

АНТЕННЫЙ МОДУЛЬ RFID СЧИТЫВАТЕЛЯ УВЧ ДИАПАЗОНА С РАЗДЕЛЕНИЕМ ТРАКТОВ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В КРУГОВОМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОМ БАЗИСЕ

ВЕЙ ПХЬО У., В. Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: kirylchuk@bsuir.by

Аннотация. Приводится описание конструкции и электродинамическая модель антенного модуля для моностатической конфигурации RFID считывателя УВЧ диапазона, обеспечивающего возможность одновременного приема и передачи сигналов на ортогональных круговых поляризациях поля. Представлены результаты численного моделирования основных параметров антенного модуля в диапазоне частот (865-868) МГц.

Abstract. Abstract. The article describes the design and electrodynamic model of the antenna module for the monostatic configuration of the UHF RFID reader, which provides the ability to simultaneously receive and transmit signals on orthogonal circular polarizations of the field. The results of numerical modeling of the main parameters of the antenna module in the frequency range (865-868) MHz are presented.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, сенсорные RFID системы, пассивные RFID метки, антенны RFID считывателей УВЧ диапазона.

Введение

В настоящее время ультравысокочастотная радиочастотная идентификация (UHF RFID) рассматривается в качестве одной из ключевых технологий «Интернет вещей» (англ. IoT- Internet of Things) [1,2]. Технология RFID изначально разрабатывалась для идентификации объектов, однако, в последнее время наметились тенденции для создания на ее основе RFID технологии беспроводных сенсорных сетей (БСС) [3,4]. В простейшей конфигурации БСС состоит из управляющей приемопередающей базовой станции (БС) или считывателя и одного или нескольких RFID-сенсорных транспондеров (СТ), обеспечивающих мониторинг состояния окружающей среды и объектов (ОСиО). Для снижения затрат на развертывание крупномасштабных БСС необходимо использовать малогабаритные недорогие сенсорные узлы (СУ) со сверхмалым энергопотреблением, которые в рамках аппаратных ограничений и компромисса между эффективностью антенны и потребляемой мощностью могут быть реализованы на основе пассивных или полупассивных RFID сенсорных транспондеров (СТ) УВЧ диапазона. Каждый СУ позволяет измерять один или несколько параметров ОСиО (температура, влажность, давление, динамические пространственные параметры объектов и др.) и передавать их на одну или большее количество БС в соответствии с протоколом EPC global Class (1-3) Gen-2 (ISO/IEC 18000-63 тип C). Как правило, функционирование, таких систем, происходит в условиях ограниченного пространства и сложной электромагнитной обстановке, при наличии множественных местных предметов. Ограниченное пространство и местные предметы существенно усложняют процессы РРВ, в связи с чем, пространственно-поляризационная структура ЭМП в радиолинии связи характеризуется значительной неоднородностью, что в свою очередь приводит к резкому изменению рабочих параметров БСС. На системном уровне основным параметром, характеризующим эффективность работы пассивной RFID системы УВЧ диапазона, является зона эффективного взаимодействия (ЗЭВ). ЗЭВ принято характеризовать максимальным расстоянием между считывателем и меткой, на котором обеспечивается информационный обмен данными с заданной вероятностью ошибки. Однако из-за сложной интерференционной структуры поля ЗЭВ в зависимости от расстояния между считывателем и меткой описывается не монотонной функцией, а содержит ряд экстремумов с ярко выраженными максимумами и минимумами. Диапазон изменений уровня сигнала может превышать 25...30 дБ. Для активации СТ или метки необходим некоторый минимальный уровень мощности, именуемый пороговой чувствительностью метки (ПЧМ). Если уровень напряженности поля в области расположения метки меньше ПЧМ метка переходит в нерабочее состояние. Наличие минимумов в ЗЭВ обуславливает возникновение так называемых мертвых зон, где считывание метки становится ненадежным или невозможным [5]. В [6,7] показано, что улучшить однородность пространственно-поляризационной структуры поля в

многолучевом канале связи можно за счет использования сигналов с круговой поляризацией поля. Для реализации данного метода в считывателе необходимо использовать антенно-фидерный тракт (АФТ) с возможностью разделения направлений передачи и приема сигналов по поляризационному признаку, в частности, в круговом поляризационном базисе.

Компоненты и структура АФТ

Приемо-передающая антенна и диплексер представляют собой антенно-фидерный тракт (АФТ), который может рассматриваться как интерфейс между радиолинией связи и приемопередатчиком считывателя. С одной стороны АФТ должен обеспечивать формирование таких зондирующих сигналов, которые бы минимально были подвержены искажениям в радиолинии связи при обеспечении минимальных поляризационных потерь между антеннами считывателя и меток. С другой стороны АФТ должен обеспечить максимальную развязку между трактами приема и передачи считывателя с целью предотвращения эффекта блокирования, а также уменьшения проникновения из передатчика считывателя фазовых шумов колебания несущей частоты (КНЧ) во входные цепи приемника. Следует отметить, что эффекты проникновения (просачивания) энергии КНЧ в тракт приема связаны не только собственно диплексером, но и возможны через радиолинию связи (отраженные и дифракционные поля, формируемые местными предметами и поверхностями, ограничивающими пространство распространения радиоволн). Разделение трактов приема и передачи по поляризационному признаку (например, передача - поляризация правого вращения, прием - левого вращения или наоборот) с развязкой порядка 30 дБ позволяет исключить из приемопередающего тракта считывателя циркулятор или направленный ответвитель мощности и тем самым снизить потери в трактах приема и передачи, повысить чувствительность приемника и уменьшить стоимость считывающего устройства в целом. Анализ возможных конструкций антенн показал, что для обеспечения требуемых характеристик, антенно-фидерный тракт может быть реализован на основе микрополосковых излучателей (МПИ), так называемых патч излучателей, квадратной или круглой формы (рис.1) при возбуждении в них двух ортогональных низших мод, (например, E_{100} и E_{010} для квадратного излучателя (рис.2)), равной амплитуды и разностью фаз этих колебаний $\pm\pi/2$

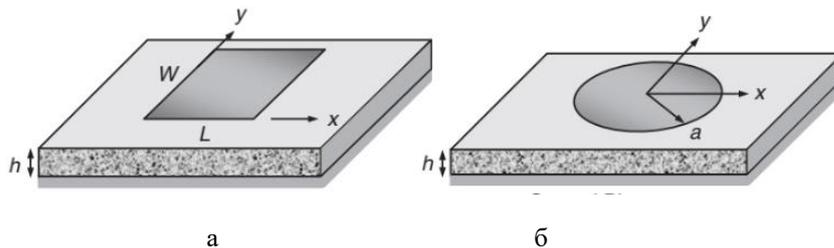


Рис.1. Прямоугольная (а) и круглая (б) микрополосковые патч антенны

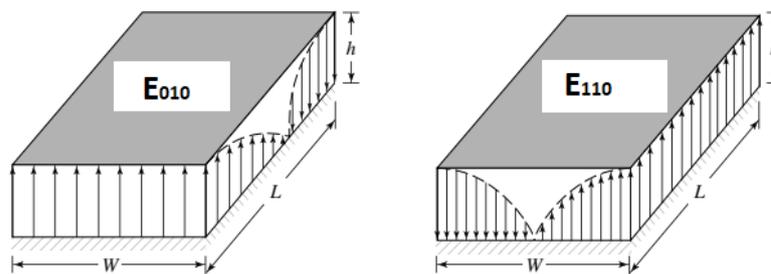


Рис.2. Структуры электрического поля для двух основных мод в прямоугольном МПИ

Реализации данного способа формирования поля круговой поляризации осуществляется с помощью 3-дБ квадратурного моста (рис. 3). Такая двухточечная схема питания препятствует возбуждению высших типов колебаний в резонаторе и обеспечивает стабильную поляризацию поля излучения в рабочей полосе частот, а сам квадратурный мост, может рассматриваться как поляризационный разделитель сигналов круговой поляризации.

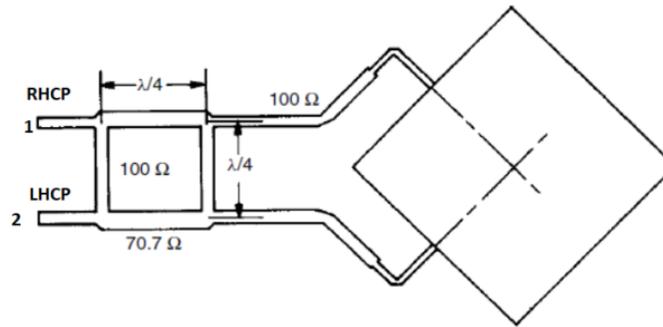


Рис.3. Схема питания квадратного МПИ для формирования ортогональных круговых поляризаций поля

Рабочая полоса частот ΔF на резонансной частоте f_0 зависит от добротности МПИ излучателя Q , выполненного на диэлектрической подложке толщиной h с эффективной относительной диэлектрической проницаемостью ε_e , приблизительно определяется по формуле [8]:

$$\Delta F \approx f_0/Q \approx 4f_0h/c\sqrt{\varepsilon_e}, \quad (1)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ (м/с).

Из (1) следует, что для расширения полосы частот ΔF необходимо использовать подложки большой толщины h и низким значением диэлектрической проницаемости ε_e . Однако, существует ограничение на увеличение полосы частот ΔF за счет увеличения толщины подложки h . Максимально достижимая ΔF составляет примерно 15% при толщине h , равной примерно 0,15 длины волны в свободном пространстве. При дальнейшем увеличении толщины подложки поле не будет когерентно связываться между патчем и плоскостью заземления. Для расширения рабочей полосы частот может быть использован дополнительный пассивный резонатор, который устанавливается над активным патчем [8].

Улучшение поляризационной характеристики излучения можно обеспечить за чет установки в центре активного излучателя короткозамкнутого штыря. Дополнительный штырь не влияет на поля основных колебаний, так как он расположен в точке, в которой оба колебания имеют нуль электрического поля. При этом он эффективно подавляет реактивные поля и уменьшает уровень паразитного влияния друг на друга элементов возбуждения.

Конструкция и электродинамическая модель АФТ

В качестве расчетной модели использовалась конструкция антенно-фидерного модуля (АФМ) содержащая излучающий двухмодовый резонатор (ИДМР), вспомогательный пассивный резонатор (ВПР), поляризационный разделитель (ПР), крышка-обтекатель (КО) и защитный корпус (ЗК) (рис. 4). В качестве основы корпуса АФМ может быть использован прямоугольный пластиковый бокс типа SANEN 200x200x80 IP 65 с доработкой внутренней боковой поверхности.

Излучающий двухмодовый резонатор состоит из платы активного излучателя (АИ) и электродинамического экрана (ЭДЭ). Поляризационный разделитель (ПР) представляет собой квадратурный 3-дБ микрополосковый мост (МПМ), выполненный на основе симметричной микрополосковой линии передачи. (рис.5). Плата МПМ собирается из двух полуплат, изготавливаемых из двухстороннего фольгированного армированного фторопласта марки ФЛАН-2,8 толщиной 2 мм. Лицевые стороны полуплат полностью металлизированы. На внутренней стороне первой полуплаты методом травления изготавливается топология рисунка МПМ.

На второй полуплате (с внутренней стороны, прилегающей к топологическому рисунку МПМ первой полуплаты) металлизация полностью удаляется. Габаритные размеры платы ПР составляют 100x100 кв.мм.

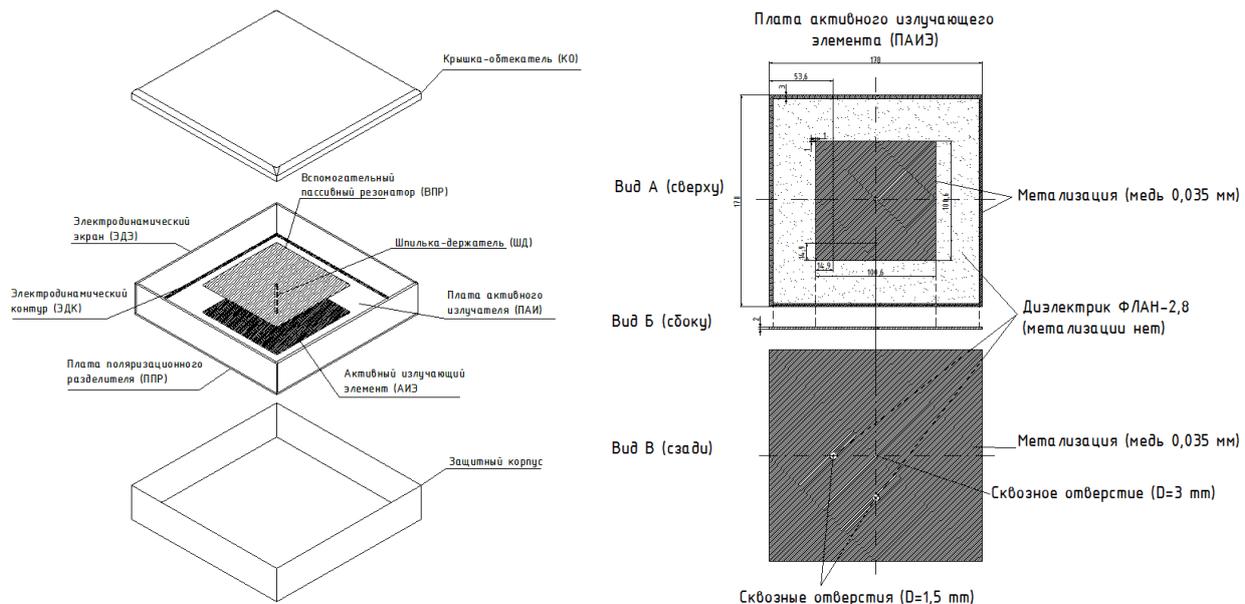


Рис. 4. Эскиз конструкции антенно-фидерного модуля

Плата АИ квадратной формы изготовлена из двухстороннего фольгированного армированного фторопласта марки ФЛАН-2,8 толщиной 2 мм имеет габаритные размеры 178 x 178 кв. мм. На лицевой стороне в центре платы излучателя расположен активный излучающий элемент (АИЭ), представляющий собой микрополосковый пэтч-резонатор квадратной формы с размером сторон 100,6 мм. Возбуждение АИЭ осуществляется, через развязанные плечи ПР. Для улучшения согласования точки возбуждения АИЭ (пэтч-резонатора) смещены от его кромки на 14,9 мм к центру платы АИ. По периметру платы АИ выполнен контур электродинамического экрана (КЭДЭ) в виде медной полосы шириной 3 мм.

Плата АИ устанавливается в ЭДЭ, представляющий собой 35 мм отрезок прямоугольного волновода квадратной формы (ПВКФ) с размерами внутренней стороны 178 мм, таким образом, чтобы обеспечить с КЭДЭ гальванический контакт (например, методом пайки). Толщина ПВКФ составляет 2 мм. Таким образом, габаритные размеры ИДМР совместно с ЭДЭ составляют 182 x 182 x 35 мм.

Плата поляризационного разделителя устанавливается в нижней части платы АИ, таким образом, чтобы плечи 2 и 3 квадратурного моста (рисунок 5) совпали с точками возбуждения АИ. Фиксация платы ПР на плате АИ осуществляется посредством спайки металлизированных поверхностей, а также при помощи шпильки-держателя с гайками в центральной части плат. Шпилька-держатель выполняет одновременно функцию короткозамкнутого шлейфа. Возбуждения точек питания АИ плечами 2 и 3 ПР – гальваническое и осуществляется посредством медных цилиндрических перемычек диаметром 1мм и длиной 4,5 мм. Таким образом, габаритные размеры ИДМР совместно с ЭДЭ и платой ПР составляют 182 x 182 x 39 мм.

Вспомогательный пассивный резонатор выполнен из алюминиевой пластины толщиной 1,5 мм, имеет квадратную форму с размером стороны 100,6 мм. ВПР устанавливается симметрично над АИЭ на расстоянии 34,5 мм от поверхности платы АИ посредством шпильки-держателя (ШД) и гаек М3. Резьбовая часть шпильки допускает плавную регулировку высоты установки ВПР над АИЭ, чем достигается точная настройка частотных характеристик АФМ с учетом влияния КО и ЗК.

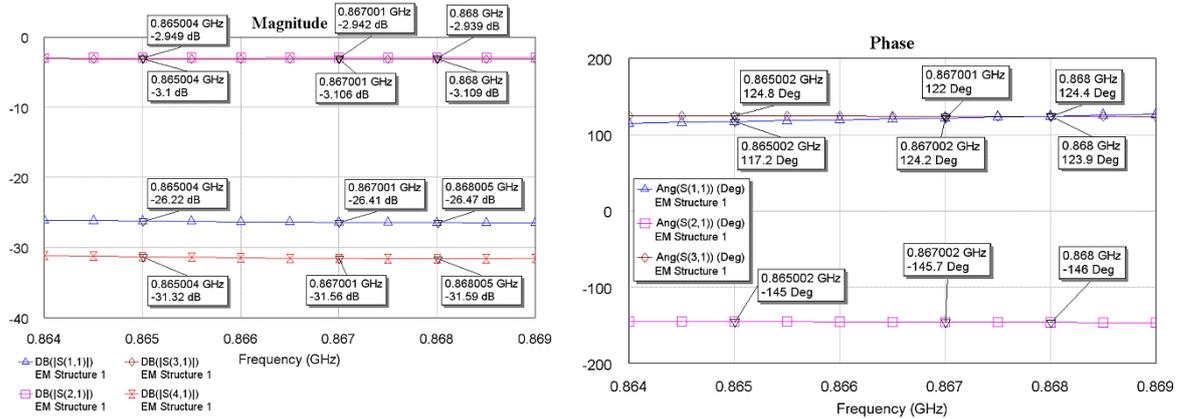


Рис. 7. Частотная зависимость модуля и фазы S-парметров оптимизированной модели поляризационного разделителя

Результаты моделирования частотных зависимостей модуля и фазы S-парметров для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рис. 8

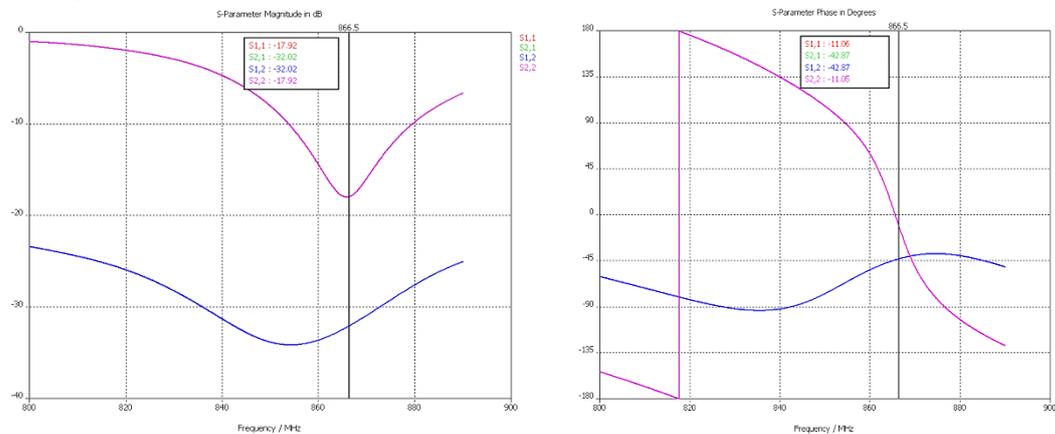


Рис. 8. Частотные зависимости модуля и фазы S-парметров для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем по каждому из портов возбуждения

Результаты моделирования частотных зависимостей входного импеданса и КСВ для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рис. 9

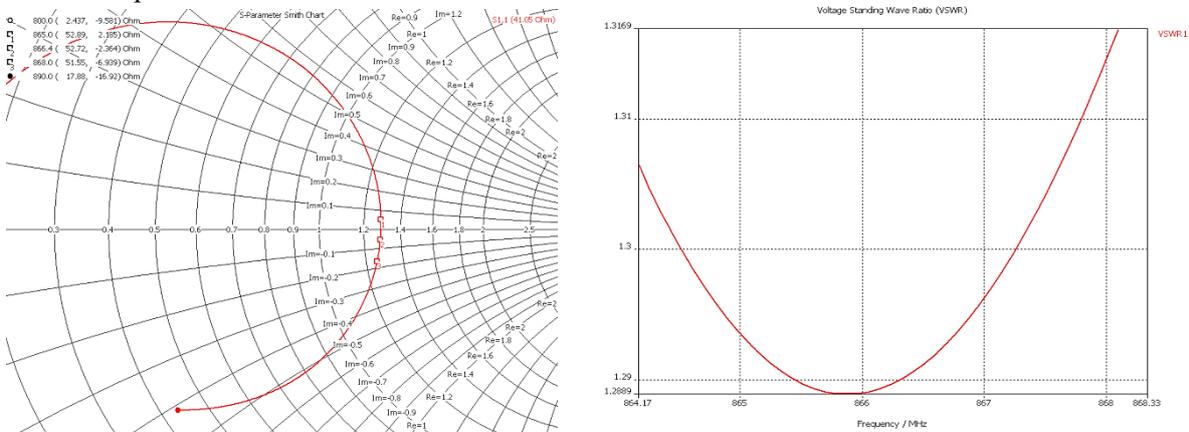


Рис. 9. Частотные зависимости входного импеданса и КСВН для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем по каждому из портов возбуждения

На рис.10 представлены диаграммы направленностей модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем на согласной и крессовой поляризации при возбуждении двух портов равными амплитудами и разностью фаз 90° .

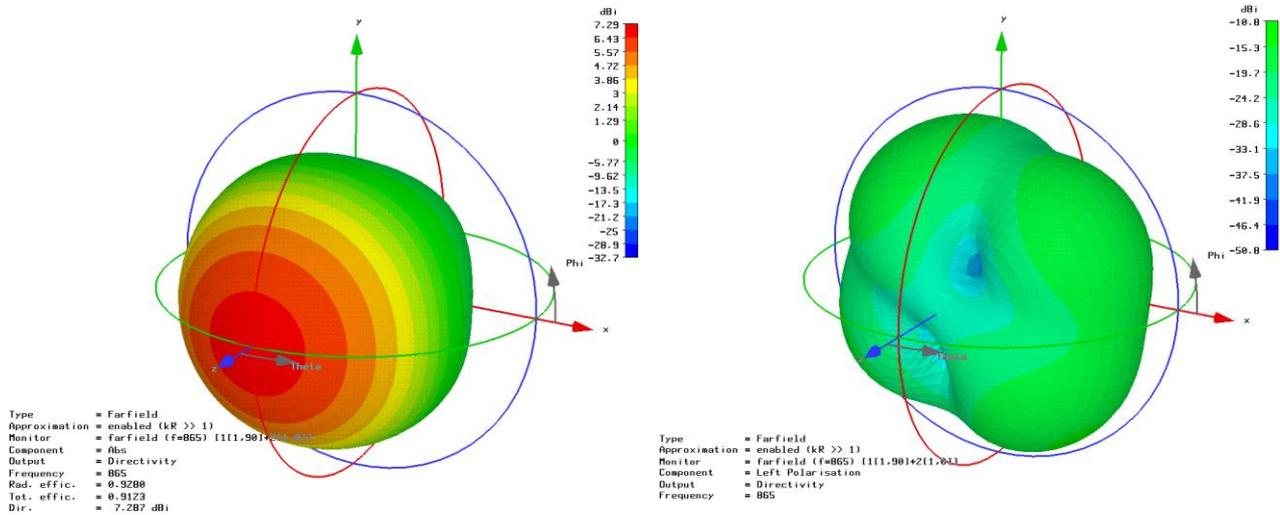


Рис.10. Диаграммы направленностей модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем на согласной и крессовой поляризации при возбуждении двух портов равными амплитудами и разностью фаз 90°

На рис.11. показана расчетная диаграмма коэффициента эллиптичности поля для модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° .

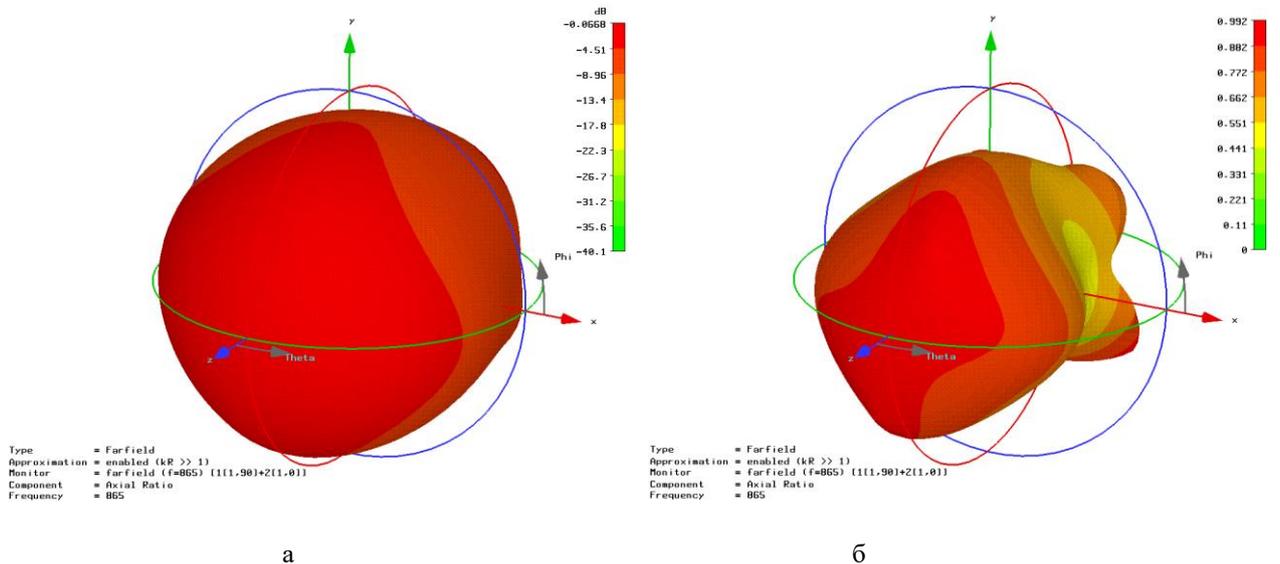


Рис. 11. Диаграмма коэффициента эллиптичности поля модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° :
а – логарифмический масштаб; б – относительных единицах

На рис.12а приведена диаграмма коэффициента эллиптичности поля модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° в сечении максимального направленного действия.

Рисунок 12б иллюстрирует расчетную диаграмму направленности в вертикальной плоскости модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° на согласной поляризации в сечении минимальной эллиптичности поля.

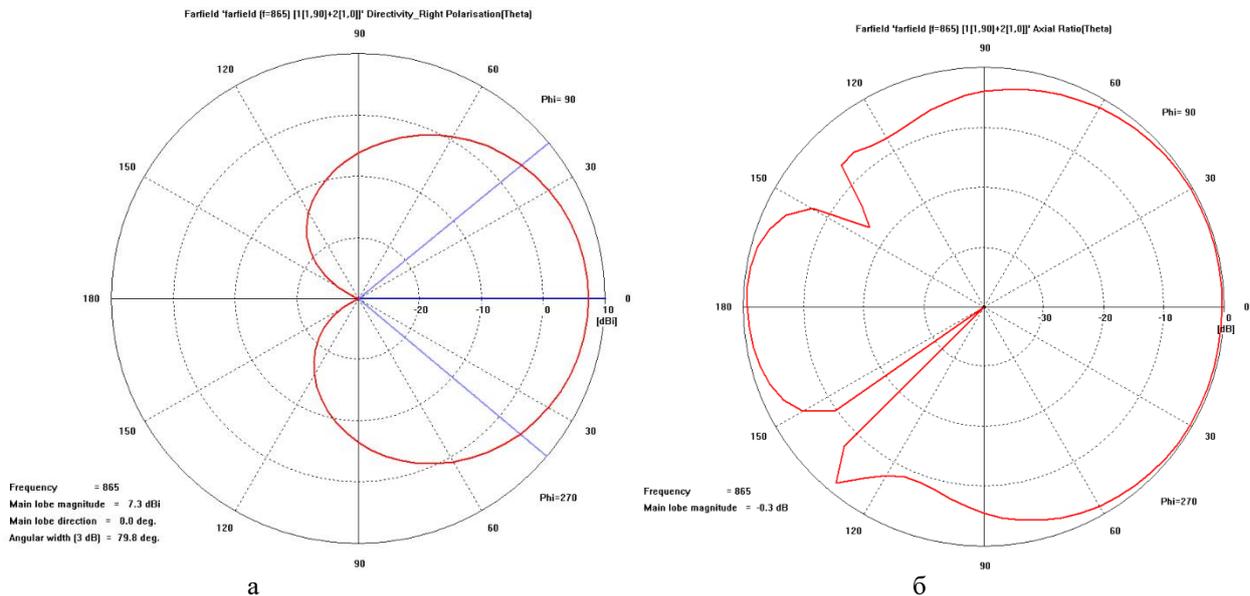


Рис. 12. а- диаграмма направленности в вертикальной плоскости модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° на согласной поляризации в сечении минимальной эллиптичности поля; б- диаграмма коэффициента эллиптичности поля модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° в сечении максимального коэффициента направленного действия –а:

Результаты моделирования частотной зависимости развязки между портами модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рис.13.

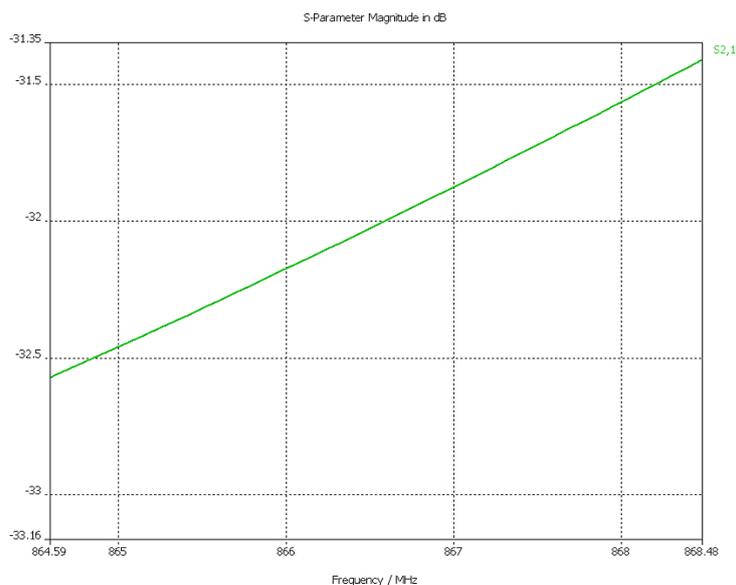


Рис. 13. Частотная зависимость развязки между портами модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем.

Таким образом, приведенные на рисунках 7-13 результаты численного моделирования излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем, а также результаты расчетных параметров поляризационного разделителя показывают, что разработанная модель и конструкция АФМ могут быть использованы для построения антенно-фидерных трактов перспективных RFID считывателей.

Заключение

В работе рассмотрена конструкция антенно-фидерного модуля (АФМ), ориентированного на использование в качестве антенно-фидерного тракта RFID считывателей УВЧ диапазона с разделением трактов приема и передачи сигналов по поляризационному признаку. Для предложенной конструкции разработана электродинамическая модель АФМ и проведено численное моделирование основных характеристик. Результаты численного моделирования показали, что оптимизированной модели АФМ позволяет получить следующие параметры рабочем диапазоне частот 865-868 МГц: коэффициент направленного действия не менее 7дБ; коэффициент стоячей волны по каждому порту не хуже 1,3; развязка между трактами приема и передачи не хуже 30 дБ при коэффициенте эллиптичности поля не более 2дБ в секторе углов излучения 70° .

Список использованных источников

1. L. Tan and N. Wang, «Future Internet: The Internet of Things» in Proc. 3rd Int. Conf. Adv. Comput. Theory Eng. (ICASTE), vol. 5, Aug. 2010, pp. V5-376_V5-380.
2. A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, and M. Ayyash, «Internet of Things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications», IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 17, no. 4, pp. 2347-2376, 4th Quart., 2015.
3. Sample and J.R. Smith. The wireless identification and sensing platform. In J.R. Smith, editor, Wirelessly powered sensor networks and computational RFID), New York, 2013. Springer SBM.
4. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155
5. Попов А.А., Кирильчук В.Б. «Влияние поляризации на уровень интерференционных замираний в многолучевом канале связи» Третий Международный Радиоэлектронный Форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». (МРФ-2008). Том 2. Конференция «Телекоммуникационные системы и технологии» (ТСТ-2008), секция 2 - «Телекоммуникационные системы и их элементы» 22-24 октября 2008г., г. Харьков, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, с. 231.
6. Способ и устройства для уменьшения интерференционных замираний сигналов при распространении радиоволн в многолучевом канале связи /Кирильчук В.Б., Лихачевский Д.В., Попов А.А., Чернуха Б.Н. Патент № 14992 от 14.03.2008 зарегистрирован в Гос. реестре изобретений 13.07.2011.
7. Способ повышения помехозащищенности RFID систем УВЧ-диапазона и устройство для его реализации. Евразийский патент №032987 от 30.08 2019г. (авторы Кирильчук В.Б., Кижлай И.Н., Парфенович Т.Н., Попов А.А.)
8. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь. 1986.