

УДК 621.396.67

АНАЛИЗ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. А. Львова, к.т.н., доцент кафедры радиоуправления и связи РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0009-0005-9751-5389, e-mail: kruglyakova_irr@mail.ru

О. В. Цуканов, студент РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0009-0000-1577-4752, e-mail: Flinstoun83@bk.ru

Данная работа посвящена разработке и исследованию антенн на основе диэлектрических резонаторов цилиндрической и прямоугольной формы. Представлена методика, сочетающая аналитический расчет геометрии излучающих элементов и электродинамический анализ антенн в целом, с использованием современных программных средств моделирования устройств микроволнового диапазона. Особое внимание уделено вопросу оптимизации таких конструктивных параметров, как высота резонаторов и длина возбуждающих зондов. Показано влияние этих параметров на эффективность излучения и ширину полосы согласования излучающей структуры с фидером, что позволило решить задачу синтеза антенн путем оптимизации их конструкций в соответствии с требованиями технического задания. Использование диэлектрических резонаторов позволяет создавать компактные и эффективные антенны, подходящие для беспроводных систем, радаров и спутниковых систем связи.

Ключевые слова: антенна, диэлектрический резонатор, резонансная частота, диаграмма направленности, коэффициент усиления, излучающая структура, электродинамическое моделирование.

DOI: 10.21667/1995-4565-2025-93-19-30

Введение

Постоянное стремление к миниатюризации приёмопередающей аппаратуры повышает интерес к антенным системам, способным размещаться в корпусах любой формы и размера. Поэтому весьма актуальной является задача разработки антенн на основе диэлектрических резонаторов (ДР), которые по сравнению с L -антеннами и $PIFA$ -антеннами являются более перспективными благодаря меньшим габаритам [1]. Уникальные характеристики диэлектрических резонаторов, такие как высокая эффективность излучения на определенном типе мод, надежность, низкая стоимость и простота изготовления, интеграция с микрополосковыми устройствами, возможность работы в широком диапазоне частот, делают их привлекательными для разработки современных телекоммуникационных устройств. Кроме того, диэлектрические резонаторные антенны (ДРА) обладают лучшей устойчивостью частотных характеристик к изменению геометрических размеров антенны, чем микрополосковые излучатели, особенно при работе в миллиметровом диапазоне. Проектирование антенн на диэлектрических резонаторах требует глубокого понимания физических принципов функционирования, а также применения современных методов математического моделирования, так как основные частотные характеристики и направленные свойства таких антенн определяются их геометрическими размерами, физическими параметрами и способами возбуждения.

Целью работы являются разработка, исследование и оптимизация конструкций антенн на основе диэлектрических резонаторов цилиндрической и прямоугольной формы для улучшения их рабочих характеристик и расширения области применения. Особое внимание уделено методике проектирования, сочетающей в себе аналитические расчеты и электродинамическое моделирование разрабатываемых излучающих структур.

Постановка задачи

Частотный диапазон, в котором работает антенна, определяется рядом факторов, одним из которых является физический размер антенны. На низких частотах размеры резонатора велики, что вводит ограничения по размеру и весу, а на более высоких частотах в конструкции антенн доминируют производственные допуски и электрические потери. Резонансная частота напрямую связана с размером резонатора формулой [2]:

$$D = \lambda_0 \epsilon_r^{-0.5},$$

где D – размер антенны, λ_0 – резонансная длина волны, ϵ_r – диэлектрическая проницаемость.

Диэлектрическая проницаемость существенно не влияет на эффективность излучения антенны, однако ширина полосы пропускания обратно пропорциональна диэлектрической проницаемости, по этой причине выбор материала при проектировании резонатора определяется конкретной задачей. При использовании материалов с более высокой диэлектрической проницаемостью размеры антенны можно существенно уменьшить, что позволяет их использовать даже на относительно низких частотах.

Ширина полосы пропускания антенны тесно связана с фидером, поэтому диэлектрический резонатор с одиночным питанием обычно имеют узкую полосу рабочих частот, в связи с чем, более предпочтительным является использование двухточечных схем питания с квадратурной подачей сигналов для обеспечения требуемых поляризационных характеристик излучения [3].

Одним из основных параметров антенны является коэффициент усиления. На его величину в диэлектрических резонаторных антеннах влияют размер и форма резонаторов, материал резонатора, режимы колебаний (различные моды колебаний имеют разные распределения поля внутри резонатора), качество изготовления (неоднородности структуры, дефекты поверхности и отклонения от идеальной геометрии могут ухудшать направленные свойства антенны).

В работах [4-9] представлены конструкции диэлектрических резонаторных антенн, работающих в диапазоне от 1 до 40 ГГц, с размерами от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров и диэлектрической проницаемостью материала резонаторов $8 \leq \epsilon_r \leq 100$, имеющих форму полусферы, сферы, цилиндра и параллелепипеда. В основном речь идет о результатах исследований ДРА различной формы, но нет подробного описания методики проектирования антенных устройств на основе ДР.

Основная проблема заключается в том, что использование аналитических методов расчёта имеет свои ограничения при синтезе моделей диэлектрических антенн. В частности, такой метод не всегда способен учесть все особенности конструкции и условия эксплуатации антенны, что может привести к значительным отклонениям от ожидаемых характеристик. Поэтому на этапе разработки необходимо использовать методику проектирования антенн, которая сочетает в себе аналитический расчет с использованием современных программных средств моделирования. Это позволит оптимизировать конструкции разрабатываемых антенн относительно их частотных параметров и характеристик направленности.

Необходимо задать исходные данные для проектирования: диапазон рабочих частот 1,57..1,61 ГГц; коэффициент усиления – не менее 4 дБ; поляризация поля – правая круговая. Антенны с подобными характеристиками используются в диапазоне L1 системы глобального позиционирования ГЛОНАСС [10].

Методика проектирования ДРА состоит из двух частей. На начальном этапе определяют геометрические параметры антенны, а затем проводится электродинамическое моделирование с целью определения основных характеристик, соответствующих требованиям технического задания.

Расчет геометрических размеров прямоугольной и цилиндрической ДРА

Конструктивно исследуемые излучающие структуры представлены на рисунках 1 и 2 и состоят из диэлектрического резонатора l в форме параллелепипеда (или цилиндра), уста-

новленного на металлизированную с одной стороны подложку 2. Подложка служит основанием для крепления резонатора и фидерного тракта, а также участвует в формировании результирующего поля. В качестве элемента возбуждения ДРА используется зонд в виде полоски 4, соединенный с центральным проводником коаксиального кабеля 3. Двойное возбуждение необходимо для обеспечения поля с круговой поляризацией, при этом разность фаз токов в проводниках возбуждающих элементов равна $\pi/2$. Фидеры располагаются на одном уровне, что позволяет контролировать распределение электромагнитного поля внутри резонатора и изменять характеристики излучения антенны.

Исходя из рабочего диапазона частот определяется центральная частота, которая будет являться основной резонансной для разрабатываемой антенны $f_0 = 1,59$ ГГц.

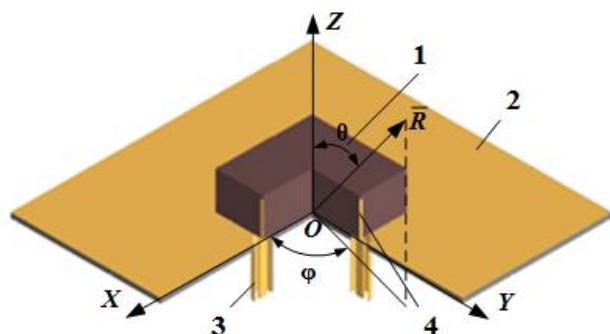


Рисунок 1 – Прямоугольная ДРА
Figure 1 – Rectangular DRA

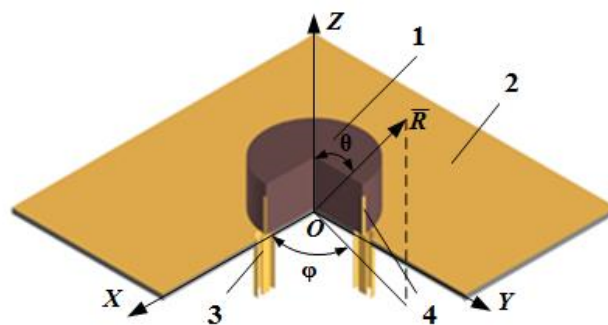


Рисунок 2 – Цилиндрическая ДРА
Figure 2 – Cylindrical DRA

Подложка 2 изготовлена из поликора и имеет низкую диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r = 9,8$, малый тангенс диэлектрических потерь $tg\delta = 0,0001$, а также отличную термостойкость. Диэлектрический резонатор изготовлен из титаната бария ($BaTiO_3$) с $\epsilon_r = 81$, $tg\delta = 0,0002$. Высокие значения диэлектрической проницаемости обеспечивают улучшение направленных свойств резонаторной антенны при уменьшении её размеров.

ДРА на основе прямоугольного резонатора. Рассматривается волновой режим TE_{111} , который является низшим для ДРА при равном соотношении её сторон [11]. Резонансная частота определяется в соответствии с выражением:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{op}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l_{op}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h_{op}}\right)^2}, \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме (3×10^8 м/с); μ_r – относительная магнитная проницаемость материала (для большинства материалов равна 1); ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала; w_{op}, l_{op}, h_{op} – размеры резонатора вдоль осей x, y, z , $m = 1, n = 1$ и $p = 1$ – волновые числа, соответствующие режиму колебаний.

С учетом индексов поля $m = n = p = 1$, $\mu_r = 1$ и $\epsilon_r = 81$ на частоте $f_0 = 1,59$ ГГц, заданная размерами резонатора $w_{op} = l_{op} = h_{op} = a$ из условия возникновения резонанса при минимальных размерах излучающей структуры [11]. Тогда формула (1) примет вид:

$$f_0 = \frac{c\sqrt{3}}{2a\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}.$$

Таким образом, размеры резонатора $w_{op} \times l_{op} \times h_{op}$ будут равны $19 \times 19 \times 19$ мм.

ДРА на основе цилиндрического резонатора. При возбуждении резонатора фидером способ излучения в передающем режиме основан на формировании потока смещения через внешнюю поверхность, при котором напряжённость электрического поля максимальна. Для

данного типа возбуждения самой низкой и доминантной модой является $HE_{11\delta}$. Данная мода даёт возможность конструировать антенны с широкой полосой пропускания. Резонансную частоту цилиндрического резонатора можно оценить из выражения [11]:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi r_{\text{цр}} \varepsilon_r^{0,42}} \left[1,6 + 0,513 \frac{r_{\text{цр}}}{2h_{\text{цр}}} + 1,39 \left(\frac{r_{\text{цр}}}{2h_{\text{цр}}} \right)^2 - 0,575 \left(\frac{r_{\text{цр}}}{2h_{\text{цр}}} \right)^3 + 0,88 \left(\frac{r_{\text{цр}}}{2h_{\text{цр}}} \right)^4 \right] \quad (2)$$

где $r_{\text{цр}}$ – радиус цилиндрического резонатора; $h_{\text{цр}}$ – высота резонатора.

Геометрические размеры резонатора можно найти 2 способами:

1. Используя формулу (2), можно вычислить диаметр и высоту резонатора.
2. По графической зависимости резонансной частоты основного типа колебаний цилиндрического ДР от его размеров при частичном учёте внешних полей со стороны торцевых поверхностей [12, с. 37, рисунок 2.5].

Пусть диаметр резонатора $d_{\text{цр}} = 20$ мм, тогда, исходя из данного графика, отношение $d_{\text{цр}} / h_{\text{цр}} \approx 0,57$. Получаем, что высота резонатора $h_{\text{цр}}$ будет примерно равна 11,4 мм.

Подставив данные значения в формулу (2), можно убедиться, что размеры рассчитаны правильно и $f_0 = 1,59$ ГГц.

Так как стандартные размеры промышленно выпускаемых диэлектрических резонаторов определяются техническими условиями БРО.737.001ТУ [13], необходимо выбрать резонатор, близкий по размеру рассчитанному, диаметром $d_{\text{цр}} = 21$ мм и высотой $h_{\text{цр}} = 11$ мм.

Поскольку рассматриваемые диэлектрические резонаторы простейшей формы не поддаются строгому анализу, то на следующем этапе необходимо использовать систему автоматизированного проектирования Ansys HFSS, которая использует электродинамические модели, адекватно описывающие волновые процессы в проектируемых устройствах [14] с использованием численного решения уравнений Максвелла методом конечных элементов.

Моделирование антенны на основе цилиндрического диэлектрического резонатора

1. На начальном этапе создаётся модель цилиндрической ДРА, представленная на рисунке 2. Подложка выполнена из поликора, длиной примерно равной четверти длины волны $l_{\text{nn}} = 48$ мм, шириной $w_{\text{nn}} = 48$ мм и высотой $h_{\text{nn}} = 1$ мм. Толщина металлизации для экранной плоскости составляет 0,01 мм. Диэлектрическая проницаемость подложки равна 9,8. Размеры цилиндрического резонатора соответствуют аналитическому расчету $d_{\text{цр}} = 21$ мм, $h_{\text{цр}} = 11$ мм. Зонд, выполненный из меди, имеет ширину $w_z = 1$ мм и толщину $t_z = 0,1$ мм, материал резонатора – титанат бария с $\varepsilon_r = 81$, $\text{tg}\delta = 0,0002$. Возбуждающая линия – коаксиальная стандартного типа IX (3,5 мм/1,52 мм) по ГОСТ 13317-89 [15]. Центральный проводник соединён с зондом, экранный проводник – с экранной плоскостью подложки. Длина коаксиальной линии равна 10 мм.

На первом этапе моделирования рассматривается ДРА с одиночным возбуждением. Меридиональный угол θ откладывается от оси OZ , а угол азимута φ откладывается от оси OX (в плоскости XOY) (рисунок 2).

В результате электродинамического анализа цилиндрической ДРА можно наблюдать изменение модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ в зависимости от высоты и диаметра резонатора (рисунок 3). Кривая, построенная по аналитически полученным результатам, показывает, что вблизи собственной частоты системы из резонатора, экранной плоскости и фидера параметр $|S_{11}|$ уменьшается. Изменение диаметра резонатора или высоты изменяет собственную частоту и также влияет на $|S_{11}|$. Для соответствия собственной частоты центральной частоте рабочего диапазона антенны путем оптимизации по критерию

минимального значения модуля коэффициента отражения получены значения $d_{\text{цр}} = 19$ мм и $h_{\text{цр}} = 8,94$ мм.

2. На следующем этапе для полученных размеров резонатора была проведена оценка коэффициента усиления G_T и установлено, что в рабочем диапазоне частот его значение меньше 4 дБ, что не соответствует требованиям технического задания. Для повышения направленных свойств антенны необходимо увеличить её апертуру путем увеличения площади экранной плоскости. На рисунке 4 изображён модуль коэффициента отражения при возбуждении цилиндрического ДР при размерах подложки $l_{\text{пп}} = w_{\text{пп}} = 48$ и 60 мм.

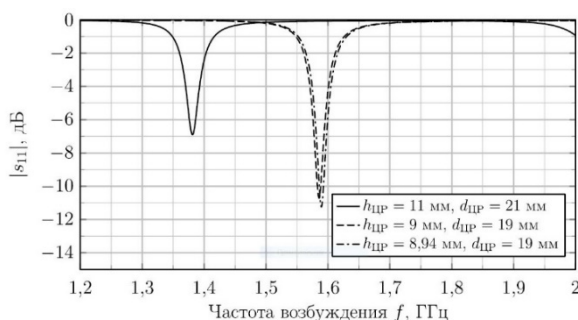


Рисунок 3 – Модуль коэффициента отражения при возбуждении цилиндрического ДР
Figure 3 – Modulus of reflection coefficient at excitation of cylindrical DR

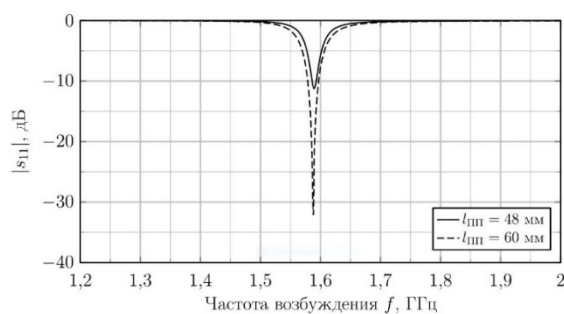


Рисунок 4 – Модуль коэффициента отражения ДРА с корректировкой размеров подложки
Figure 4 – Modulus of reflection coefficient DRA with substrate sizing adjustment

Увеличение длины подложки кроме увеличения коэффициента усиления антенны, привело также к незначительному снижению собственной частоты системы из резонатора, экранной плоскости и фидера. Поэтому для повторного согласования собственной частоты системы с требуемой центральной частотой рабочего диапазона антенны вновь рассчитана высота резонатора. При $h_{\text{цр}} = 8,91$ мм согласование резонатора и фидера лучше, а собственные частоты соответствуют центральной частоте рабочего диапазона антенны (рисунок 5).

Коэффициент усиления антенны (рисунок 6) при длине подложки $l_{\text{пп}} = 60$ мм и высоте резонатора $h_{\text{цр}} = 8,91$ мм удовлетворяет техническим требованиям к антенне.

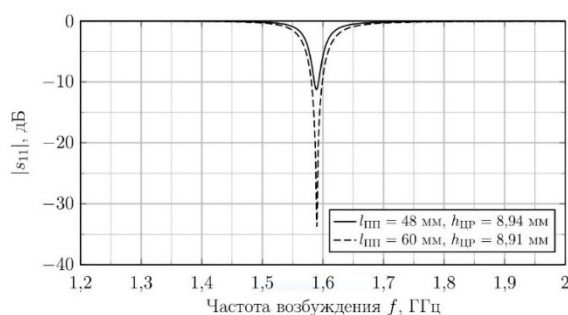


Рисунок 5 – Модуль коэффициента отражения ДРА с корректировкой высоты резонатора
Figure 5 – Modulus of the reflection coefficient of the DRA with resonator height adjustment

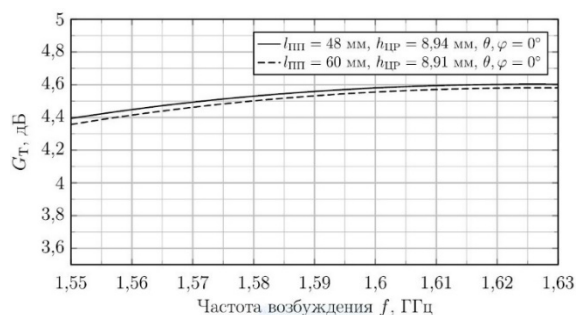


Рисунок 6 – Коэффициент усиления ДРА
Figure 6 – DRA gain

3. Следующий этап посвящен вопросу согласования полных сопротивлений антенны и фидера. Оно определяется высотой зонда относительно высоты резонатора. При коэффициенте длины зонда $k_z = 0,5$ передача энергии между фидером и резонатором осуществляется через сравнительно слабую связь, что показывают зависимости $|S_{11}(f)|$ на рисунке 7 – коле-

батальная система согласована с фидером в сравнительно узкой полосе. При коэффициенте длины зонда 0,5 ширина полосы при $|S_{11}(f)| < -5$ дБ составляет 36 МГц. Если связь резонатора с фидером усилить за счёт удлинения зонда, то при значении коэффициента длины зонда $k_z = 0,75$ ширина полосы по тому же критерию составит 44 МГц, что упростит дальнейшее согласование полных сопротивлений антенны и фидера.

При этом наблюдается смещение резонансной частоты, для подстройки которой снова требуется корректировка $h_{\text{цр}}$. Для улучшения указанных характеристик подобрана оптимальная высота цилиндрического резонатора $h_{\text{цр}} = 8,76$ мм. Данная высота позволяет добиться хорошего согласования резонатора и фидера вблизи центральной частоты 1,59 ГГц (рисунок 8) и требуемого коэффициента усиления, который в рабочем диапазоне частот меняется в пределах от 4,43 до 4,65 дБ.

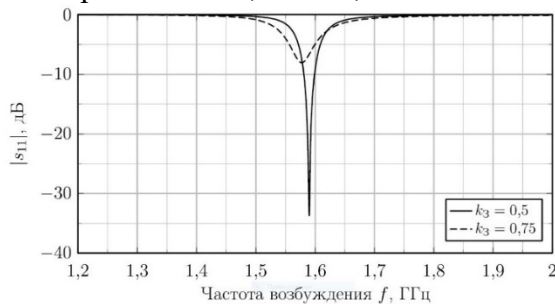


Рисунок 7 – Модуль коэффициента отражения ДРА с различными значениями параметра k_z
Figure 7 – Modulus of reflection coefficient of DRA with different values of parameter k_z

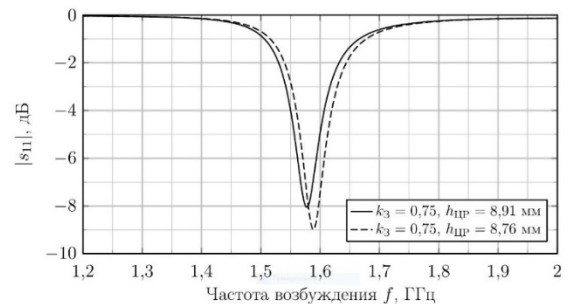


Рисунок 8 – Модуль коэффициента отражения ДРА с корректировкой высоты резонатора
Figure 8 – Modulus of reflection coefficient of DRA with resonator height correction

Таким образом, в результате оптимизации геометрических размеров под требования технического задания разработана ДРА на основе резонатора цилиндрической формы со следующими геометрическими параметрами: $h_{\text{цр}} = 8,76$ мм, $d_{\text{цр}} = 19$ мм, $l_{\text{nn}} = w_{\text{nn}} = 60$ мм, $k_z = 0,75$.

Так как требуется получить поле с вращающейся поляризацией, используется двойное возбуждение, при котором два смещённых по фазе на $\pi/2$ источника сигнала подключаются к резонатору. Фидеры располагаются на одном уровне, что позволяет контролировать распределение электромагнитного поля внутри резонатора и изменять характеристики излучения антенны.

На графике модуля коэффициента отражения (рисунок 9) видно два совпадающих пика, на резонансной частоте 1,59 ГГц. При этом коэффициент усиления антенны на центральной частоте рабочего диапазона 1,59 ГГц составляет 4,8 дБ) на той же частоте коэффициент усиления при несогласованном направлении вращения вектора поляризации не превышает -25 дБ. Таким образом, антенна избирательна по направлению вращения вектора поляризации.

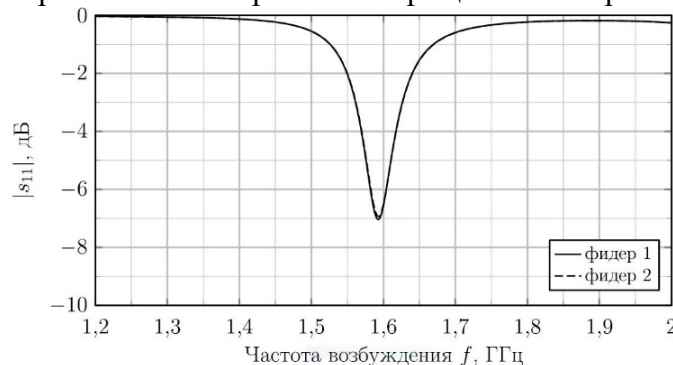


Рисунок 9 – Модули коэффициентов отражения при возбуждении цилиндрической ДРА двумя фидерами с разностью фаз 90°
Figure 9 – Modules of reflection coefficients at excitation of cylindrical DRA by two feeders with phase difference of 90°

Характеристики направленности антенны с учётом направления вращения вектора поляризации приведены на рисунках 10 и 11.

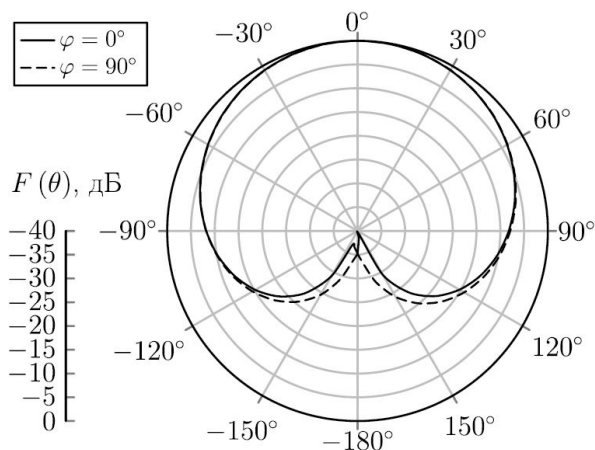


Рисунок 10 – Сечения амплитудной диаграммы направленности при $\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$
Figure 10 – Cross sections of amplitude radiation pattern at $\varphi = 0^\circ$ and $\varphi = 90^\circ$

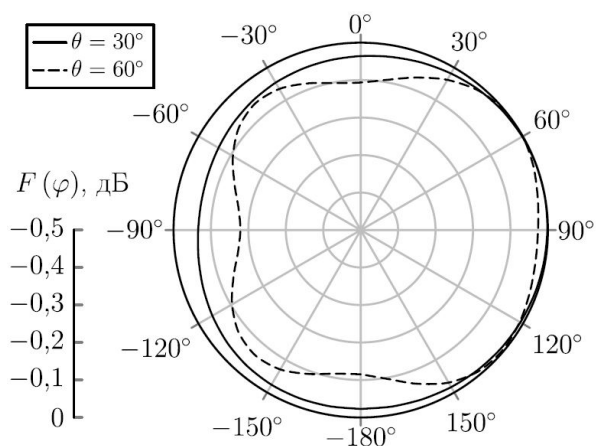


Рисунок 11 – Сечения амплитудной диаграммы направленности при $\theta = 30^\circ$ и $\theta = 60^\circ$
Figure 11 – Cross sections of amplitude radiation pattern at $\varphi = 30^\circ$ and $\varphi = 60^\circ$

По характеру зависимости нормированной амплитудной диаграммы направленности от углов θ и φ можно заключить, что плотность потока мощности излучения антенны распределена по азимуту преимущественно равномерно (разброс по φ не более 0,2 дБ), задний лепесток подавлен, а ширина основного лепестка по уровню половинной мощности превышает 100° .

Зависимость коэффициента эллиптичности от угла азимута показана на рисунке 12, а от меридионального угла на рисунке 13.

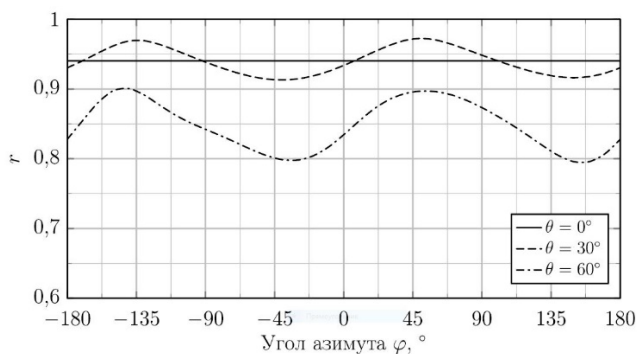


Рисунок 12 – Зависимость коэффициента эллиптичности от угла азимута
Figure 12 – Dependence of ellipticity coefficient on azimuth angle

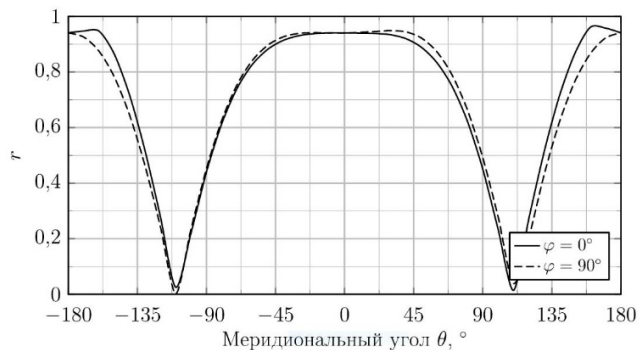


Рисунок 13 – Зависимость коэффициента эллиптичности от меридионального угла
Figure 13 – Dependence of ellipticity coefficient on meridional angle

Значение коэффициента эллиптичности не менее 0,795 при $\theta \approx 60^\circ$. Ширину основного лепестка ДН по коэффициенту эллиптичности можно оценить по рисунку 13 (при $r \geq 0,795$ ширина основного лепестка не менее 120°).

Моделирование антенны на основе прямоугольного диэлектрического резонатора

Модель антенны на основе прямоугольного резонатора представлена на рисунке 1.

1. На первом этапе для размеров резонатора, рассчитанных аналитически ($w_{\text{др}} \times l_{\text{др}} \times h_{\text{др}}$ равны $19 \times 19 \times 19$ мм), при коэффициенте длины зонда $k_z = 0,75$, получен график модуля коэффициента отражения при возбуждении прямоугольного ДР двумя фидерами. Кривые, показывающие зависимость $|S_{11}(f)|$, совпадают для двух фидеров (рисунок 14). Частота воз-

буждения, соответствующая центральной частоте рабочего диапазона антенны, лежит между собственной частотой низшей моды возбуждения и второй модой. Для корректировки собственной частоты необходимо изменить высоту прямоугольного резонатора. Результатом оптимизации данного параметра по критерию подстройки резонансной частоты является $h_{op} = 7,65$ мм.

2. На следующем этапе подобрана сила связи между фидером и резонатором путём оптимизации параметра k_z . Оптимизация проведена аналогично конструкции с цилиндрическим резонатором. В результате $k_z = 0,9$. Из графика, представленного на рисунке 15, видно два совпадающих пика на резонансной частоте 1,59 ГГц.

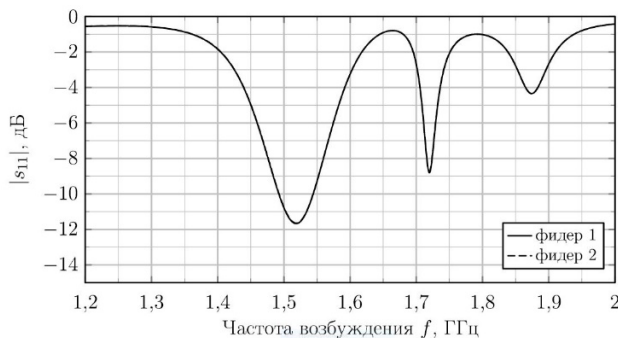


Рисунок 14 – Модуль коэффициента отражения при возбуждении прямоугольного ДР двумя фидерами с разностью фаз 90°

Figure 14 – Module of rejection coefficient at rectangular DR excitation by two feeders with phase difference of 90°

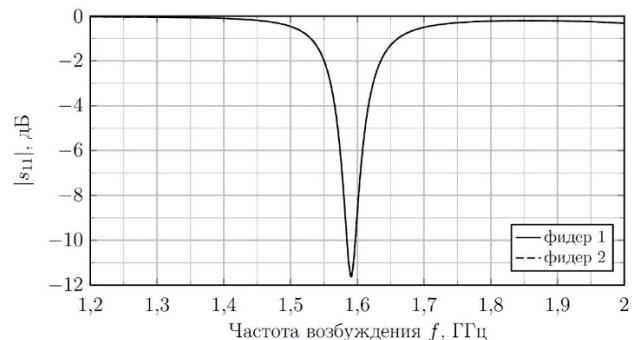


Рисунок 15 – Модуль коэффициента отражения при возбуждении прямоугольного ДР двумя фидерами с разностью фаз 90° ($h_{op} = 7,65$ мм, $k_z = 0,9$)

Figure 15 – Module of reflection coefficient at rectangular DR excitation by two feeders with phase difference of 90° $h_{op} = 7,65$ мм, $k_z = 0,9$)

Коэффициент усиления антенны на центральной частоте рабочего диапазона 1,59 ГГц составляет 4,9 дБ, а при несогласованном направлении вращения вектора поляризации не превышает -26 дБ. Таким образом, антенна избирательна по направлению вращения вектора поляризации. Характеристики направленности антенны с учётом направления вращения вектора поляризации приведены на рисунках 16 и 17.

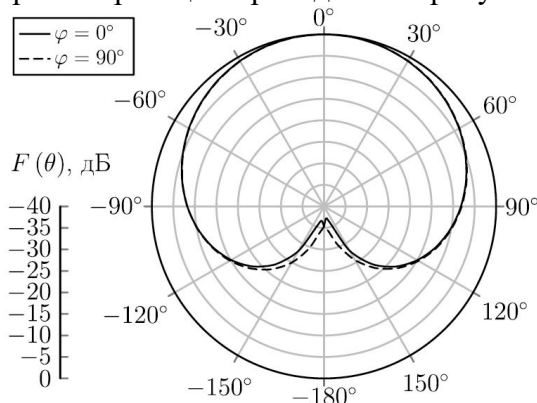


Рисунок 16 – Сечения амплитудной диаграммы направленности при $\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$
Figure 16 – Cross sections of amplitude radiation pattern at $\varphi = 0^\circ$ and $\varphi = 90^\circ$

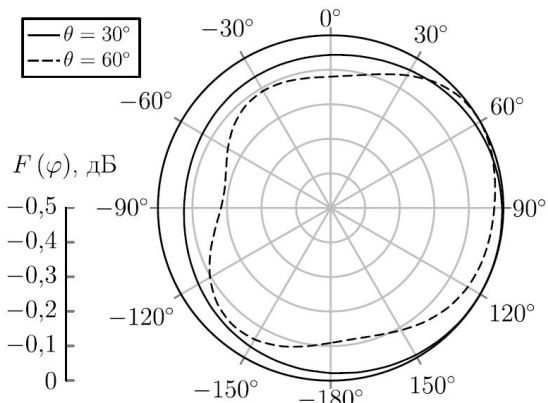


Рисунок 17 – Сечения амплитудной диаграммы направленности при $\theta = 30^\circ$ и $\theta = 60^\circ$
Figure 17 – Cross sections of amplitude radiation pattern at $\varphi = 30^\circ$ and $\varphi = 60^\circ$

По характеру зависимости нормированной амплитудной диаграммы направленности от углов θ и φ можно заключить, что плотность потока мощности излучения антенны распределена по азимуту преимущественно равномерно (разброс по φ не более 0,2 дБ), задний лепесток подавлен, а ширина основного лепестка по уровню половинной мощности превышает 100° .

Зависимость коэффициента эллиптичности от угла азимута и меридионального угла показана на рисунках 18 и 19 соответственно.

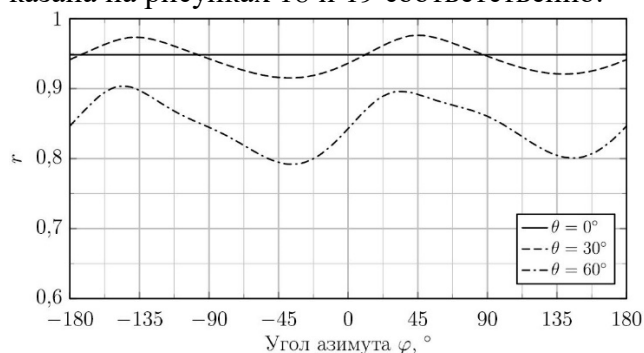


Рисунок 18 – Зависимость коэффициента эллиптичности от угла азимута
Figure 18 – Dependence of ellipticity coefficient on azimuth angle

Значение коэффициента эллиптичности не менее 0,79 при $\theta \approx 60^\circ$. Ширину основного лепестка ДН по коэффициенту эллиптичности можно оценить по рисунку 19 (при $r \geq 0,79$ ширина основного лепестка не менее 120°).

Таким образом, характеристики рассматриваемой антенны удовлетворяют требованиям технического задания.

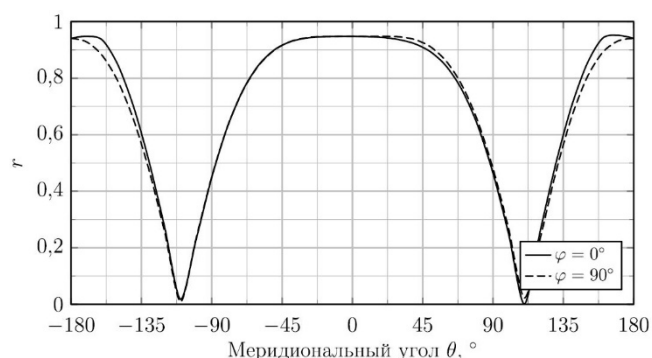


Рисунок 19 – Зависимость коэффициента эллиптичности от меридионального угла
Figure 19 – Dependence of ellipticity coefficient on meridional angle

Сравнительные характеристики антенн на прямоугольном и цилиндрическом ДР

На рисунке 20 представлен график зависимости модуля полного сопротивления при возбуждении резонаторов (в точке подключения зонда резонатора к коаксиальному фидеру).

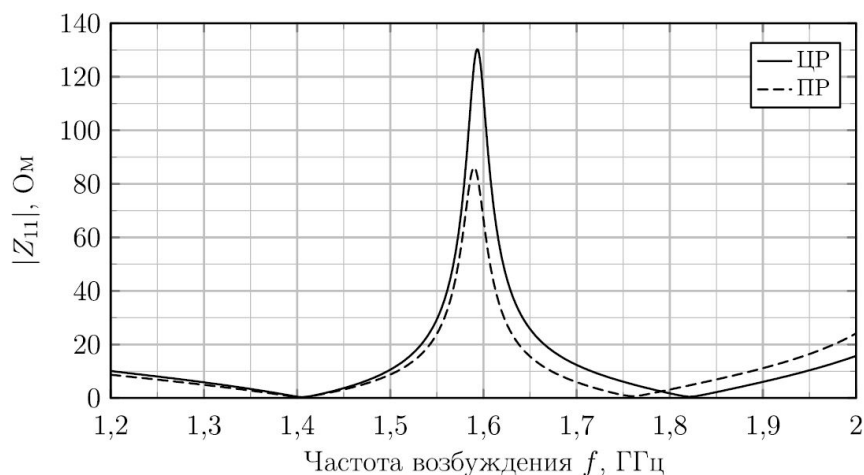


Рисунок 20 – Модуль полного сопротивления при возбуждении цилиндрического и прямоугольного ДР
Figure 20 – Impedance module at cylindrical and rectangular DR excitation

Разброс полного сопротивления антенны на цилиндрическом резонаторе существенно больше, чем у антенны на прямоугольном резонаторе, что позволяет сделать предположение относительно упрощения согласования антенны на прямоугольном резонаторе с фидером.

Результаты сравнительного анализа проектируемых антенн сведены в таблицу 1.

Таким образом, на основе проведенного исследования можно сделать вывод о том, что обе конфигурации ДРА обеспечивают схожую эффективность преобразования электромагнитной энергии, что делает их взаимозаменяемыми в большинстве применений.

Таблица 1 – Результаты сравнительного анализа основных характеристик антенн
Table 1 – Results of antennas main characteristics comparative analysis

	Прямоугольная ДРА	Цилиндрическая ДРА
Ширина ДН в азимутальной плоскости, град	не менее 120	не менее 120
Коэффициент усиления в пределах рабочего диапазона, дБ	4,8...4,93	4,7...4,85
Коэффициент эллиптичности (при $\theta \approx 60^\circ$)	не менее 0,79	не менее 0,795
Ширина полосы согласования с фидером, МГц	42 МГц	44 МГц
Диапазон изменения параметра k_z в результате оптимизации	0,75...0,9	0,5...0,75
Диапазон изменения параметра $h_{op}(h_{up})$ в результате оптимизации, мм	19...7,65	11...8,76

Заключение

Представленная в работе комбинированная методика проектирования ДРА, сочетающая в себе аналитический расчет и электродинамическое моделирование, основанное на применении численных методов расчета, позволила решить задачу синтеза антенн путем оптимизации их конструкции в соответствии с требованиями технического задания.

В процессе проектирования было установлено, что изменения высоты резонаторов и длины возбуждающего зонда существенно влияют на эффективность излучения и ширину полосы согласования антенны с фидером. Так корректировка высоты резонаторов $h_{op}(h_{up})$ позволяет осуществить настройку резонансной частоты антенны на центральную частоту рабочего диапазона на всех этапах проектирования, что позволяет добиться требуемого коэффициента усиления антенны. Сила связи между фидером и резонатором путём изменения параметра k_z от 15 до 50 % в зависимости от типа резонатора позволяет расширить полосу согласования антенны с фидером на 18...20 %, относительно её начального значения. Прямоугольная ДРА имеет лучшее согласование с фидерным трактом, чем цилиндрическая.

Таким образом, данная работа демонстрирует важность комплексного подхода к проектированию антенн, включающего как теоретическое обоснование, так и электродинамическое моделирование. Полученные результаты могут служить основой для дальнейшего развития и совершенствования антенных систем на базе диэлектрических резонаторов.

Библиографический список

1. Слюсар В.И. Диэлектрические резонаторные антенны. Малые размеры, большие возможности // Журнал связь и телекоммуникации. Электроника: Наука, технология, бизнес. № 2, 2007, С. 28-37.
2. Лось В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели: методы математического моделирования / под ред. Бахраха Л.Д. М.: ИПРЖР. 2002. 96 с. ISBN 5-93108-20-1.
3. Xiao Sheng Fang, Kwok Wa Leung. Linear-Circular-Polarization Designs of Dual-Wide-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antennas // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2012. Vol. 60. No. 6.
4. Petosa A., Ittipiboon A. Dielectric Resonator Antennas: A historical Review and Current State of the Art // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2010. Vol. 52, No.5.
5. Loos G.D., Antar Y.M.M. A New Aperture-Coupled Rectangular Dielectric Resonator Antenna Array // Microwave and Optical Technology Letters. 1994, 7, 14.
6. Chow K.Y., Leung K.W., Luk K.M., Yung E.K.N. Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Array // IEEE Electronics Letters. 1995. 31, 18.
7. McAllister M.W., Long S.A. Rectangular Dielectric Resonator Antenna // IEEE Electronics Letters. 1983. 19, 6.
8. McAllister M.W., Long S.A. Resonant Hemispherical Dielectric Antenna // IEEE Electronics Letters. 1984. 20, 16.
9. Mongia R.K., Bhartia P. Dielectric Resonator Antennas: A Review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth // International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering. 1994. 4, 3.

10. <https://glonass-iac.ru/glonass/technical>.

11. Kishk A.A., Auda H.A., Ahn B.C. Radiation characteristics of cylindrical dielectric resonator antenna with new applications. *IEEE Trans. Antennas Propagat. Soc. Newsletter*, 1989. 31, 7-16.

12. Безбородов Ю.М., Нарытник Т.Н., Фёдоров В.Б. Фильтры СВЧ на диэлектрических резонаторах. К.: Техника, 1989. 184 с.

13. БИРО.737.001ТУ Заготовки керамические для микросхем СВЧ

14. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. 256 с.

15. ГОСТ 13317-89. Элементы соединения СВЧ трактов радиоизмерительных приборов

UDC 621.396.67

ANALYSIS OF DIELECTRIC-BASED ANTENNAS RESONATORS FOR MODERN NAVIGATION SYSTEMS

I. A. Lvova, Ph.D. in technical sciences, associate professor, Department of Radio Control and Communications, RSREU, Ryazan, Russia;

orcid.org/0009-0005-9751-5389, e-mail: kruglyakova_irr@mail.ru

O. V. Tsukanov, student, RSREU, Ryazan, Russia;

orcid.org/0009-0000-1577-4752 e-mail: Flinstoun83@bk.ru

This paper is devoted to the development and research of antennas based on cylindrical and rectangular dielectric resonators. The technique that combines analytical calculation of radiating elements geometry and electrodynamic analysis of antennas in general, using modern software tools for modeling microwave devices is presented. Special attention is paid to the optimization of such design parameters as resonators height and exciting probes length. The influence of these parameters on radiation efficiency and the bandwidth of matching radiating structure with a feeder is shown, which made it possible to solve the problem of antenna synthesis by optimizing their designs in accordance with the requirements of technical specification. The use of dielectric resonators makes it possible to create compact and efficient antennas suitable for wireless systems, radars and satellite communication systems.

Keywords: antenna, dielectric resonator, resonant frequency, radiation pattern, gain, radiating structure, electrodynamic modeling.

DOI: 10.21667/1995-4565-2025-93-19-30

References

1. Slyusar V.I. Dielektricheskie rezonatornye anteny. Malye razmery, bol'shie vozmozhnosti. *Zhurnal svyaz' i telekommunikacii. Elektronika: Nauka, tekhnologiya, biznes*. 2007, no. 2, pp. 28-37. (in Russian).

2. Los' V.F. *Mikropoloskovye i dielektricheskie rezonatornye anteny. SAPR-modeli: metody matematicheskogo modelirovaniya* (Microstrip and dielectric resonator antennas. CAD models: mathematical modeling methods) / Pod red. Bahraha L.D. Moscow: IPRZhR, 2002. 96 p.: il. ISBN 5-93108-20-1. (in Russian).

3. Xiao Sheng Fang and Kwok Wa Leung. Linear-Circular-Polarization Designs of Dual-Wide-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antennas. *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 2012, vol. 60, no. 6.

4. Petosa A., Ittipiboon A. Dielectric Resonator Antennas: A historical Review and Current State of the Art. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2010, vol. 52, no.5.

5. Loos G. D., Antar Y.M.M. A New Aperture-Coupled Rectangular Dielectric Resonator Antenna Array. *Microwave and Optical Technology Letters*. 1994, 7, 14.

6. Chow K.Y., Leung K.W., Luk K. M., Yung E.K.N. Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Array. *IEEE Electronics Letters*. 1995. 31, 18.

7. McAllister M.W. and Long S.A. Rectangular Dielectric Resonator Antenna. *IEEE Electronics Letters*. 19, 6, March 1983.

8. **McAllister M.W., Long S.A.** Resonant Hemispherical Dielectric Antenna. *IEEE Electronics Letters*. 1984, 20, 16.
9. **Mongia R.K., Bhartia P.** Dielectric Resonator Antennas: A Review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth. *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*. 1994, 4, 3.
10. <https://glonass-iac.ru/glonass/technical>.
11. **Kishk A.A., Auda H.A., Ahn B.C.** Radiation characteristics of cylindrical dielectric resonator antenna with new applications. *IEEE Trans. Antennas Propagat. Soc. Newsletter*. 1989, 31, 7-16.
12. **Bezborodov Yu.M., Narytnik T.N., Fyodorov V.B.** *Fil'try SVCh na dielektricheskikh rezonatorah* (Microwave filters on dielectric resonators). K.: Tekhnika, 1989. 184 p. ISBN 5-335-00324-3.
13. **YRO.737.001TU** *Zagotovki keramicheskie dlya mikroskhem SVCh* (Ceramic blanks for microwave chips).
14. **Bankov S.E., Kurushin A.A.** *Raschet antenn i SVCh struktur s pomoshch'yu HFSS Ansoft* (Calculation of antennas and microwave structures using HFSS Ansoft). Moscow: ZAO «NPP «RODNIK», 2009, 256 p.
15. **GOST 13317-89.** *Elementy soedineniya SVCh traktov radioizmeritel'nyh priborov* (Elements of connection of microwave paths of radio measuring devices).