

УВЧ БЕСПРОВОДНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИОННО-СЕНСОРНАЯ ПЛАТФОРМА КОНТРОЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ЖИДКОСТЕЙ

Мартыненко И. Д.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, Республика Беларусь*

Кирильчук В. Б. – канд. техн. наук, доц.

Аннотация. Рассмотрена УВЧ беспроводная идентификационно-сенсорная платформа для контроля локальных значений электропроводности жидкостей. Приводится алгоритм измерения локальных значений электропроводности, а также программное обеспечение для стандартного RFID-считывателя УВЧ диапазона с помощью которого производится измерение пороговой чувствительности сенсорных меток. Показана, что пороговая чувствительность сенсорной метки зависит от рассеивающих свойств антенны и связана с импедансными характеристиками датчика, включённого в область максимума распределения электрического поля антенны.

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

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 беспроводных сенсорных систем 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 сенсорный узел позволяет измерять один или несколько параметров окружающей среды (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 микронэлектронные продукты (чипы), как EM4325 (EM Microelectronic), SL900A (AMS), ROCKY100 (Farsens). Для связи с встроенными или дополнительно подключаемыми

датчиками они оснащены цифровым интерфейсом, что предполагает использование в составе сенсорных транспондеров микроконтроллера (МК). Необходимость использования МК значительно удорожает сенсорный узел и приводит к увеличению общей потребляемой мощности сенсорного транспондера, ухудшает его пороговую чувствительность ($P_{ПЧСТ} \geq -13$ дБм) и, следовательно, уменьшает дальность связи с базовой станцией, особенно при функционировании в пассивном режиме работы (режим в котором питание аналоговой и цифровой частей сенсорного транспондера осуществляется от энергии радиочастотного поля базовой станции). Поэтому использование таких сенсорных транспондеров оправдано при построении беспроводных сенсорных систем с небольшим числом сенсорных узлов, требующих высокой точности измерения контролируемых параметров ОСиО.

Одним из возможных путей снижения стоимости и потребляемой мощности пассивных сенсорных транспондеров 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 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, в которых потери мощности, в основном, связаны с мощностью потерь на излучение.

В простейшей конфигурации пассивная УВЧ беспроводная идентификационно-сенсорная платформа состоит из считывателя и беспроводных сенсорных транспондеров. При использовании беспроводной сенсорной платформы стационарных сенсорных транспондеров 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 ($P_{ПЧСТ}$). Если СТ находится в пределах ЗС (в пределах которой мощность КНЧ принятая СТ $P_{СТ} \geq P_{ПЧСТ}$), 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 (MOR). MOR 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 и (I) и квадратурная (Q) составляющие содержат постоянную (DC) и переменную (AC) компоненты:

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

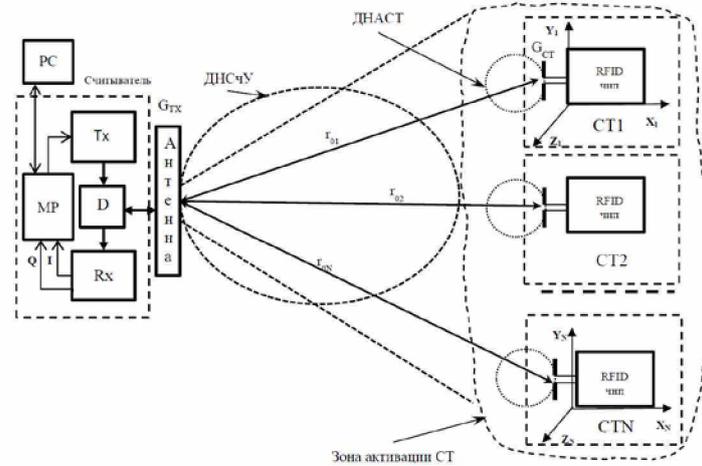


Рисунок 1 – Упрощенная конфигурация БСС на основе технологии УВЧ RFID

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 МОП. 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 $Z_0 = 50$ Ом – входное сопротивление приемника.

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

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

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 $T_{AЧCTN}(\xi)$ из антенны СТ в чип СТ:

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

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

$|\Gamma_{mN}(\xi)| = \frac{\dot{Z}_{ЧCTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{\dot{Z}_{ЧCTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}$ – коэффициент отражения от СТ, который зависит от рассогласования импедансов чипа $\dot{Z}_{ЧCTN} = R_{ЧCTN} + jX_{ЧCTN}$ 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:

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

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

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

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

$${}^{1,0}P_{RXN} = \frac{({}^{1,0}I_{ACN}^2 + {}^{1,0}Q_{ACN}^2)}{Z_0} = \frac{1}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{TX} {}^{1,0}P_{OPCTN} = p_N^2(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}^2 \lambda^4}{256\pi^4 r_{0N}^4} G_{CTN}^2 \left| {}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 \quad (7)$$

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 :

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

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

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

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

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

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:

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

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 $\Delta P_{RXN} \geq P_{RXmin}$ и полностью определяется дифференциальной ЭПР СТ ($\Delta \sigma_{ЭПРСТN}$) при фиксированных значениях эффективной изотропно излучаемой мощности передатчика считывателя ($P_{ЭИИМТX} = P_{TX} G_{TX}$) и волнового расстояния ($r_{0N\lambda}$). С другой стороны, отклик, определяемый (7) или (8), будет наблюдаться только при некоторой минимальной мощности

передатчика считывателя P_{TXNmin} , которая связана с пороговой чувствительностью СТ $P_{ПСТN}$ и чувствительностью чипа $P_{ЧСТN}$ соотношением:

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

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

$$P_{ЭИИМNmin}(\xi) = P_{TXNmin}(\xi)G_{TX} \geq P_{ПЧСТN} \left(\frac{4\pi r_{0N}}{\lambda} \right)^2 \geq \frac{P_{ПЧСТN}}{G_{СТN}(\xi)T_{АЧСТN}(\xi)p_N(\xi)} \left(\frac{4\pi r_{0N}}{\lambda} \right)^2. \quad (12)$$

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 $P_{ЭИИМNmin}(\xi)$. 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 $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$ (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 $P_{ЭИИМNmin}(\xi)$) соответствует максимальному значению $T_{АЧСТN}(\xi)$ и соответствует комплексно сопряженному согласованию импедансов антенны и чипа СТ с порядковым номером N, т.е. $Z_{АСТN} = Z_{ЧСТN}^*$. Это условие обеспечивается на резонансной частоте f_0 и требует для активации СТ МЭИИМС ($P_{ЭИИМNmin}(\xi)$). Таким образом, при использовании антенн СТ в качестве датчиков параметра (ξ) мониторинг ОСиО можно осуществить на основе анализа частотной зависимости $P_{ЭИИМNmin}(f)$.

В [4] показано, отклик метки, описываемый (7) наблюдается, когда мощность $P_{ЭИИМNmin}(f)$ 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_{RXmin} , пороговой чувствительности чипов $P_{ПЧСТ} \leq -20\text{дБм}$ и $P_{ЭИИМNmin} = P_{TX}G_{TX} = 3,28\text{Вт}$ устойчивый дистанционный беспроводной контроль параметров ОСиО, основанный на методе анализа частотной зависимости $P_{ПСТN}(f)$, может быть осуществлен на расстоянии между СТ и считывателем не менее 5 метров.

Для проверки возможности контроля электропроводности жидкости в реальном времени была собрана экспериментальная установка, изображённая на рисунке 2, которая состоит из векторного анализатора, пэтч-антенны, контрольных образцов в виде растворённой соли в дистиллированной воде с различной степенью минерализации: 0, 500, 1000, 1500, 2000, 3000, 4000 и 5000 ppm что соответствует 0, 1, 2, 3, 4, 6, 8, 10 мСм/см при температуре 25°C.

Изготовлены датчики электропроводности жидкости, представляющие собой открытый конец четвертьволновой и полуволновой коаксиальной линии передачи, то есть датчики с обратным воздействием и прямым соответственно изображённые на рисунке 3.



Рисунок 2 – Экспериментальная установка

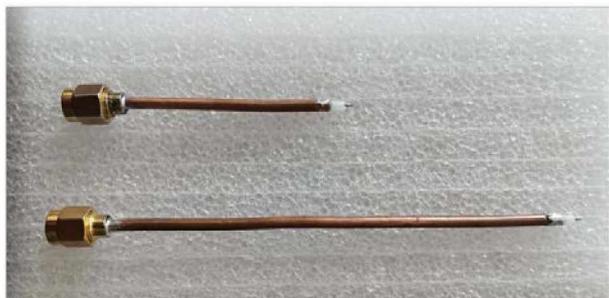


Рисунок 3 – Датчики электропроводности жидкости

Идея состоит в том, что при погружении открытого конца линии передачи в раствор соли изменяются активная и реактивная составляющая импеданса открытого конца линии передачи, соответствующие той или иной концентрации соли в растворе. Измерения проводились для датчика, подключённого к векторному анализатору на прямую, и считывалась магнитуда и входной импеданс открытого конца коаксиальной линии. Также проводились измерения пэтч-антенны с подключённым к ней датчиком, при этом измерялся КСВ антенны в зависимости от воздействия на открытую линию соляного раствора.

В ходе проведения экспериментов были получены значения магнитуды, входного сопротивления и КСВ и по полученным данным были построены графики в связи с нелинейностью, так как система зависит от множества параметров и воздействий окружающей среды.

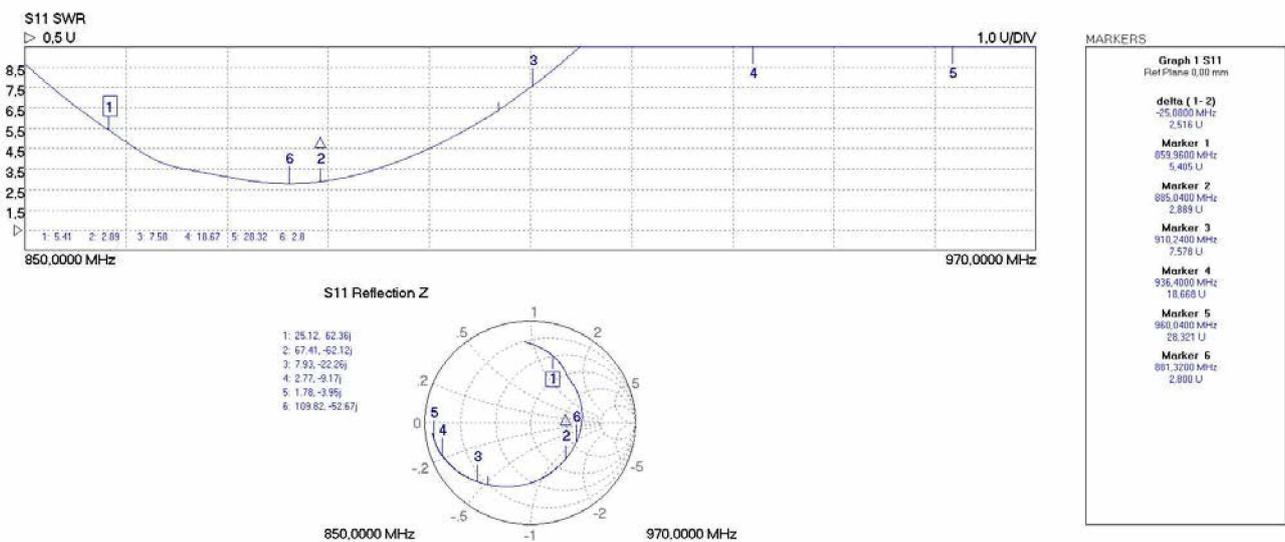


Рисунок 4 – Окно векторного анализатора при измерении КСВ

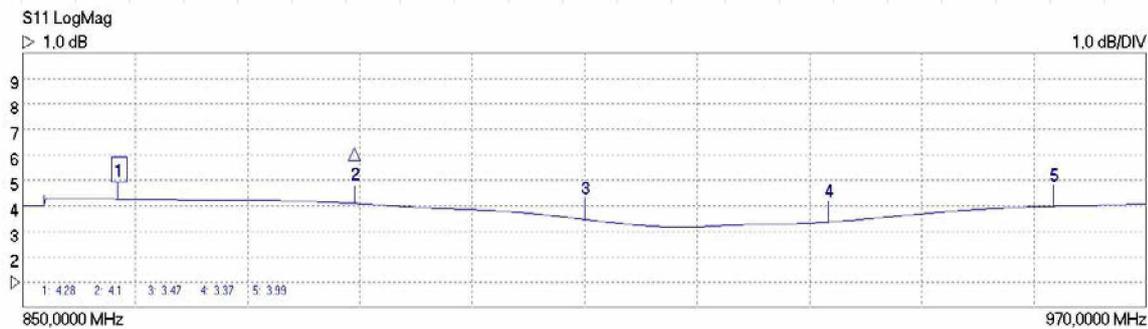


Рисунок 5 – Окно векторного анализатора при измерении магнитуды

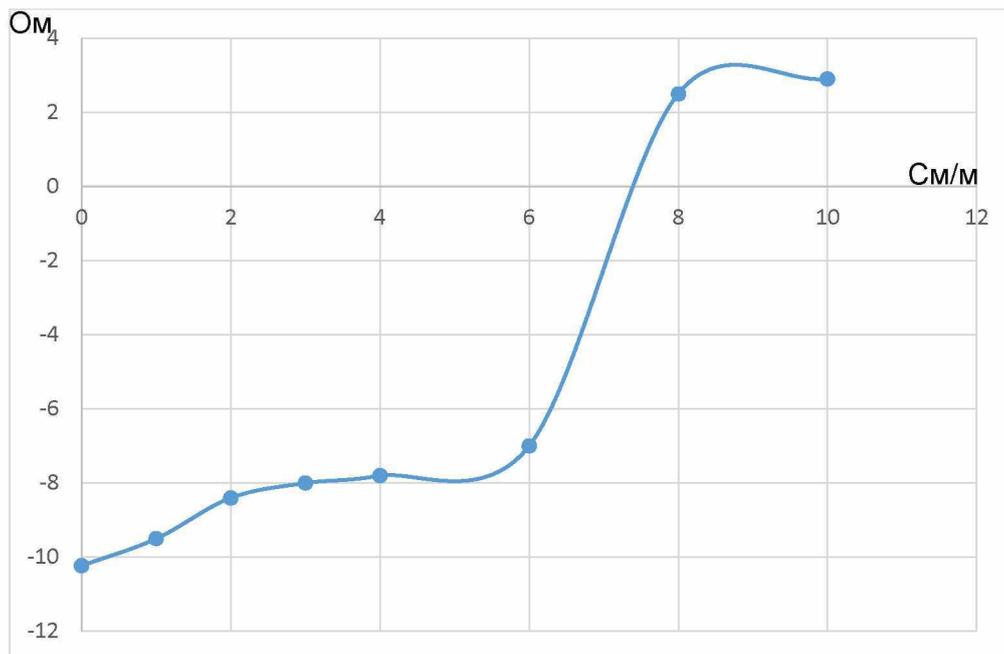


Рисунок 6 – График зависимости полного входного сопротивления от проводимости солевого раствора, измеренного при помощи четвертьволнового датчика

Из графика видно, что полученная зависимость является довольно сложной, но из этого можно сделать вывод, что изменение проводимости раствора влияет на открытую коаксиальную линию и данный датчик можно использовать для УВЧ беспроводной идентификационно-сенсорной платформы в качестве измерительного элемента.

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. Sample and J.R. Smith. The wireless identification and sensing platform / J.R. Smith, editor, // Wirelessly powered sensor networks and computational RFID, New York, – 2013. Springer SBM.
3. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication / Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. ed.: 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. LabVIEW-Based UHF RFID / K. V. Seshagiri Rao // Tag Test and Measurement System IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 7, 2009, pp. 2374-2380.