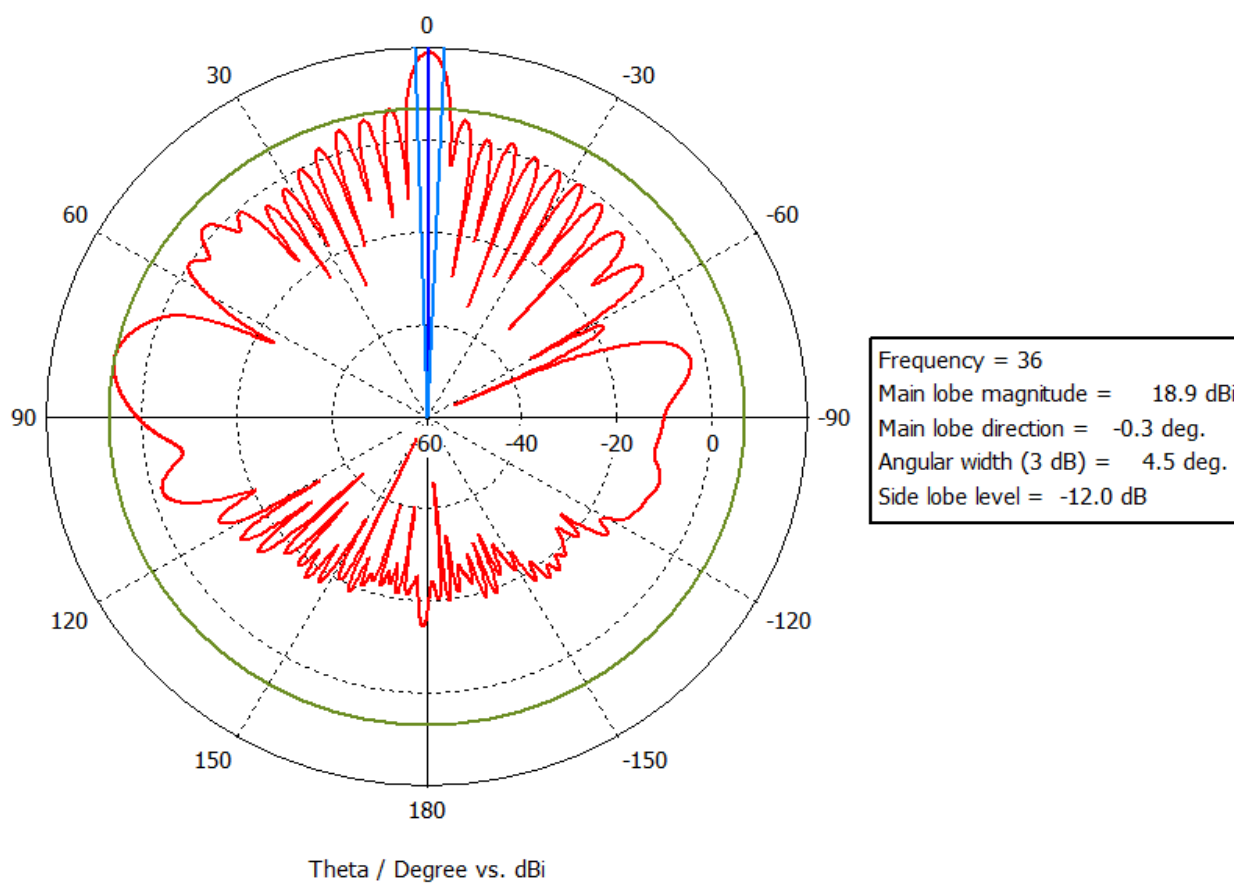


Рис. 19. ДН антенны, рассчитанная в пакете CST Microwave Studio. Плоскость
решетки

6. Диапазонные свойства антенн, выполненных на основе диэлектрического волновода⁵

Поскольку моделью антенны является решетка с последовательным возбуждением, ее диапазонные свойства определяются двумя обстоятельствами: диапазонными свойствами излучающего элемента и множителя решетки. Излучающий элемент не является узкополосным (в отличие, например, от резонансной щели в волноводе). Свойства множителя решетки антенны с последовательным возбуждением хорошо известны: при малом изменении частоты происходит неискаженное отклонение максимума ДН, тем большее, чем больше коэффициент замедления волны в волноводе $\beta/k = c/V_{\text{волн}}$ и отклонение частоты. Это обстоятельство во многих случаях лимитирует использование антенн с последовательным возбуждением. Предельное частотное отклонение, как правило, не должно превышать половину ширины главного луча. Для N -элементной антенны поперечного излучения:

$$\Delta f / f_0 < 1/2N \quad (14)$$

Поэтому ограничения по диапазонным свойствам антенны с идентичными элементами, в основном, определяются соотношением (14).

В антенне с неидентичными элементами, например, обеспечивающими некоторое спадающее к краям амплитудное распределение, рассматриваемая антенна является неэквидистантной и характеризуется различающимися значениями фазовой скорости на различных участках антенны. Поэтому частотные свойства подчиняются несколько более сложным закономерностям, хотя величина допустимого отклонения частоты по порядку величины близка к значениям для решетки из идентичных элементов. Иллюстрирует данное положение Рис. 20

⁵ В настоящей работе рассматриваются только варианты построения антенны, возбуждаемой с одного из концов волновода и содержащей на противоположном конце согласованную нагрузку.

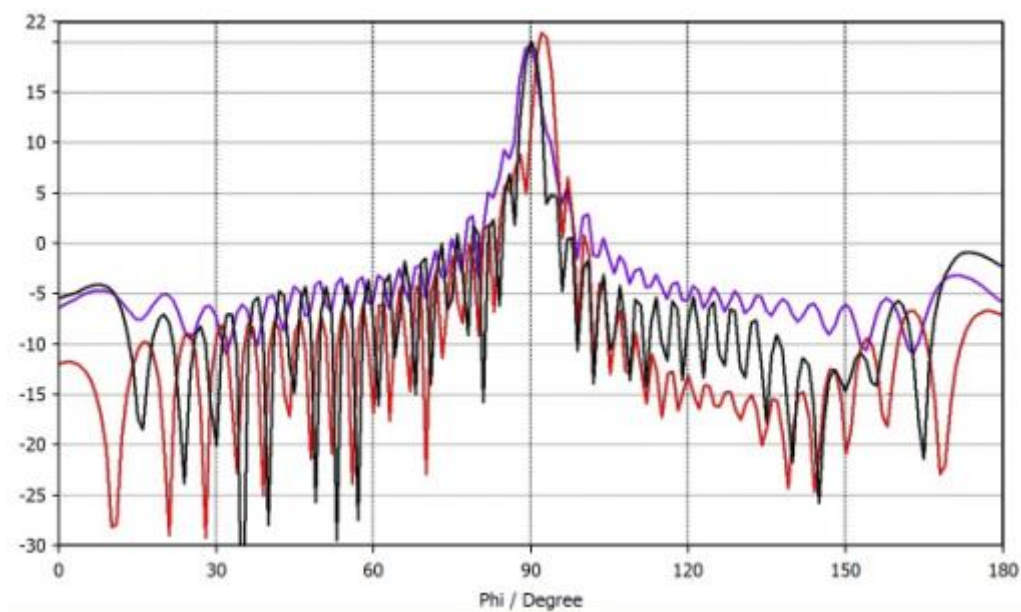


Рис.20. Расчетные ДН антенны, показанной на Рис. 11 на частотах 37, 36.5 и 36 ГГц. Антенна - 19 элементов.

7. Заключение

Антенны типа «вытекающей волны», выполненные на основе диэлектрических волноводных структур, представляют собой перспективный класс плоских антенн КВЧ диапазона. Предложенный в работе подход к анализу и синтезу подобных структур основан на представлении антенны как почти периодической антенной решетки с предварительным анализом излучающих характеристик на основе модифицированного энергетического подхода. Проведенный анализ показывает правомерность использования предложенного подхода, обеспечивающего приемлемое согласование расчетных данных и полученных с использованием современных средств электродинамического моделирования.

В настоящей работе рассмотрение ограничивалось простейшим вариантом выполнения антенн - как антенны бегущей волны с концевой согласованной нагрузкой. Антенны с другим типом возбуждения, особенно с концевой нагрузкой в виде короткозамыкателя, планируется рассмотреть в последующих публикациях.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ в рамках базовой части Государственного Задания 8.6872.2017\8.9.

Литература

1. Калошин В.А. Антенны миллиметровых волн. // Зарубежная радиоэлектроника, 1984, N 11, с.97-106.
2. Tamir T., Oliner A.A. Guided complex waves, Part II, Relation to radiation patterns. Proc. IEE, 1963, Vol. 110, pp.325-334.
3. Шестопапов В.П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Том 1. Открытые структуры, Киев, Наукова думка, 1985, с.216.
4. Свеженцев А.Е. Анализ желобковых волноводов с диэлектрическим заполнением. Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 1999, Т. 42, N 11, с.1078-1084.
5. Раевский С.Б., Титаренко, А.А. Расчет открытых продольно-регулярных диэлектрических волноводов с произвольным поперечно-неоднородным сечением. // Радиотехника и электроника, 2009, - Т. 54, N 11, с.1285-1299.
6. Mohammad R.Z. and Hassan A.K. Accurate analysis of practical 3D periodic leaky-wave patch antennas. International Journal of Antennas and Propagation Vol. 2008, Article ID 384792, 6 pages. Available at: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2008/384792/>
7. Lamparello P., Frezza F., Galli A., Baccarelli P., Burghgnoli P., Loyal G., Paulotto S., Valerio G., Jackson D.R. Advances in leaky-wave periodic structures after Oliner's pionering research. Proceedings of the 44th European Microwave Conference 6-9 Oct. 2014, Rome, Italy, pp.433-437.
8. Awardeep, Singh. Analysis of Leaky Wave Antennas Using the Matrix Pencil Method. Masters thesis, Concordia University, Quebec, Canada, December 2014. Available [at: http://spectrum.library.concordia.ca/979732/1/Singh_MASc_S2015.pdf](http://spectrum.library.concordia.ca/979732/1/Singh_MASc_S2015.pdf)
9. Tesi di Dottorato di Mauro Ettore. Analysis and design of efficient planar leaky-wave antennas, Ciclo XX, Anno Accademico, 2007/2008 p.105 Available at: http://homepage.tudelft.nl/g74u2/dwd/Tesi_mauro.pdf
10. Ogusu K. Propagation properties of planar dielectric waveguide with periodic metallic strips. IEEE Trans, MTT 1981, v.29, N 1, p.16-21.

11. Ghomi M., Lejay B., Amalric J.L., Baudrand H. Radiation characteristics of uniform and nonuniform dielectric leaky-wave antennas. IEEE Trans, Antennas Propagation, vol.41, pp.1177-1186, Sept. 1993.
12. Седельников Ю.Е. Косоруков В.В. Печатная антенна миллиметровых волн. АС СССР № 1513546 БИ №37, 07.10.1989.
13. Нечаев Ю.Б., Климов А.И., Хохлов Н.С., Юдин В.И., Радько П.Н. Плоская антенна. Патент РФ по заявке 2010100683\07. БИ №33, 27.11.2011.
14. Головин Е.М., Косоруков В.В., Седельников Ю.Е., Черепенин Г.М. Плоская антенная решетка. АС СССР № 1739414 БИ №21, 07.06.1992.
15. Ettore M., Bruni S., Gerini G., Neto A., Llombart N., Maci S. Sector PCS-EBG antenna for low cost high directivity applications. Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.6, pp.537-539, Dec. 2007.
16. Останков А.В. Ретроспективный анализ возможностей и основных характеристик дифракционных антенн вытекающей волны. // Вестник ВГТУ 2010 Т.6, N 8. с.75-81.
17. Борисов Д.Н., Золотухин А.В., Климов А.И., Нечаев Ю.Б. Исследование характеристик плоских антенных решеток вытекающей волны, рассчитанных для режима нормального излучения. // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника 2013. Т.56, N 10, с.3-12.
18. Souad Doucha, Mehadji Abri and Hadjjra Abri Badaoui. Leaky wave antenna design based on SIW technology for millimeter wave applications. WSEAS Transactions On Communication, vol.14, 2015 p. 108-112.
19. Klassen V.I., Oleinik E.U., Sedelnikov Y.E., Shaban Mohamed. Planar Ku band antenna for perspective telecommunication facilities. XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp.169-170, 2017.
20. Классен В.И., Седельников Ю.Е. Антенны K_u диапазона для перспективных средств телекоммуникаций Часть 1 Печатные антенны. // Научно-технический Вестник Поволжья, N 6, 2013, с.326-331.
21. Классен В.И., Седельников Ю.Е. Антенны K_u диапазона для перспективных средств телекоммуникаций Часть 2 Антенны с управляемыми

характеристиками. // Научно-технический вестник Поволжья, N 6, 2013, с.331-335.

22. Lavrushev V.I., Sedelnikov Yu,E. Millimeter band low-height multi beam antennas. 20-th ESTEC Antenna Workshop on Millimeter Wave Antenna Technology and Antenna Measurement, 18-20 June 1997 ESTEC Noordwijk, the Netherlands p.87-91.
23. Классен В.И., Олейник Е.Ю., Седельников Ю.Е., Шаабан Мохамед, Плоские антенны Ka диапазона для перспективных средств связи. // Электросвязь, N4, 2017, с.59-63.
24. Ашихмин А.В., Виноградов А.Д., Климов А.И. и др. Плоская антенна на основе радиального волновода. // Радиолокация, навигация, связь: сб. докл. V-й Международной науч.-техн. конференции, Воронеж, 1999. Т.3, с.1785-1789.
25. Thomas A.M. Modern Antenna design. Second Edition John Willey & Sons, INC., Publication Hoboken, New Jersey, 2005, p.614.
26. Банков С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013, 416 с.
27. Уолтер К. Антенны бегущей волны. М.: «Энергия», 1970, 448 с.
28. Калиничев В.И. Анализ и синтез волноводно-щелевой антенны с заданным амплитудным распределением. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал, 2015, N 12, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec15/8/text.pdf>

Для цитирования:

Ю.Е. Седельников, Е.Ю. Олейник, Мохамед Шаабан. Линейные антенные решетки КВЧ диапазона на диэлектрических волноводах. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 8. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug18/1/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.8.1