

DOI: 10.17725/rensit.2023.15.377

## Моделирование щелевой двухэлементной антенны со связанным питанием

Моханад Абдулхамид

Университет Аль-Хикма, <https://alhikma.edu.iq/>

P.O. Box 20468-11345, Багдад, Ирак

E-mail: [moh1hamid@yahoo.com](mailto:moh1hamid@yahoo.com)

Поступила 15.07.2023, рецензирована 22.07.2023, принята 29.07.2023, опубликована 06.12.2023.

Представлена действительным членом РАЕН А.А. Патаповым

**Аннотация:** Построена микрополосковая щелевая антенная решетка для диапазона ISM с использованием стандартных формул для расчета различных параметров антенны. Ширина луча половинной мощности  $57^\circ$ , пропускная способность около 7.7%. Это получено соответствующим согласованием импеданса и высокого уровня поверхностных волн. Для расширения полосы пропускания использовалось питание с непосредственной связью, которое обеспечивает самую большую полосу пропускания, достаточно легко моделируется и имеет низкое паразитное излучение. Достигнута направленность 2.01 дБ. Это довольно высокий показатель, хотя увеличение направленности можно получить и за счет использования другого материала и толщины подложки. С помощью программного обеспечения HFSS исследуются и анализируются характеристики антенны, включая коэффициент стоячей волны по напряжению, обратные потери и диаграммы направленности в дальней зоне.

**Ключевые слова:** щелевая антенна; диапазон ISM, связанное питание, программное обеспечение Ansoft HFSS, коэффициент стоячей волны, диаграммы направленности  
УДК 621.396.67

*Для цитирования:* Моханад Абдулхамид. Моделирование щелевой двухэлементной антенны со связанным питанием. РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, 15(4):377-384. DOI: 10.17725/rensit.2023.15.377.

## Simulation of a slotted two-element antenna with coupled power

Mohanad Abdulhamid

AL-Hikma University, <https://hiuc.edu.iq/>

P.O. Box 20468-11345, Baghdad, Iraq

E-mail: [moh1hamid@yahoo.com](mailto:moh1hamid@yahoo.com)

Received Juli 15, 2023, peer-reviewed Juli 22, 2023, accepted Juli 29, 2023, published December 06, 2023.

**Abstract:** A micro-strip fed slot antenna array for the ISM band was built using standard formulas for calculating various antenna parameters. Half power beamwidth  $57^\circ$ , throughput about 7.7%. This is obtained by matching the impedance and the high level of the surface waves. To expand the bandwidth, a direct-coupled power was used, which provides the largest bandwidth, is fairly easy to model, and has low spurious radiation. A directivity of 2.01 dB was achieved. This is a fairly high figure, although an increase in directivity can also be obtained by using a different material and thickness of the substrate. HFSS software examines and analyzes antenna characteristics, including voltage standing wave ratio, return loss, and far-field radiation patterns.

*Keywords:* slot antenna; ISM range, power coupled, Ansoft HFSS software, standing wave ratio, radiation patterns

UDC 621.396.67

*For citation:* Mohanad Abdulhamid. Simulation of a slotted two-element antenna with coupled power. *RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2023, 15(4)377-384e. DOI: 10.17725/rensit.2023.15.377.

## Содержание

1. ВВЕДЕНИЕ (378)
2. МЕТОДОЛОГИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ (379)
  - 2.1. ПРОЦЕДУРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ (379)
  - 2.2. ЗАЗЕМЛЯЮЩАЯ ПЛОСКОСТЬ (380)
  - 2.3. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ РАЗРЫВЫ (380)
  - 2.4. ПИТАНИЕ МИКРОПОЛОСЫ И РАССТОЯНИЕ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ (380)
  - 2.5. СОПОСТАВЛЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ИСТОЧНИКОМ (381)
  - 2.6. ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ ТРАНСФОРМАТОР (381)
  - 2.7. МОДЕЛИРОВАНИЕ В HFSS (381)
3. HFSS МОДЕЛИРОВАНИЕ - РЕЗУЛЬТАТЫ И АНАЛИЗ (381)
  - 3.1. ГРАФИК КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ ПО НАПРЯЖЕНИЮ (381)
  - 3.2. ДИАГРАММА СМИТА (382)
  - 3.3. КОЭФФИЦИЕНТ ОТРАЖЕНИЯ И ШИРИНА ПОЛОСЫ (382)
  - 3.4. ИЗМЕНЕНИЕ ДЛИНЫ И ШИРИНЫ ЩЕЛИ (382)
  - 3.5. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ (383)
  - 3.6. ДРУГИЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫ (383)
4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ (384)
5. ЛИТЕРАТУРА (384)

## 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящей работе рассматривается щелевая антенна в виде металлической плоской пластины с вырезанными отверстиями (щелями). При возбуждении антенны источником питания её щели излучают электромагнитные волны подобно дипольной антенне. Форма и размер таких щелевых вибраторов, а также частота возбуждения определяют картину распределения этого излучения. Основными преимуществами щелевой антенны являются ее размер, простота конструкции, надежность, механическая прочность при установке на жесткие поверхности, совместимость с конструкциями монолитных микроволновых интегральных схем и удобная адаптация к массовому производству с использованием технологии печатных плат. Уникальными особенностями таких антенн являются горизонтальная поляризация излучения и всенаправленное усиление по азимуту. По сравнению с микрополосковыми антеннами щелевые антенны имеют более широкую полосу пропускания, меньшую дисперсию и меньшие потери на излучение. Щелевые антенны могут питаться по микрополосковой линии, щелевой линии или копланарному волноводу. В настоящей работе конструкция щелевой антенны питается от микрополосковой линии.

В обычной микрополосковой щелевой антенне с линейным питанием узкая прямоугольная щель

вырезается в плоскости заземления, и щель возбуждается микрополосковой фидерной линией с коротким или открытым окончанием. При такой конфигурации питания было достигнуто хорошее согласование импеданса с узкой щелью, и была получена полоса пропускания примерно 7.7%. Однако с увеличением ширины щели пропорционально увеличивается сопротивление излучения щелевой антенны. Это, в свою очередь, уменьшает полосу импеданса антенны, даже если размер щели максимальный. Существует возможность увеличения полосы пропускания широкощелевой антенны за счет завершения открытого конца фидерной линии в пределах ширины щели, хотя существенного улучшения полосы пропускания достигнуто не было. Обычными структурами питания обычных поперечных щелевых антенн являются центральное питание и питание со смещением. Центральное питание дает большую величину импеданса излучения, чем смещенное питание. Это означает, что полоса пропускания антенны с центральным питанием меньше, чем у антенны со смещенным питанием. Некоторые результаты с обсуждением конструкции щелевой антенны можно найти в [1-6].

## 2. МЕТОДОЛОГИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В качестве основы конструкции выбрана прямоугольная щель из-за простоты ее изготовления и анализа. В качестве питания используется микрополосковая линия, поскольку ее легко изготовить, легко подобрать, контролируя положение вставки питания, и довольно просто смоделировать. Предназначенная

для работы в диапазоне ISM (Industrial, Scientific, Medical, 2.5-2.6 ГГц) антенна имеет центральную частоту 2.58 ГГц и полосу пропускания 100 МГц.

### 2.1. ПРОЦЕДУРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В качестве подложки из диэлектрического материала выбрана огнестойкая (FR4) эпоксидная смола на основе стекла, тангенс угла потерь которой составляет 0.002.

Чтобы начать процедуру проектирования, необходимо задать конкретную информацию: диэлектрическую проницаемость подложки  $\epsilon_r$ , резонансную частоту  $f_r$  и высоту подложки  $h$ .

$$\epsilon_r = 4.3, f_r = 2.4 \text{ ГГц}, h = 1.6 \text{ мм.}$$

Для щелевого излучателя практическая ширина щели, обеспечивающая хорошую эффективность излучения, равна

$$W = 0.1\lambda_g = 7 \text{ мм}, \quad (1)$$

где  $\lambda_g$  — диэлектрическая длина волны.

Начальные значения (на низких частотах) эффективной диэлектрической проницаемости называются статическими и рассчитываются как

$$W/h > 2,$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-2} = 3.27. \quad (2)$$

Фактическая длина щели определяется как

$$L = 0.5\lambda_g = 35 \text{ мм.} \quad (3)$$

Для эффективной передачи мощности от линии трансмиссии к щелевой антенне входное сопротивление щелевой антенны должно быть согласовано с характеристическим сопротивлением линии передачи. Замечено, что импеданс линии трансмиссии, присоединенной к излучающему краю, увеличивался по мере приближения к центру

прорези. Поэтому, в зависимости от характеристического сопротивления линии трансмиссии, соответствующая точка на щели выбирается расчетным путем в качестве точки питания. Питание вне центра используется с расстоянием от края, рассчитываемым как:

$$0.05\lambda_g = 3.5 \text{ мм.} \quad (4)$$

## 2.2. ЗАЗЕМЛЯЮЩАЯ ПЛОСКОСТЬ

Как часть щелевой антенны, пластина заземления должна быть бесконечного размера, но реально это неприменимо, кроме того, желателен небольшой размер пластины заземления. На практике было установлено, что импеданс микрополоски с конечной шириной заземления практически равен значению импеданса с бесконечной шириной заземления, если ширина заземления  $> 3W$ . Заземляющая пластина выбрана в размере 100 мм в длину и 97.5 мм в ширину.

## 2.3. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ РАЗРЫВЫ

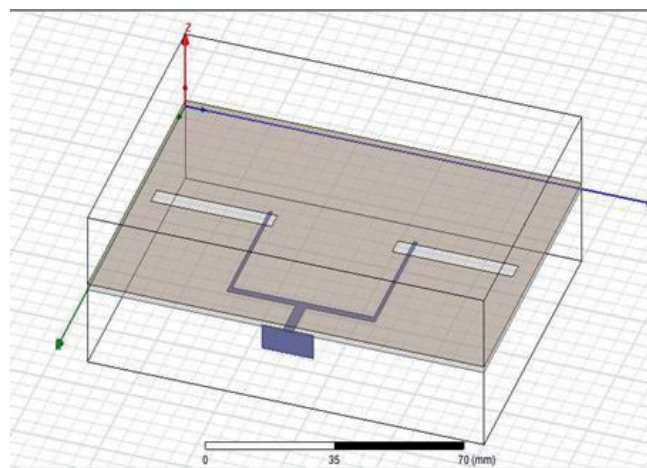
Поверхностные электромагнитные волны распространяются по диэлектрическому интерфейсному слою микрополоски. Моды распространения поверхностных волн практически поперечные электрические (TE) и поперечные магнитные (TM). Поверхностные волны обычно возникают на любом разрыве микрополоски. После генерации они перемещаются, соединяясь с другими микрополосками цепи, уменьшая изоляцию между различными сетями и затухание сигнала. Поверхностные волны являются причиной перекрестных помех, связи и затухания в многомикрополосковой схеме. По этой причине поверхностные волны всегда являются нежелательным явлением.

Разрыв в микрополоске обусловлен резким изменением

геометрии полоскового проводника, а также изменением распределения электрического и магнитного полей вблизи разрыва. Изменение распределения электрического поля приводит к изменению емкости, а изменение распределения магнитного поля — к изменению индуктивности.

## 2.4. ПИТАНИЕ МИКРОПОЛОСЫ И РАСТОЯНИЕ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ

Для двухэлементного массива на **Рис. 1** для реализации четного числа синфазных элементов щели необходимо тщательно спроектировать питающую сеть. Расстояние от источника сверхминиатюрной версии А (SMA) с сопротивлением 50 Ом до каждого элемента щели должно быть одинаковым или кратным  $\lambda$ . Неравные длины линий производят фазовые сдвиги, которые дают фиксированные лучи, которые будут сканироваться в сторону от борта. 50-омная микрополосковая линия питается от 50-омного источника SMA. При разработке эффективного синфазного излучателя расстояние между щелевыми элементами необходимо оптимизировать, чтобы обеспечить максимальное усиление. Разделительное расстояние  $\lambda/2$  обеспечивает



**Рис. 1.** Модель двухэлементной щелевой антенны.

оптимальное усиление. В изготовленной конструкции это расстояние равно 35 мм.

## 2.5. СОПОСТАВЛЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ИСТОЧНИКОМ

Волновое сопротивление линии передачи микрополоскового питания рассчитывалось относительно полного сопротивления источника. Характеристическое сопротивление линии передачи от источника по отношению к полному сопротивлению источника составляло

$$Z_0 = Z_s, Z_0 = 50 \text{ Ом.} \quad (5)$$

## 2.6. ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ ТРАНСФОРМАТОР

Для входного импеданса линии передачи длиной  $L$  с волновым импедансом  $Z_0$ , подключенным к нагрузке с полным сопротивлением  $Z_A$ :

$$Z_{in}(-L) = Z_0 \left[ \frac{Z_A + jZ_0 \tan(\beta L)}{Z_0 + jZ_A \tan(\beta L)} \right], \quad (6)$$

Когда длина трансформатора составляет четверть длины волны, то

$$Z_{in}\left(L = \frac{\lambda}{4}\right) = \frac{Z_0^2}{Z_A}. \quad (7)$$

Таким образом, при использовании линии передачи с характеристическим сопротивлением 50 Ом врезная фидерная линия на 50 Ом согласуется с

$$Z_0 = \sqrt{50 \cdot 50} = 50 \text{ ohms},$$

где  $Z_0$  = характеристический импеданс четвертьволнового трансформатора.

Это гарантировало, что никакая мощность не будет отражаться обратно в точку питания SMA, когда она подает мощность на антенну.

Длина четвертьволнового трансформатора рассчитывается как

$$L = \lambda_g / 4 = 17.5 \text{ мм.} \quad (8)$$

## 2.7. МОДЕЛИРОВАНИЕ В HFSS

Антенная решетка спроектирована с использованием программного обеспечения Ansoft HFSS 13.0. HFSS — это полноволновый трехмерный симулятор электромагнитного поля. HFSS использует численный метод конечных элементов (FEM). Это процедура, при которой структура подразделяется на множество более мелких подразделов, называемых конечными элементами. Конечные элементы, используемые HFSS, представляют собой тетраэдры, а весь набор тетраэдров называется сеткой. Решение находится для полей внутри конечных элементов, и эти поля взаимосвязаны, так что уравнения Максвелла удовлетворяются через границы между элементами, что дает решение поля для всей исходной структуры. Как только решение поля найдено, определяется обобщенное решение S-матрицы. Онj может рассчитывать и отображать излучение как в ближней, так и в дальней зоне, а также вычислять важные параметры антенны, такие как коэффициент усиления и эффективность излучения. Это программное обеспечение используется для изменения размеров щели.

## 3. РЕЗУЛЬТАТЫ И АНАЛИЗ МОДЕЛИРОВАНИЯ HFSS

### 3.1. ГРАФИК КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

На Рис. 2 показан график КСВН (коэффициента стоячей волны по напряжению – voltage standing wave ratio, VSWR) для проектируемой антенны. Значение КСВН должно находиться в диапазоне от 1 до 2. КСВН используется в качестве меры эффективности для линий передачи, электрических кабелей,

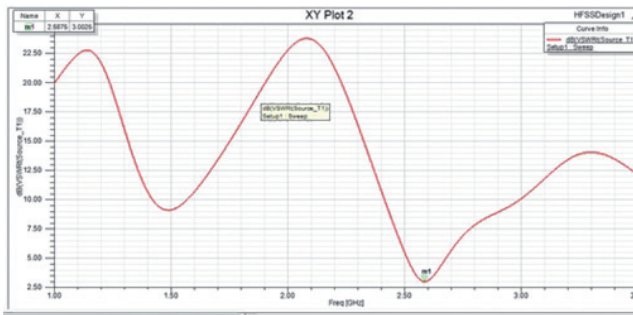


Рис. 2. График КСВН.

передающих радиочастотные сигналы, используемых для таких целей, как соединение радиопередатчиков и приемников с их антеннами.

### 3.2. ДИАГРАММА СМИТА

Диаграмма Смита представляет собой графическое представление нормализованного характеристического (волнового) импеданса. Она предоставляет информацию о согласовании импеданса излучающей щели. Диаграмма Смита для спроектированной щелевой антенной решетки, показанная на Рис. 3, показывает входное сопротивление  $50.78 + 10.5i$  Ом на резонансной частоте 2.58 ГГц. Величина входного импеданса составляет 51.85, т.е. показывает, что точное согласование не достигается. Это происходит из-за смещения положения подачи питания в сторону от края плоскости заземления.

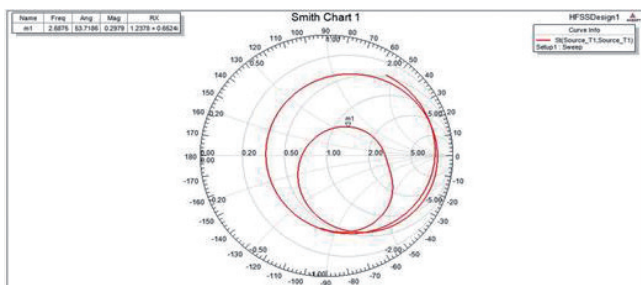


Рис. 3. Диаграмма Смита для щелевой антенной решетки.

### 3.3 Коэффициент отражения и ширина полосы

На Рис. 4 показан коэффициент отражения  $[S_{11}]$  спроектированной антенны в дБ.  $S_{11}$  дает коэффициент отражения во вставленном положении облучателя, где подается вход на микрополосковую щелевую антенну. Для приемлемой работы оно должно быть меньше  $-10$  дБ. Это показывает, что спроектированная антенна имеет резонансную частоту 2.58 ГГц.

Полоса смоделированного импеданса около 200 МГц (2.5022–2.7023 ГГц) достигается при коэффициенте отражения  $-10$  дБ ( $KCBH \leq 2$ ). Значение коэффициента отражения, достигаемое на этой резонансной частоте, равно  $-15.33$  дБ. Это значение коэффициента отражения свидетельствует о хорошем согласовании в частотной точке ниже диапазона  $-10$  дБ.

### 3.4 ИЗМЕНЕНИЕ ДЛИНЫ И ШИРИНЫ ПАЗА

Размеры, рассчитанные в процедуре проектирования, используются для создания двухэлементной щелевой антенной решетки. Чтобы сместить минимумы  $S_{11}$  в сторону желаемой центральной частоты, изменяются длина и ширина щели.

На расчетной частоте 2.58 ГГц ширина щелевой антенны варьируется в пяти значениях, начиная с 5.0 мм до 7.0 мм с

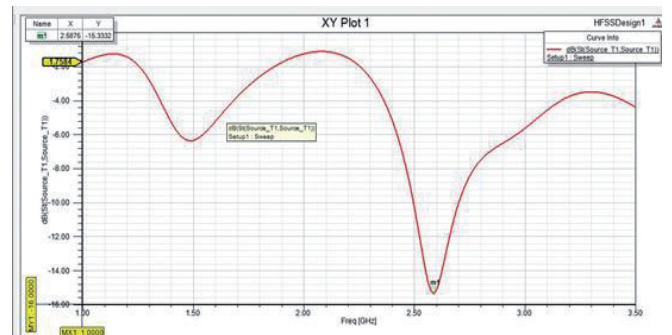


Рис. 4. Обратные потери  $S_{11}$ , полученные для щелевой антенной решетки.

Таблица 1

Результаты моделирования щелевой антенны при регулировке ее ширины

Ширина, мм	Резонансная частота (ГГц)	Возвратные потери S11 (дБ)	Полоса пропускания (МГц)
5.0	2.71	-10.5	165
5.5	2.68	-14.9	173
6.0	2.64	-25.5	188
6.5	2.62	-18.74	195
7.0	2.58	-15.33	200

шагом 0.5 мм, а длина регулируется по сопротивлению согласования. Результаты моделирования обратных потерь S11, резонансной частоты и ширины полосы представлены в Таблице 1. Из нее видно, что изменение ширины щелевой антенны влияет на резонансную частоту. Когда ширина щели увеличивается, резонансная частота уменьшается, а полоса пропускания расширяется. Следовательно, если мы увеличим ширину щели, длину щели следует уменьшить, чтобы добиться той же резонансной частоты и более широкой полосы пропускания.

### 3.5 ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ

Диаграммы направленности в плоскости E,  $\Phi = 0^\circ$  и  $\Phi = 90^\circ$  показаны на Рис. 5 и Рис. 6 соответственно.

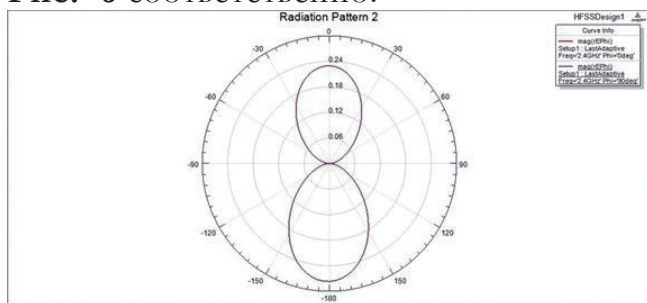


Рис. 5. Диаграмма направленности E-total на частоте 2.58 ГГц в плоскости xz ( $\Phi = 0^\circ$ ).

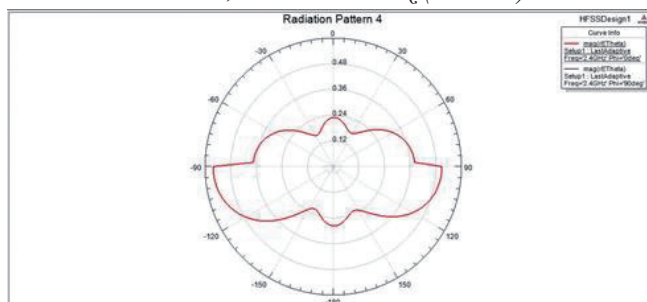


Рис. 6. Диаграмма направленности E-total на частоте 2.58 ГГц в плоскости yz ( $\Phi = 90^\circ$ ).

### 3.6 ДРУГИЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫ

В Таблице 2 показана сводка параметров антенны из программного обеспечения HFSS. Направленность и КПД равны 2.0109 и 62.5%, что дает коэффициент усиления антенны 1.25. Переднее отношение к заднему составляет 1.2224

Таблица 2

Сводка параметров антенны

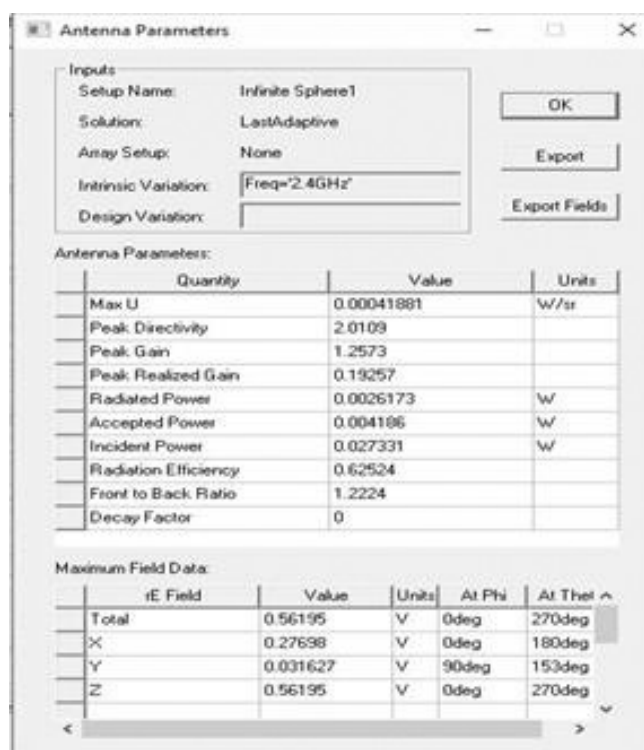


Рис. 7 показывает E-плоскость и H-плоскость, в которых антенна имеет два основных лепестка, которые сдвинуты по фазе на  $180^\circ$  друг к другу. Он используется для определения ширины луча на половинной мощности для диаграмм направленности, поскольку можно легко выделить пики и точки на 3 дБ ниже них.

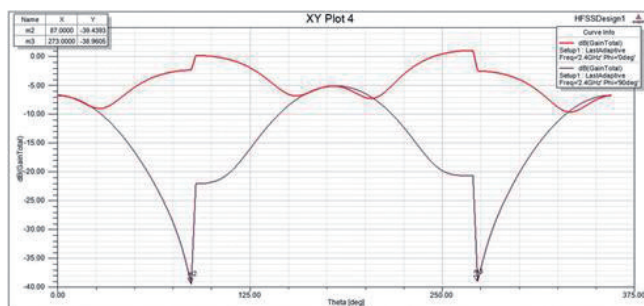


Рис. 7. Шаблоны E-Plane и H-Plane в прямоугольных координатах.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлена модифицированная щелевая антенна, питаемая микрополосковой линией сопротивлением 50 Ом. Кроме того, размер реализованной антенной решетки может быть увеличен. Более того, две прямоугольных щели встроены в пластину заземления для увеличения усиления антенны. Благодаря оптимизированной геометрии реализованная антенна обеспечивает полосу пропускания 7.7%.

Расчет размеров щелей и настройка параметров антенны с помощью программного обеспечения для моделирования Ansoft HFSS позволил улучшить коэффициент усиления, полосу пропускания и диаграмму направленности спроектированной щелевой антенны. Реализованную антенну можно использовать в качестве низкопрофильной недорогой антенны для беспроводных приложений в диапазоне ISM.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ochieng E. *A 2.4 GHz slot antenna array*. Graduation Project, University of Nairobi, Kenya, 2016.
2. Kim J, Ahn C. Small dual-band slot antenna using capacitor loading. *Microwave and Optical Technology Letter*, 2017, 59(9):2126-2131.
3. Kulkarni S, Kasabegoudar V. Bandwidth enhancement of compact circular slot antenna for UWB applications. *Global Journal of Researches in Engineering (F)*, 2017, 17(1), Version 1.0.
4. Parvathy A, Thomaskutty M. A printed tree fractal based cross slot antenna for 2.45 GHz. *Procedia Computer Science*, 2017, 115:80-86.
5. Kuma S, Shanmuganantham T. Design of clover slot antenna for biomedical applications. *Alexandria Engineering Journal*, 2017, 56(3):313-317.
6. Fernandez M, Espinosa H, Thiel D, Arrinda A. Wearable slot antenna at 2.45 GHz for off-body radiation: Analysis of efficiency, frequency shift, and body absorption. *Bioelectromagnetics*, 2018, 39(1):25-34.

**Моханад Абдулхамид**

*Ph.D*

AL-Hikma University

**P.O. Box 20468-11345, Baghdad, Iraq**  
**moh1hamid@yahoo.com.**