

Влияние ЭПР антенны метки и также степени импедансного согласования на дальность работы пассивной системы RFID УВЧ диапазона

Представлены расчетные графики зависимостей прямой и обратной дальностей пассивной системы RFID диапазона УВЧ, основанные на результатах моделирования характеристик ЭПР и входного импеданса типовой конструкции антенны метки.

При проектировании пассивных систем RFID диапазона УВЧ важно обеспечить максимальную дальность, на которой операции чтения и записи информации метки будут выполняться с заданной вероятностью ошибки. Важной особенностью таких систем является наличие двух параметров дальности: дальность от считывателя к метке – прямой канал, и дальность от метки к считывателю – обратный канал. Дальность прямого канала R_{tag} ограничивается условием активации микрочипа метки. Необходимо, чтобы значение мощности, создаваемой считывателем вблизи метки, превышало пороговое значения активации P_{th} микрочипа. Дальность обратного канала R_s ограничена условием детектирования сообщения метки с заданной вероятностью ошибки, т.е. уровень мощности сигнала, отраженного меткой методом модуляции обратного рассеяния (backscattering), должен превышать значение чувствительности приемного тракта считывателя S . При этом в известных литературных источниках [1-3] указывается, что технические параметры систем RFID обеспечивают более чем двухкратное превышение обратного канала R_{reader} над прямым R_{tag} . Для обеспечения оптимальной конфигурации параметров оборудования пассивной системы RFID необходимо, чтобы дальности прямого и обратного каналов были равны. При этом, с точки зрения разработки антенн меток пассивных систем RFID, представляет интерес взаимосвязь между конфигурацией антенны и такими ее характеристиками, как эффективная площадь рассеяния (ЭПР, далее σ) и степень согласования (τ) с входным импедансом микросхемы Z_{MC} , а также влияние этих параметров на дальности прямого и обратного канала системы. В данной работе представлены графические зависимости указанных дальностей при варьировании геометрических размеров элементов конструкции типовой антенны метки RFID. Результаты получены с помощью программы для численного моделирования характеристик излучения и рассеяния поволочной антенны, построенной применением метода интегральных уравнений [4].

Варьирование геометрических размеров элементов конструкции антенны приводит к одновременному изменению таких параметров, как входной импеданс Z_A и ЭПР σ .

Изменение входного импеданса антенны метки Z_A вызывает рассогласование с входным импедансом микрочипа Z_{MC} , что характеризуется с помощью коэффициентов отражения $|\Gamma|^2$

и передачи мощности τ :

$$\Gamma = \frac{Z_{MC} - Z_A^*}{Z_{MC} + Z_A^*}$$

$$\tau = 1 - |\Gamma|^2$$

Коэффициент передачи мощности τ входит в формулу для расчета дальности прямого канала R_{tag} , которая базируется на уравнении распространения Фрииса для свободного пространства при идеальном поляризационном согласовании антенн метки и считывателя [1]:

$$R_{tag} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{\frac{P_{ЭИИМ} \cdot G_{tag} \cdot \tau}{P_{th}}}$$

где λ – длина волны, $P_{ЭИИМ}$ – эквивалентная изотропная излучаемая мощность взята равной 2 Вт, G_{tag} – коэффициент усиления антенны метки, P_{th} – уровень мощности сигнала, соответствующий порогу активации микрочипа метки, что для выбранной модели составляет –17 дБм.

В режиме ответа метка использует амплитудную манипуляцию и имеет два максимально различных значения ЭПР: высокое ЭПР в режиме короткого замыкания (КЗ) – $\sigma_{КЗ}$ и низкое в режиме холостого хода (ХХ) – $\sigma_{ХХ}$. Для обеспечения дальности обратного канала R_{reader} и вероятности ошибок, не выше заданной, важно, чтобы значение мощности сигнала ответа метки в наихудшем случае – в режиме ХХ, при низкой ЭПР метки – превышало уровень чувствительности приемного считывателя S . Необходимо также, чтобы уровень мощности сигнала ответа метки при высоком ЭПР в режиме КЗ отличался на достаточную величину от уровня, соответствующему низкому ЭПР, т.е. значение разностной ЭПР $\Delta\sigma = \sigma_{КЗ} - \sigma_{ХХ}$ также должно быть не ниже некоторой величины. Величина ЭПР входит в формулу расчета дальности обратного канала, которая представляет собой основное уравнение радиолокации для цели с пассивным ответом:

$$R_{reader} = \sqrt[4]{\frac{P_{ЭИИМ} \cdot A_R \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot S}}$$

где $A_R = \frac{G_R \cdot \lambda^2}{4\pi}$ – эффективная площадь приемной антенны считывателя, G_R – коэффициент усиления (КУ) антенны считывателя.

Значения ЭПР метки в режимах ХХ и КЗ ($\sigma_{КЗ}$) и ($\sigma_{ХХ}$), КУ антенны метки G_{tag} , а также степень согласования антенны метки с микрочипом τ получены на основе результатов моделирования с помощью специального программного обеспечения, построенного с использованием интегрального уравнения для тока в тонком проводнике Поклингтона [4]. Уравнение решается численно методом Галеркина с использованием кусочно-постоянных функций в качестве базисных и весовых. Величина Z_A определяется в режиме передачи. Полная ЭПР определяется в режиме рассеяния антенной плоской электромагнитной волны при нагрузке входа антенны на заданное сопротивление.

В качестве исследуемой выбрана типовая конструкция антенны метки RFID диапазона УВЧ (рис. 1, А). Антенна представляет собой полуволновую меандровую линию, которая на частоте 915 МГц с помощью шлейфа [5] согласуется с входным импедансом типового микрочипа серии UCODE G2iL, G2iL+ SL3S1203-1213 $Z_{MC} = 23 - j224 \text{ Ом}$. Моделировалась зависимость перечисленных выше параметров антенны от числа петель меандра Nm (рис. 1, Б) и амплитуды меандра Am (рис. 1, В). Расчет R_{reader} выполнялся для двух случаев: для ЭПР в режиме XX, поскольку она минимальна, и для разностной ЭПР $\Delta\sigma$.

Ниже представлены результаты моделирования, преимущественно характерные для случая использования носимого считывателя ($G_R = 9 \text{ дБи}$ [6], чувствительность $S = -90 \text{ дБм}$ [7]).

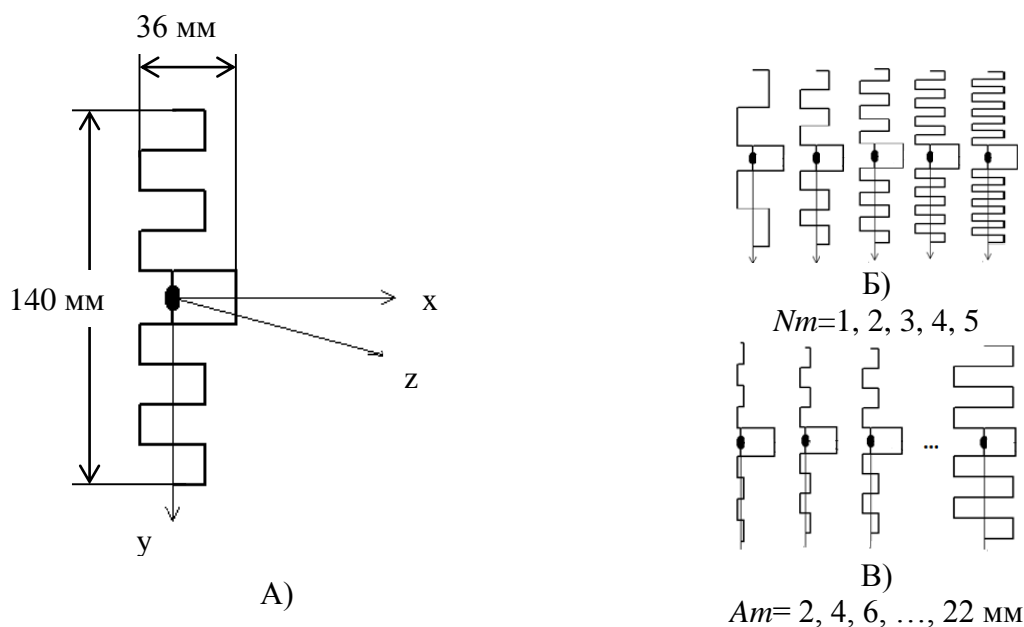


Рисунок 1.

Результаты расчета зависимости R_{tag} и R_{reader} (м) от числа петель меандра ($Nm = 1, 2, \dots, 5$) представлены на рис. 2. Дальность R_{reader} (1) рассчитывалась для ЭПР метки в режиме XX, а R_{reader} (2) – разностной ЭПР.

Как видно из представленных графиков, наибольшая дальность прямого канала R_{tag} достигается при исходной конфигурации антенны метки (число петель меандра $Nm = 2$), т.е. в том случае, когда обеспечивается наилучшее импедансное согласование между антенной и микрочипом (коэффициент передачи мощности τ равен 0.944). Наибольшая дальность обратного канала R_{reader} достигается при измененной конфигурации антенны метки ($Nm = 1$), при которой обеспечиваются наибольшие значения ЭПР, как в режиме XX σ_{XX} , так и разностная $\Delta\sigma$. Примечательно, что при выбранной конфигурации оборудования системы RFID преобладающим является прямой канал. Для достижения равенства прямого и обратного каналов предпочтительно использовать конструкцию антенны метки RFID, обладающую

большим значениями ЭПР в режиме ХХ и разностной ЭПР, но худшим импедансным согласованием с микрочипом (для случая $Nm = 1$ коэффициент передачи мощности τ равен 0.525).

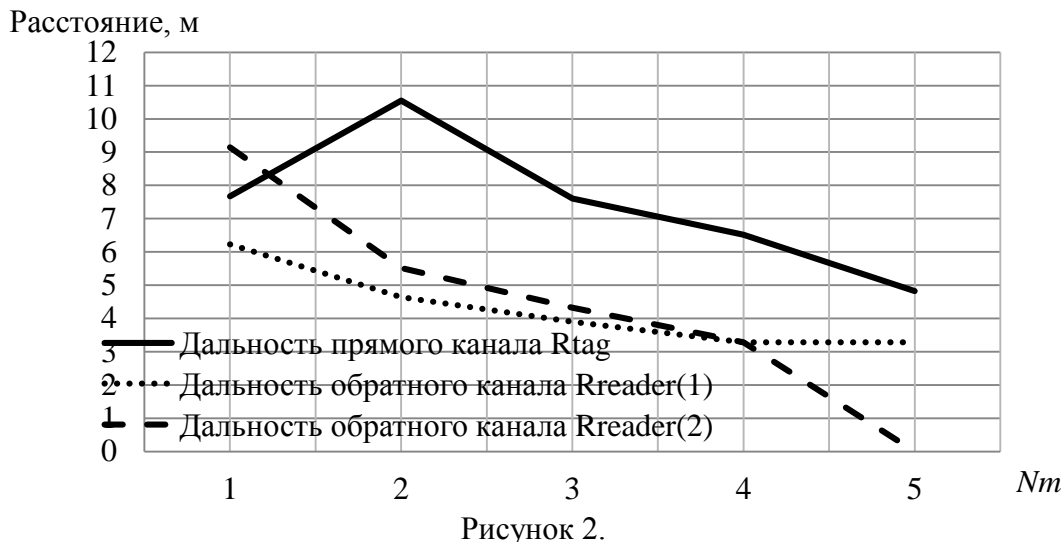


Рисунок 2.

Результаты расчета зависимости R_{tag} и R_{reader} (м) от амплитуды меандра ($Am = 2, 4, 6, \dots, 22$ мм) за представлены на рис. 3.

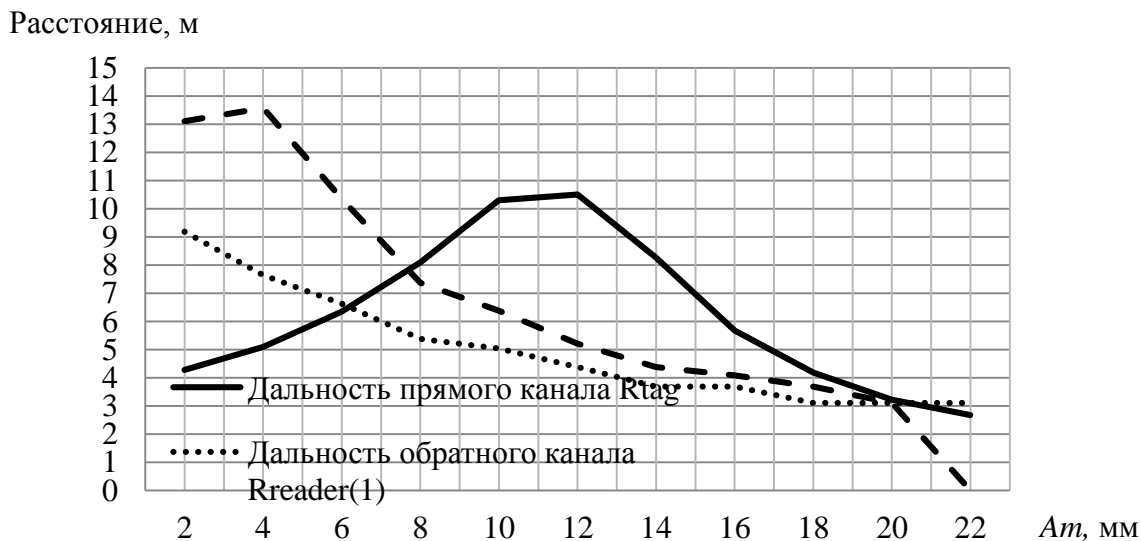


Рисунок 3.

В данном случае наибольшая дальность прямого канала R_{tag} достигается также при исходной конфигурации антенны метки (амплитуда меандра $Am = 12$ мм, наилучшее импедансное согласование между антенной и микрочипом, $\tau = 0.944$). Наибольшая дальность обратного канала R_{reader} достигается при измененной конфигурации антенны метки ($Am = 4$ мм), при которой обеспечиваются наибольшие значения ЭПР, как в режиме ХХ σ_{XX} , так и разностная $\Delta\sigma$. Для достижения равенства прямого и обратного каналов необходимо искать компромисс между параметрами антенны (при $Am = 8$ мм $\tau = 0.567$), поскольку достижение максимума одного из параметров не обеспечивает оптимального соотношения дальностей

$$R_{tag} = R_{reader}.$$

На основе приведенных данных можно заключить, что, несмотря на то, что при численном моделировании использовались идеальные условия (отсутствие влияния объекта, на котором закреплена метка, отсутствие интерференции и полное согласование плоскостей поляризации антенн считывателя и метки, отсутствие потерь в трактах и др.) проектирование антенны метки с учетом лишь импедансного согласования с микрочипом не позволит получить равенства дальностей прямого и обратного каналов. Процесс оптимизации параметров антенны метки представляет собой компромисс и должен осуществляться комплексно.

Библиографический список

1. Gao Y. Calculation of read distance in passive backscatter RFID systems and application / Y. Gao, Z. Zhang, H. Lu, H. Wang // – Journal of System and Management Sciences. – 2012. – Vol. 2. – №1. – pp. 40-49.
2. Bakir Z. M. Limitations of Forward and Return Links in UHF RFID with Passive Tags / Z. M. Bakir, H. M. AlSabbagh // – International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT). – 2013. – Vol. 5. – №5. – pp. 238-242.
3. Nikitin P. V. Performance Limitations of Passive UHF RFID Systems/ P. V. Nikitin and K. V. S. Rao // – Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2006. – pp. 1011-1014.
4. Mitra R. Computer Techniques for Electromagnetics // Edited by Mitra, R. – 1973.– Pergamon Press, New York.
5. Marrocco G. The Art of UHF RFID Antenna Design: Impedance-Matching and Size-Reduction Techniques / G. Marrocco // – IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2008. – Vol. 50. – №1. – pp. 66-79.
6. Bostan O. / O. Bostan, H. U. Aydogmus, S. Topalangu //
7. [Электронный ресурс]: Motorola MC9190-Z RFID handheld reader kit Режим доступа: <http://www.atlasrfidstore.com/motorola-mc9190-z-rfid-handheld-reader-kit/>
8. [Электронный ресурс]: Design of a low-power, low-cost UHF RFID reader module for short range applications Режим доступа: <http://online.journals.tubitak.gov.tr/openAcceptedDocument.htm?fileID=406920&no=85180>