

УДК 621.373.4:621.396.67

БЕСПРОВОДНОЙ МОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ RFID И РЕЗОНАНСНЫХ СВОЙСТВ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ПАССИВНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИДЕНТИФИКАТОРОВ УВЧ ДИАПАЗОНА

КИРИЛЬЧУК В. Б., КИЖЛАЙ И. Н., ПОПОВ А. А.

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

E-mail: kirylichuk@bsuir.by, kafirt1@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрены конфигурация и алгоритм функционирования сенсорной RFID системы, предназначенной для мониторинга локальных параметров окружающей среды и объектов (ОСиО) с использованием пассивных сенсорных транспондеров (СТ). Приведены расчетные соотношения для определения энергетических характеристик в «прямой» и «обратной» радиолиниях связи между считывающим устройством и пассивными СТ. Определены требования к частотным свойствам антенны при использовании ее в качестве сенсора параметров ОСиО. Показано, что с помощью разработанного алгоритма, устойчивый контроль параметров ОСиО можно осуществить на расстояниях не менее 5 м.

Abstract. The configuration and algorithm of operation of a sensory RFID system designed for monitoring local parameters of the environment and objects (LPoEaO) using passive sensor transponders (PST) are considered. The calculated ratios for determining the energy characteristics in the "forward" and "reverse" radio links between the reader and PST are given. The requirements for the frequency properties of the antenna when using it as a sensor of the LPoEaO are determined. It is shown that with the help of the developed algorithm, stable control of the LPoEaO can be carried out at distances of at least 5 m.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, сенсорные RFID системы, пассивные RFID метки, беспроводные сенсорные идентификационные платформы (WISP), кольцевой разомкнутый резонатор (SSR).

Введение

Технология радиочастотной идентификации (RFID-Radio Frequency Identification) УВЧ диапазона (860 - 960 МГц), изначально разработанная для широкомасштабного отслеживания ресурсов, в настоящее время рассматривается как основа построения быстро развертываемых, дешевых, беспроводных сенсорных сетей (БСС) для мониторинга состояния окружающей среды и объектов (ОСиО) [1]. Сфера использования БСС на основе УВЧ RFID обширна и включает такие приложения как экология, промышленность, сельское хозяйство, здравоохранение, медицина, интеллектуальный дом и офис и др. [2].

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 базовых станций (БС) или считывателей в соответствии с протоколом EPC global Class (1-3) Gen-2 (ISO/IEC 18000-63 тип C). В настоящее время для СТ УВЧ диапазона, разработаны и серийно выпускаются такие микроэлектронные продукты (чипы), как EM4325 (EM Microelectronic), SL900A (AMS), ROCKY100 (Farsens), WM72016-6 (Cypress Semiconductor), WM72016 (Ramtron), Magnus-S3 (Axxon), Monza X-2K/X-8K (Impinj), основные характеристики которых приведены в таблице 1. Для связи с встроенными или дополнительно подключаемыми датчиками они оснащены цифровым интерфейсом, что предполагает использование в составе СТ микроконтроллера (МК). Необходимость использования МК значительно удорожает СУ и приводит к увеличению общей потребляемой мощности СТ, ухудшает его пороговую чувствительность ($P_{ПЧСТ} \geq -13$ дБм) и, следовательно, уменьшает дальность связи с БС, особенно при функционировании в пассивном режиме работы (режим в котором питание аналоговой и

цифровой частей СТ осуществляется от энергии радиочастотного поля БС). Поэтому использование таких СТ, как правило, оправдано при построении БСС с небольшим числом СУ, требующих высокой точности измерения контролируемых параметров ОСиО.

Одним из возможных путей снижения стоимости и потребляемой мощности пассивных СТ заключается в использовании относительно дешевых коммерческих УВЧ RFID чипов обладающих высокой пороговой чувствительностью (типовое значение современных чипов, например, NXP UCODE 8 составляет -23 дБм) интегрированных в структуру антенны, которая одновременно с основным назначением (приемом и передачей энергии ЭМП) выполняет функции сенсора (так называемые антенно-сенсорные транспондеры (АСТ) [3]. Сенсорные свойства антенны зависят от параметров ОСиО и поэтому проявляются в изменении ее электродинамических характеристик (входной импеданс, поле рассеяния, поляризационные свойства и т.п.). Так как большинство природных материалов не обладают магнитными свойствами ($\mu \approx 1$) и в основном характеризуются диэлектрической проницаемостью (ϵ), контроль параметров ОСиО целесообразно производить, основываясь на диэлькометрическом методе. Например, основываясь на измерении резонансной частоты $f_0(\epsilon)$ мощности рассеяния антенны $P_R(f_0)$ в зависимости от значения ϵ . В этом случае для повышения разрешающей способности метода ($P_R(\Delta f_0)/\Delta \epsilon$) в качестве антенн необходимо использовать открытые резонансные структуры с высокой нагруженной добротностью ($Q_H = f_0(\epsilon)/\Delta f \gg 1$), в которых потери мощности, в основном, связаны с мощностью потерь на излучение.

| Наименование чипа | Протокол Связи | Цифровой интерфейс | Пороговая чувствительность, дБм | Тип встроенного датчика |
|-------------------|----------------------|--------------------|---------------------------------|-------------------------|
| EM4325 | UHF/EPC Class-3 Gen2 | SPI | -8.3 | температура |
| SL900A | UHF/EPC Class-3 | SPI | -7 | температура |
| ROCKY100 | UHF/EPC Class-1 Gen2 | SPI | -13 | Внешний датчик |
| WM72016-6 | UHF/EPC Class-1 Gen2 | DSPI | -6 | Внешний датчик |
| Magnus-S3 | UHF/EPC Class-1 Gen2 | SPI | -16 | Температура, влажность |
| Monza X-2K/X-8K | UHF/EPC Class-1 Gen2 | I2C | -17 | Внешний датчик |

Конфигурация системы и основные теоретические предпосылки ее реализации

В простейшей (моностатической) конфигурации пассивная УВЧ RFID БСС (рис.1) состоит из БС или считывателя и N беспроводных СТ. При использовании в БСС стационарных СТ они размещаются в заданном объеме пространства (сенсорном поле) с привязкой к конкретной координатной сетке, например декартовой (x_N, y_N, z_N) с помощью уникального идентификационного кода (EPC). Передатчик считывателя (Tx) генерирует колебание несущей частоты (КНЧ), которое через дуплексер (D) (предназначен для развязки трактов приема-передачи) излучается антенной считывателя в направлении СТ. Антенна считывающего устройства формирует зону считывания (ЗС), которая в случае слабонаправленных антенн СТ, определяется диаграммой направленности считывающего устройства (ДНСчУ) и пороговой чувствительностью СТ ($P_{ПСТ}$). Если СТ находится в пределах ЗС (в пределах которой мощность КНЧ принятая СТ $P_{СТ} \geq P_{ПСТ}$), происходит активация СТ, и они способны отвечать на команды считывателя, формируемые в микропроцессоре (MP) считывателя. По запросу считывателя СТ передает в приемник (Rx) электронный идентификационный код (EPC). Управление работой УВЧ RFID БСС, осуществляется при помощи персонального компьютера (PC), оснащенного специализированным программным обеспечением (ПО).

Двухсторонний канал связи между считывателем и СТ является асимметричным, так как его параметры зависят от направления устанавливаемой связи с СТ. В «прямом канале», от считывателя к СТ (после его активации энергией ЭМП считывателя), осуществляется передача, предварительно кодированных команд управления и данных посредством амплитудной манипуляции КНЧ. В «обратном

канале», от СТ к считывателю, по командам управления считывателя осуществляется передача предварительно кодированных данных, хранящихся в банках электронной памяти СТ, посредством модуляции обратного рассеяния (МОР). МОР СТ может рассматриваться как комбинированная амплитудно-фазовая модуляция, с неизвестной начальной фазой и амплитудой сигнала. Поэтому в приемном тракте считывателя (Rx) для оптимального выделения информации осуществляется векторный анализ рассеянного СТ сигнала.

В приемниках RFID считывателей векторный анализ обычно производится с помощью квадратурной обработки принятого сигнала, и технически реализуется с использованием квадратурных гомодинных демодуляторов (выходы I и Q). Синфазная (I) и квадратурная (Q) составляющие содержат постоянную (DC) и переменную (AC) компоненты:

$$I = I_{DC} + I_{AC}; \quad Q = Q_{DC} + Q_{AC} \quad (1)$$

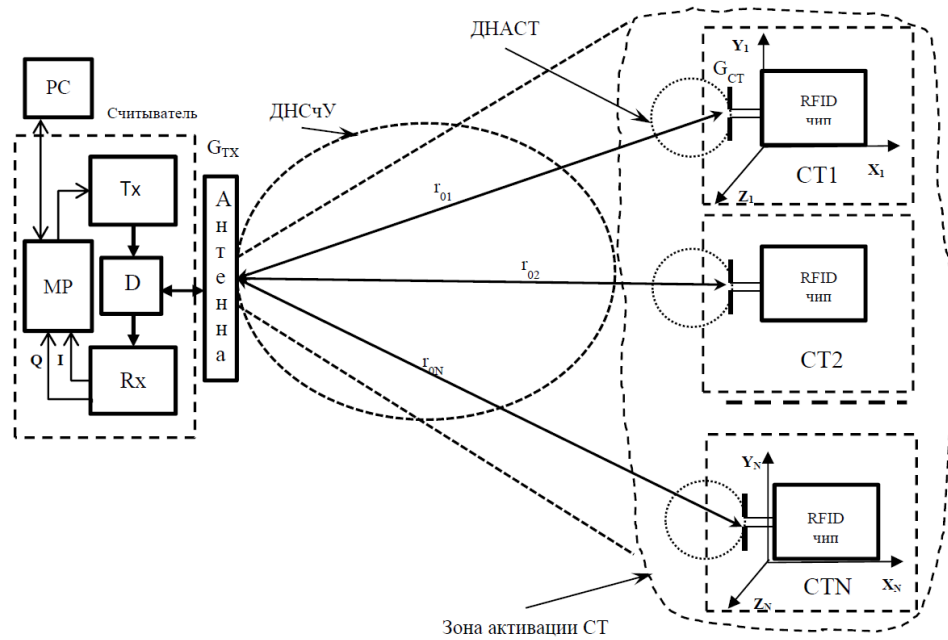


Рис. 1. Упрощенная конфигурация БСС на основе технологии УВЧ RFID

Составляющие постоянного тока возникают из-за просачивания мощности передатчика в тракт приемника, из-за конечной развязки дуплексера, импедансного рассогласования в антенно-фидерном тракте считывателя, а также различных статических отражений, возникающих от окружающих антенну местных предметов, включая статическое отражение от антенны СТ. Составляющие переменного тока связаны исключительно с МОР. Постоянная составляющая фильтруется и в дальнейшей обработке используется только AC компоненты. Тогда мощность и фазу отклика для СТ с порядковым номером N можно определить как:

$$P_{RXN} = (I_{ACN}^2 + Q_{ACN}^2) / Z_0; \quad \phi_{RXN} = \arctg(Q_{ACN} / I_{ACN}), \quad (2)$$

где $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ — входное сопротивление приемника.

В случае связи в свободном пространстве мощность принятую антенной СТ с порядковым номером N (рис.1) можно определить как:

$$P_{rCTN} = p_N(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}(\xi), \quad (3)$$

где $G_{CTN}(\xi)$ и $p_N(\xi)$ - коэффициент усиления антенны СТ с порядковым номером N и коэффициент поляризационного рассогласования в зависимости от контролируемого параметра среды (ξ) соответственно; G_{TX} - коэффициенты усиления антенн считывателя; r_{0N} - расстояние между антеннами считывателя и СТ с порядковым номером N; p - коэффициент поляризационных потерь; λ - длина рабочей волны считывателя.

Мощность переданную в чип N-го СТ с учетом контролируемого параметра среды (ξ) можно найти через коэффициент передачи мощности $T_{ACTN}(\xi)$ из антенны СТ в чип СТ:

$$P_{rCTN} = P_{rCTN} T_{ACTN}(\xi), \quad (4)$$

$$\text{где } T_{ACTN}(\xi) = 1 - |\Gamma_{mN}(\xi)|^2 = \frac{4R_{ACTN}(\xi)R_{CTN}}{|\dot{Z}_{ACTN}(\xi) + \dot{Z}_{CTN}|^2};$$

$$|\dot{\Gamma}_{mN}(\xi)| = \frac{\dot{Z}_{CTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{\dot{Z}_{CTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)} - \text{коэффициент отражения от СТ, который зависит от}$$

рассогласования импедансов чипа $\dot{Z}_{CTN} = R_{CTN} + jX_{CTN}$ и антенны $\dot{Z}_{ACTN}(\xi) = R_{ACTN}(\xi) + jX_{ACTN}(\xi)$ N-го СТ.

С учетом (3) и (4) мощность переданная в чип N-го СТ составит:

$$P_{rCTN} = p_N(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}(\xi) T_{ACTN}(\xi), \quad (5)$$

Рассеянную в направлении считывателя N-м СТ мощность несложно определить через P_{rCTN} и коэффициент отражения его антенны:

$$P_{OPCTN} = P_{rCTN} G_{CTN}(\xi) |\dot{\Gamma}_{mN}(\xi)|^2 \quad (6)$$

Мощность отклика N-го СТ на входе приемника считывателя с учетом (6) и (2) можно определить по формуле (7):

$${}^{1,0}P_{RXN} = \left({}^{1,0}I_{ACN}^2 + {}^{1,0}Q_{ACN}^2 \right) / Z_0 = \frac{1}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{TX} {}^{1,0}P_{OPCTN} = p_N^2(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}^2}{256\pi^4} \frac{\lambda^4}{r_{0N}^4} G_{CTN}^2 \left| {}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2,$$

где ${}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi)$ - комплексный коэффициент отражения поля антенной СТ в режиме передачи бинарных данных, который зависит от статических значений коэффициентов отражения и импеданса антенны СТ с учетом влияния параметра ξ :

$${}^1\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) = \frac{{}^1\dot{Z}_{CTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{{}^1\dot{Z}_{CTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)} = \frac{1 - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^1\dot{Z}_{CTN}}{1 + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^1\dot{Z}_{CTN}} - \text{режим передачи соответствующего «1»};$$

$${}^0\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) = \frac{{}^0\dot{Z}_{CTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{{}^0\dot{Z}_{CTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)} = \frac{1 - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^0\dot{Z}_{CTN}}{1 + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^0\dot{Z}_{CTN}} - \text{режим передачи соответствующего «0»};$$

${}^{1,0}\dot{Z}_{CTN} = \dot{Z}_{CTN} = {}^{1,0}R_{CTN} + j{}^{1,0}X_{CTN}$ - значениями входного импеданса чипа СТ в режиме модуляции цифровым потоком данных.

Тогда изменение мощности на входе приемника считывателя в режиме МОР СТ, составит:

$$\Delta P_{RXN} = {}^1P_{RXN} - {}^0P_{RXN} = p_N^2(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}^2}{256\pi^4} \frac{\lambda^4}{r_{0N}^4} G_{CTN}^2 \left[\left| {}^1\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 - \left| {}^0\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 \right]. \quad (8)$$

Принимая во внимание, что эффективная площадь рассеяния (ЭПР) СТ режиме передачи бинарных данных определяется как:

$${}^{1,0}\sigma_{ЭПРСТN} = p_N^2(\xi) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}^2 \left| {}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2, \quad (9)$$

уравнение (8) можно представить в виде:

$$\Delta P_{RXN} = \frac{P_{TX} G_{TX}^2}{64\pi^3} \frac{\lambda^2}{r_{0N}^4} \Delta \sigma_{ЭПРСТN}, \quad (10)$$

где $\Delta \sigma_{ЭПРСТN} = p_N^2(\xi) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}^2 \left[\left| {}^1\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 - \left| {}^0\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 \right]$ - дифференциальная ЭПР СТ.

Для выделения информации передаваемой СТ (например, RN16 или EPC код) посредством МОР с заданной вероятностью ошибки изменение мощности принятого сигнала в режиме приема

бинарных данных должно быть не меньше чувствительности приемника считывателя $\Delta P_{RXN} \geq P_{RX \min}$ и полностью определяется дифференциальной ЭПР СТ ($\Delta \sigma_{ЭПРСТN}$) при фиксированных значениях эффективной изотропно излучаемой мощности передатчика считывателя ($P_{ЭИИМТХ} = P_{ТХ} G_{ТХ}$) и волнового расстояния (r_{0N}/λ). С другой стороны отклик, определяемый (7) или (8), будет наблюдаться только при некоторой минимальной мощности передатчика считывателя $P_{ТХN \min}$, которая связана с пороговой чувствительностью СТ $P_{ПСТN}$ и чувствительностью чипа $P_{ЧСТN}$ соотношением:

$$P_{ЧСТN} = P_{ПСТN} / G_{СТN}(\xi) T_{АЧСТN}(\xi) \leq p_N(\xi) \frac{P_{ТХN \min} G_{ТХ}}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi}, \quad (11)$$

из которого несложно получить выражение для минимальной эффективной изотропно излучаемой мощности считывателя (МЭИИМС) при которой происходит активация СТ:

$$P_{ЭИИМN \min}(\xi) = P_{ТХN \min}(\xi) G_{ТХ} \geq P_{ПЧСТN} \left(\frac{4\pi r_{0N}}{\lambda} \right)^2 \geq \frac{P_{ПСТN}}{G_{СТN}(\xi) T_{АЧСТN}(\xi) p_N(\xi)} \left(\frac{4\pi r_{0N}}{\lambda} \right)^2 \quad (12)$$

Так как $G_{СТN}(\xi)$, $T_{АЧСТN}(\xi)$ и $p_N(\xi)$ в общем случае являются частотно зависимыми, то при фиксированных значениях $P_{ПЧСТN}$ и волнового расстояния r_{0N}/λ информацию о параметрах ОСиО можно извлечь из анализа частотных зависимостей $P_{ЭИИМN \min}(\xi)$. С целью миниатюризации конструкции СТ его волновые размеры обычно не превышают рабочей длины волны. Поэтому параметры $G_{СТN}(\xi)$, $p_N(\xi)$ при фиксированной поляризации поля считывателя в первом приближении можно считать частотно-независимыми величинами. Коэффициент передачи мощности $T_{АЧСТN}(\xi)$, наоборот, сильно зависит от частоты поля особенно для узкополосных антенн, характеризующихся высокой добротностью $Q = f_0/\Delta f$ (f_0 - Резонансная частота, Δf - полоса пропускания используемой антенны). Минимальная полоса частот определяется максимальной скоростью передачи данных из СТ с учетом кодирующей последовательности и не должна быть менее $\Delta f \geq 2f_{BLF}$ (f_{BLF} - Backscattering Link Frequency). Так как максимальное значение f_{BLF} в стандарте EPC Global Gen2 принято равной 640 КГц максимальная добротность антенны СТ должна быть $Q \leq 670$.

Полагая, что в рабочем диапазоне частот (860...960 МГц) $P_{ПЧСТN} = const$ из (12) следует, что максимальная пороговая чувствительность СТ (минимальное значение $P_{ЭИИМN \min}(\xi)$) соответствует максимальному значению $T_{АЧСТN}(\xi)$ и соответствует комплексно сопряженному согласованию импедансов антенны и чипа СТ с порядковым номером N, т.е. $\dot{Z}_{АСТN} = \dot{Z}_{ЧСТN}^*$. Это условие обеспечивается на резонансной частоте f_0 и требует для активации СТ МЭИИМС ($P_{ЭИИМN \min}(f)$). Таким образом, при использовании антенн СТ в качестве датчиков параметра (ξ) мониторинг ОСиО можно осуществить на основе анализа частотной зависимости $P_{ЭИИМN \min}(f)$.

В [4] показано, отклик метки, описываемый (7) наблюдается, когда мощность $P_{ЭИИМN \min}(f)$ всего на 0,1 дБ превышает $P_{ПСТN}(f)$. Это величина определяет минимальное изменения мощности зондирующего сигнала передатчика считывателя при определении пороговой чувствительности $P_{ПСТN}(f)$.

Расчеты, выполненные по формулам (7) и (12) показывают, что при чувствительности современных приемников считывателей $P_{RX \min} \leq -86 \text{ дБм}$, пороговой чувствительности чипов $P_{ПЧСТ} \leq -20 \text{ дБм}$ и $P_{ЭИИМТХ} = P_{ТХ} G_{ТХ} = 3,28 \text{ Вт}$ устойчивый дистанционный беспроводной

контроль параметров ОСиО, основанный на методе анализа частотной зависимости $P_{ПСТН}(f)$, может быть осуществлен на расстоянии между СТ и считывателем не менее 5 метров.

Алгоритм определения резонансной частоты сенсорного транспондера

Определение резонансной частоты отклика СТ основано на методе измерения его пороговой чувствительности. Упрощенный алгоритм измерения пороговой чувствительности СТ представлен на рис.2.

Процесс измерения начинается с установки начальной частоты зондирования f_{min} в синтезаторе частоты и минимального значения мощности зондирующего сигнала в усилителе мощности передатчика считывателя. Далее считыватель посылает команду опроса (*Query*) в зону активации СТ, постепенно увеличивая мощность передатчика до тех пор пока в I и/или Q каналах приемника считывателя не появится устойчивый отклик транспондера в виде 16 битного случайного числа (RN16), сформированного в цифровом блоке чипа. Для увеличения скорости тестирования без снижения точности измерений, увеличение мощности сначала выполняется с большим шагом (порядка 1 дБ), а затем последний шаг повторяется с меньшим шагом (порядка 0,1 дБ). Затем значение уровня мощности передатчика при которой СТ был активирован сохраняется в памяти МР считывателя и синтезатор частоты перестраивается на следующую рабочую частоту с заданным шагом Δf , от которого зависит точность определения резонансной частоты отклика СТ. Этот процесс повторяется до тех пор, пока не будет установлен верхний предел частотного диапазона f_{max} . После сканирования в заданном частотном диапазоне ($\Delta F = f_{max} - f_{min}$) производится поиск максимума пороговой чувствительности (минимального значения $P_{ПСТН}(f)$), которая соответствует резонансной частоте f_0 отклика СТ.

Описанный алгоритм пригоден только для одиночного СТ, поскольку не использует электронный идентификатор, т.е. EPC. Для устранения этого недостатка анализ пороговой чувствительности необходимо производить по отклику метки на этапе передачи EPC кода. Для этого описанный выше алгоритм должен быть дополнен еще одним циклом, состоящим из отправки считывателем команды запроса EPC. Эта операция в протоколе EPCglobal Class-1 Gen-2 реализуется посредством отправки в зону активации СТ принятого на первом этапе RN16, который связан с порядковым номером СТ.

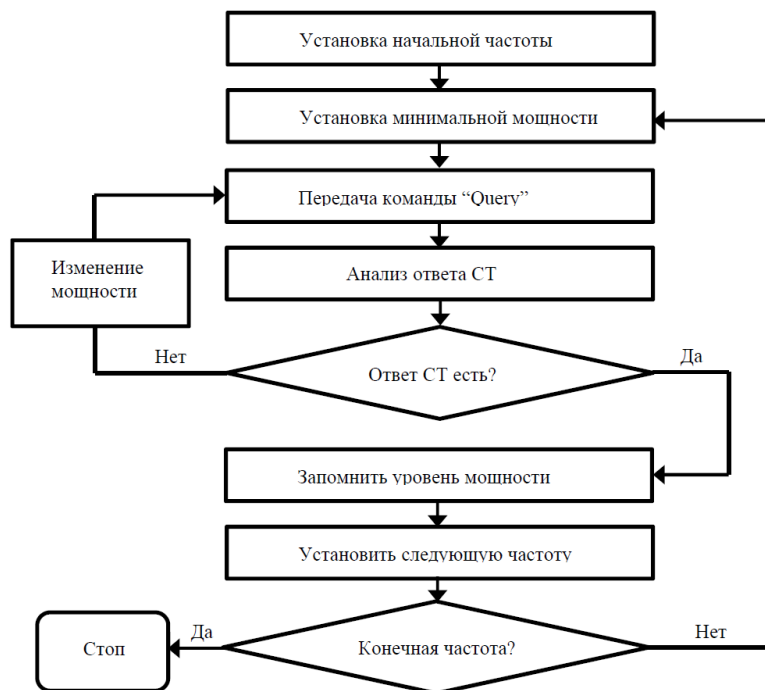


Рис. 2. Алгоритм определения пороговой чувствительности сенсорного УВЧ RFID транспондера

Структура сенсорного транспондера на основе кольцевого разомкнутого резонатора

В качестве возможного варианта АСТ, обладающего ярко выраженными резонансными свойствами, может служить структура, которая состоит из кольцевого разомкнутого резонатора (КРР) (англ. Split-Ring Resonator (SRR)) и УВЧ RFID метки ближнего поля (МБП) (рис.3). При возбуждении резонатора внешним переменным магнитным полем в кольце возникает электрический ток, который, в зависимости от резонансных свойств КРР, создает собственное магнитное поле, усиливающее или ослабляющее внешнее поле. Наличие зазора в кольце позволяет понизить резонансную частоту КРР для длин волн, превышающих диаметр кольца. Таким образом, можно конструировать резонансные структуры меньше, чем длина волны, что критически важно при разработке малогабаритных СТ.

Так как размер КРР меньше, чем резонансная длина волны в свободном пространстве, его электромагнитное поведение можно считать квазистатическим и описать с помощью элементов с сосредоточенными параметрами в виде параллельного колебательного контура с эквивалентной индуктивностью $L_{КР}$ и емкостью $C_{КР}$, резонансная частота которого $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_{КР}C_{КР}}$.

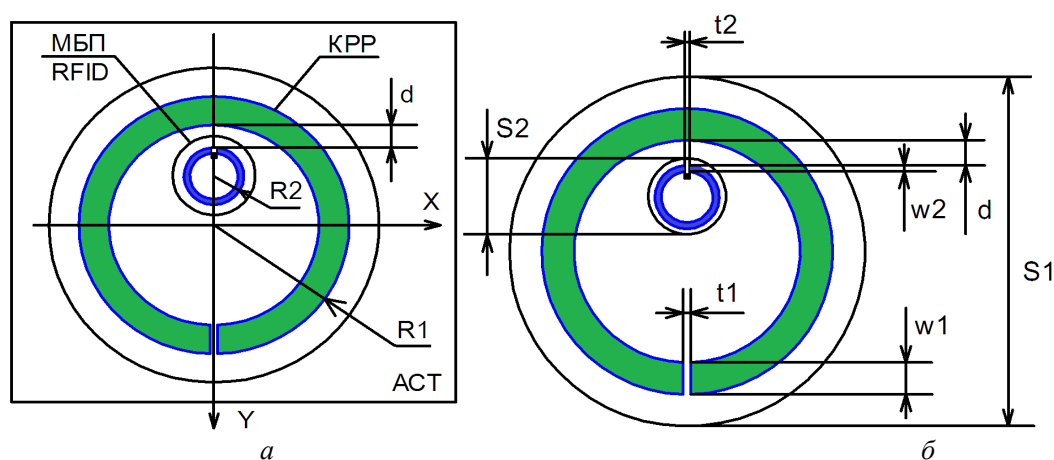


Рис. 3. Структура и основные топологические параметры сенсорного транспондера

Эквивалентная индуктивность $L_{КР}$ зависит от периметра кольца, ширины и толщины полоскового проводника из которого изготовлен КРР. Эквивалентная емкость $C_{КР}$, в основном, определяется геометрическими характеристиками зазора $S(x, y, z)$ и эффективной диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{эф}$) материала в зазоре КРР. Поэтому изменение геометрии зазора $S(x, y, z)$ или $\epsilon_{эф}(x, y, z)$ приводит к изменению резонансной частоты КРР:

$$f_0 [S(x, y, z), \epsilon_{эф}(x, y, z)] = 1/2\pi\sqrt{L_{КР}C_{КР} [S(x, y, z), \epsilon_{эф}(x, y, z)]} \quad (13)$$

Это свойство КРР используется для сенсорных приложений.

С антенной точки зрения, КРР можно рассматривать как свернутый в кольцо полуволновой укороченный симметричный вибратор или как рамочную антенну, резонирующую на частоте первого антирезонанса, возбуждаемую устройством электромагнитной связи (петли) УВЧ RFID МБП. На рисунке 4 представлены результаты электромагнитного моделирования распределения электрического и магнитного поля в окрестности структуры, образованной КРР и УВЧ МБП RFID на резонансной частоте $f_0 = 867$ МГц. В качестве модели УВЧ RFID МБП использовались параметры, соответствующие коммерческой метке типа QF7 (кнопка) с диаметром петли связи 8 мм и установленного в ней чипа Monza 4D. Из представленных результатов видно четкое разделение зон пространственной локализации электрического и магнитного полей, что позволяет использовать это свойство КРР для сенсорных и антенных приложений одновременно. Область локализации электрического поля использовать для контроля диэлектрической проницаемости (емкостной датчик), а область локализации

магнитного поля (индуктивно связанные резонансные цепи) для приема и передачи электромагнитной энергии в окружающее пространство. Оптимальная передачи энергии ЭМП в цепь чипа МБП RFID обеспечивается при условии комплексно сопряженного согласования импеданса чипа метки и входного импеданса резонансной структуры (КРР), трансформированного на входные порты чипа метки через петлю связи. Так как магнитное поле внутри КРР неоднородно с максимальным значением в области диаметрально противоположной зазору КРР (рис. 4 б), то согласование может быть обеспечено за счет приближения или удаления МБП RFID от внутренней кромки КРР, например, изменяя расстояние d (рис.3б). Результаты численного моделирования частотных зависимостей модуля коэффициента отражения на портах устройства связи МБП в зависимости от расстояния d (мм) представлены на рисунке 5. Из приведенных на рис.5 графиков видно, что при удалении внешнего контура устройства связи МБП от внутренней кромки КРР на расстояние $d = 1$ мм достигается хорошее согласование в достаточно узкой полосе частот $\Delta f = 1,5$ МГц.

Заключение

В работе представлены основные расчетные соотношения для определения энергетических характеристик в «прямой» и «обратной» радиолиниях связи между считывающим устройством и пассивными сенсорными транспондерами, позволяющими осуществить мониторинг локальных параметров окружающей среды и объектов (ОСиО). Выполненные расчеты показали, что при чувствительности современных приемников считывателей $P_{RX\min} \leq -86\text{дБм}$, пороговой чувствительности чипов $P_{ПЧСТ} \leq -20\text{дБм}$ и $P_{ЭИИМТХ} = P_{TX} G_{TX} = 3,28\text{Вт}$ устойчивый дистанционный беспроводной контроль параметров ОСиО, основанный на предложенном методе анализа частотной зависимости $P_{ПЧСТ}(f)$, может быть осуществлен на расстоянии между СТ и считывателем не менее 5 метров. Рассмотрен вариант конструкции СТ с использованием серийно выпускаемой метки ближнего поля и КРР. Численное моделирование такой конструкции показало, что оптимального согласования чипа метки с предложенной резонансной структурой можно достичь без использования дополнительных цепей согласования за счет корректного выбора места установки МБП в КРР.

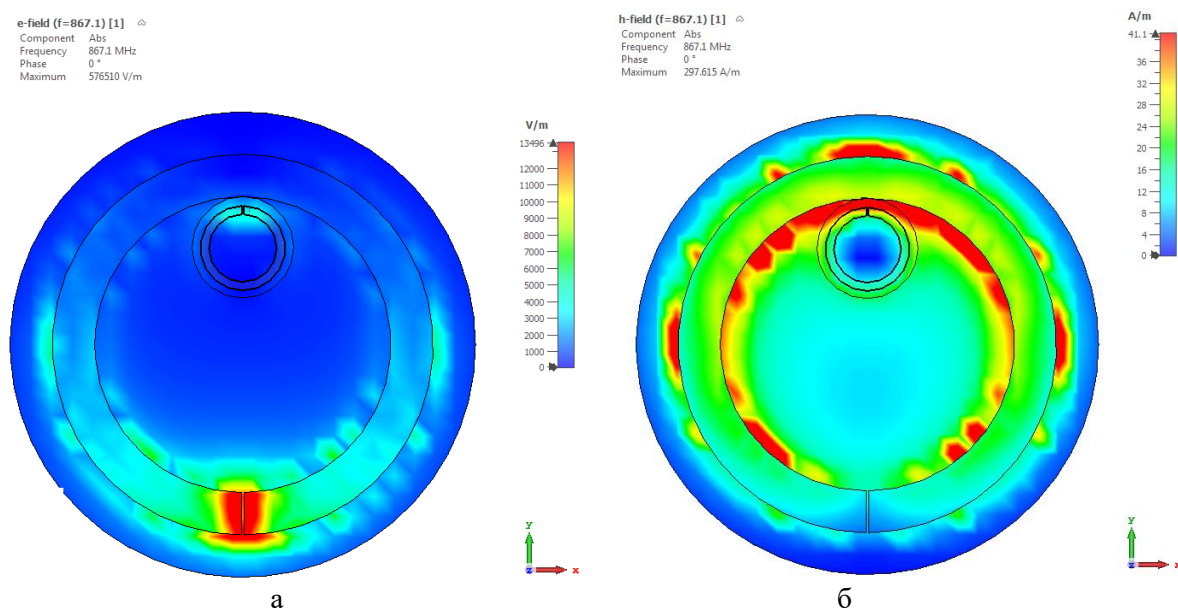


Рис. 4. Распределение напряженностей электрического (а) и магнитного (б) полей в окрестности

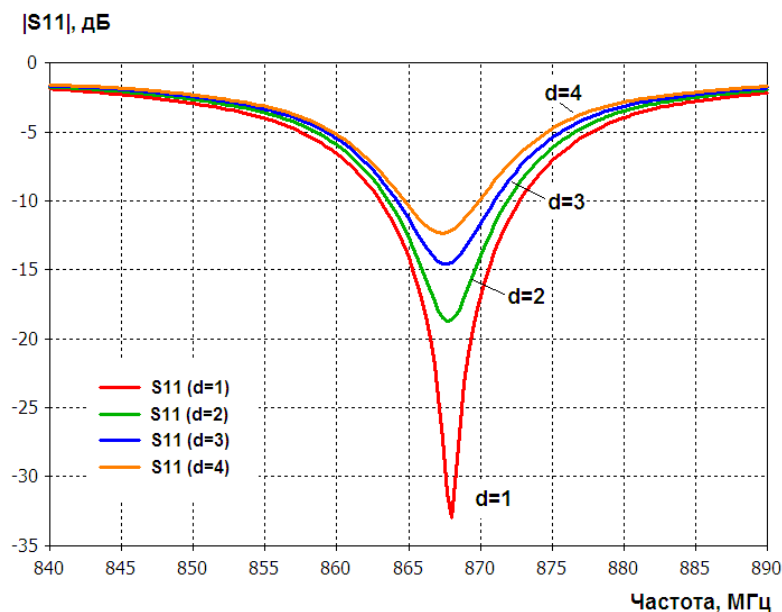


Рис. 5. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения на портах устройства связи МБП в зависимости от расстояния d (мм)

Список использованных источников

1. K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati «Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications», Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey , 2007, 328 p.
2. A. Sample and J.R. Smith. The wireless identification and sensing platform. In J.R. Smith, editor, Wirelessly powered sensor networks and computational RFID), NewYork, 2013. Springer SBM
3. 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
4. Pavel V. Nikitin, K. V. Seshagiri Rao. LabVIEW-Based UHF RFID Tag Test and Measurement System IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 7, 2009, pp. 2374-2380