

# ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПАССИВНОЙ СЕНСОРНОЙ RFID СИСТЕМЫ

Побудей Ю. Р., Мартыненко И. Д.

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

Кирильчук В. Б. – канд. тех. наук, доцент

**Аннотация.** Приводится методика использования линейной поляризации передатчика считывателя и симметричных каналов антенны с круговой поляризацией сенсорной платформы RFID для повышения помехоустойчивости системы в замкнутом пространстве.

Современные аппаратно-программные комплексы, предназначенные для дистанционного мониторинга физических величин и беспроводной передачи данных в УВЧ-диапазоне, классифицируются как беспроводные идентификационные и сенсорные платформы (WISP – Wireless Identification and Sensing Platform). Технологически они базируются на использовании стандартных RFID-считывателей и специализированных транспондеров (пассивного или полупассивного типа).

Устройство WISP обеспечивается энергией несущей частоты RFID-считывателя, а встроенный микроконтроллер собирает данные с подключённого датчика. Для связи со считывателем, WISP использует протоколы стандарта EPC Global [1].

Предложенная выше реализация беспроводной идентификационно-сенсорной платформы получила широкое применение в различных сферах, однако уже на данном этапе можно отметить несколько недостатков. Данное интегральное исполнение содержит в себе микропроцессор, который сам по себе увеличивает стоимость всей платформы. Также стоит отметить увеличение энергопотребления датчика, которое ввиду своего высокого показателя значительно уменьшает дальность действия связи с RFID-считывателем [2].

Беспроводная идентификационно-сенсорная платформа – это система, базированная на радиочастотной идентификации, включающая в свой состав сенсор (интегрированный или выносной), упрощённая схема предлагаемой реализации изображена на рисунке 1 [3].

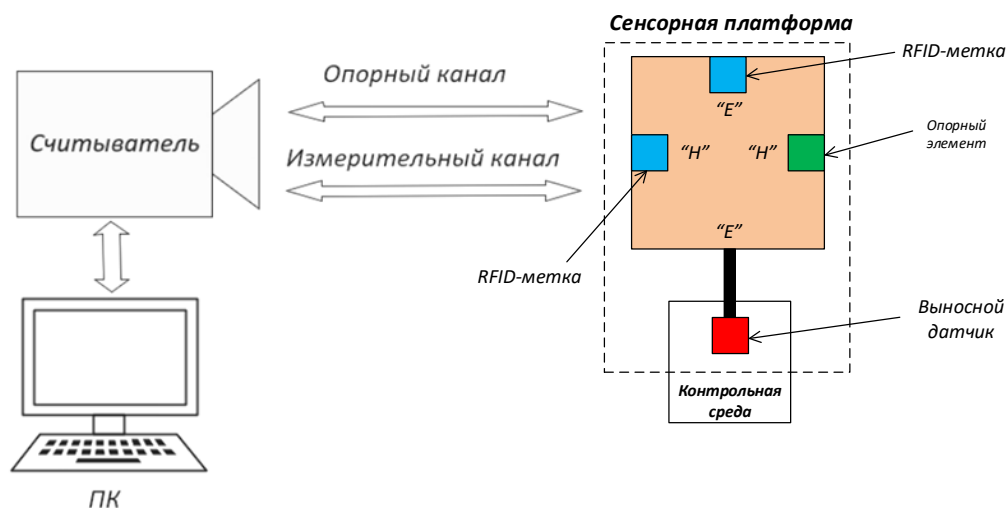


Рисунок 1 – Схема работы системы с WISP-устройством

Разрабатываемая УВЧ беспроводная идентификационно-сенсорная платформа контроля локальных значений среды исправляет вышеперечисленные недостатки. Она представляет собой систему из пассивной RFID-метки, настроенной на рабочий диапазон 860-960 МГц патч-антенны с круговой поляризацией и симметричными опорным и измерительным каналами, выносного температурного датчика и, непосредственно, программного обеспечения для управления считывателем и контроля полученных данных. Принцип работы данного экспериментального макета основан на изменении импеданса антенны за счёт изменения комплексного сопротивления температурного датчика. Изменяя несущую частоту считывателя в заданном частотном диапазоне, программное обеспечение фиксирует значения пороговой чувствительности WISP-устройства на резонансной частоте. Эти данные сопоставляются с калибровочной характеристикой и, с помощью алгоритма пересчёта с заданной точностью вычисляется температура окружающей среды [4].

Использование антенны с круговой поляризацией позволяет использовать дифференциальный метод измерения. Идея использования дифференциального метода заключается в использовании опорного канала, относительно которого производится измерение локальных физических параметров среды. Опорный элемент не подвержен изменению своих характеристик в зависимости от измеряемого параметра окружающей среды, что позволяет использовать разность значений с двух каналов для измерения.

Для снижения ориентационной зависимости пороговой чувствительности от направления транспондера в пространстве обычно используют считыватель, излучающий поле круговой поляризации. При этом возникают неизбежные потери на поляризационное рассогласование антенны считывателя и антенны транспондера. Несогласованность поляризационных базисов антенн считывателя и меток обуславливает дополнительные поляризационные потери, которые в среднем составляют 3 дБ. Также данный способ позволяет стабильно работать только в свободном от местных предметов (источников переотражения) канале связи.

Было предложено использовать линейно-поляризованный облучающий сигнал считывателя, который представляется как сумма круговых поляризаций правого и левого вращений для повышения помехоустойчивости WISP системы в ограниченном пространстве, наполненном большим количеством отражающих поверхностей (рисунок 2).

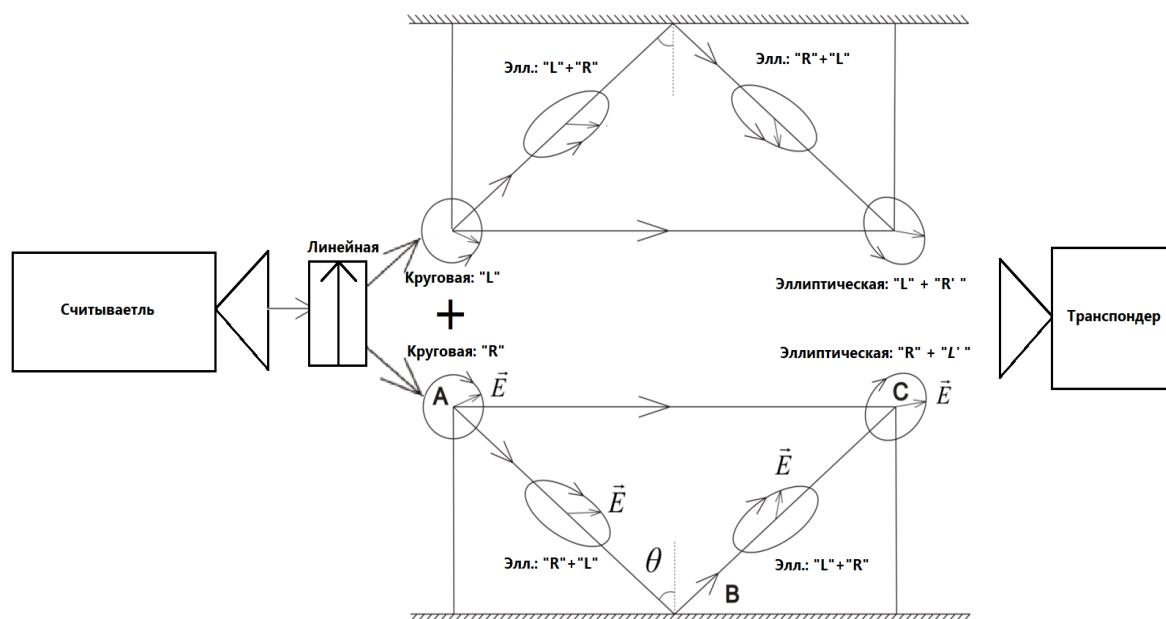


Рисунок 2 – Разложение волны линейной поляризации на две круговые и их отражение от подстилающей поверхности

Рассмотрим распространение в пространстве волны согласной круговой поляризации после «разложения» линейно-поляризованной волны от считывателя и определим дифракционный множитель.

При падении на отражающую поверхность волны с круговой поляризацией, например, правого вращения (согласная поляризация), отражённый сигнал деполаризуется (обусловлено изменением разности фаз и соотношением амплитуд между ортогональными составляющими отраженного поля), и, будет в общем случае иметь эллиптическую поляризацию. Совокупный сигнал в точке расположения антенны метки можно представить в виде прямого луча с согласной поляризацией, например правого вращения, и суперпозиции полей отраженных от соответствующих отражающих поверхностей [5]:

$$\dot{E}_{\Sigma}^R(\theta_i, \varphi_i) = \dot{E}_0^R + \dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i), \quad (1)$$

где  $\dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i)$  - совокупное эллиптически поляризованное поле отраженных сигналов от соответствующих отражающих поверхностей.

В круговом поляризационном базисе  $\dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i)$  можно представить в виде суммы двух полей, правого (согласного) и левого (кроссового) вращений с соответствующими значениями амплитуд и разности фаз между ними (рисунок 1):

$$\dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i) = \dot{E}_{omp\Sigma}^R(\theta_i, \varphi_i) + \dot{E}_{omp\Sigma}^L(\theta_i, \varphi_i) \quad (2)$$

С учетом (1.33) и (1.34) полное поле в точке приема можно представить в виде:

$$\begin{cases} \dot{E}_{omp\Sigma}^R(\theta_i, \varphi_i) = \vec{e}_R(\dot{E}_0^R + \sum_{i=1}^m \dot{E}_{отр m}^R) = \vec{e}_R(\dot{E}_0^R + \sum_{i=1}^m |\dot{R}_m^R| \frac{\sqrt{60PG_2}}{r_m} F_2^V(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(kr_m - \varphi_m^R)}), \\ \dot{E}_{omp\Sigma}^L(\theta_i, \varphi_i) = \vec{e}_L(\sum_{i=1}^m |\dot{R}_m^L| \frac{\sqrt{60PG_2}}{r_m} F_2^H(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(kr_m - \varphi_m^L)}), \end{cases} \quad (3)$$

где  $\vec{e}_R$  и  $\vec{e}_L$  – орт-векторы для право- (согласной) и лево- (кроссовой) поляризованных волн;

$\dot{E}_0^R = \frac{\sqrt{60 \cdot P \cdot G_2}}{r_0} e^{-jk_0 r_0}$  – комплексная амплитуда напряженности поля прямого луча при

ориентации максимума диаграммы направленности антенны считывателя на метку;

$G_2$  – коэффициент усиления антенны считывателя на согласной круговой поляризации поля в направлении на метку;

$r_0$  – длина пути прямого луча;

$r_m$  – длина пути  $m$ -х отраженных лучей;

$m$  – порядковый номер отраженного луча;

$F_2^V(\theta_m, \varphi_m)$  и  $F_2^H(\theta_m, \varphi_m)$  – функции направленности антенн круговой поляризации поля считывателя в вертикальной и горизонтальной плоскостях для углов падения  $(\theta_m, \varphi_m)$  [6];

$\dot{R}_m^R = |\dot{R}_m^R| \cdot \exp(j \cdot \varphi_m^R)$ , и  $\dot{R}_m^L = |\dot{R}_m^L| \cdot \exp(j \cdot \varphi_m^L)$ , – комплексные коэффициенты отражения Френеля для право- и лево- поляризованных волн, отражающихся от соответствующих отражающих поверхностей:

$$\dot{R}_m^R = \frac{1}{2}(\dot{R}_m^H + \dot{R}_m^V) = |\dot{R}_m^R| \cdot e^{j \cdot \varphi_m^R}; \quad (4)$$

$$\dot{R}_m^L = \frac{1}{2}(\dot{R}_m^H - \dot{R}_m^V) = |\dot{R}_m^L| \cdot e^{j \cdot \varphi_m^L}; \quad (5)$$

$$|\dot{R}_m^R| = \left\{ [\text{Re}(\dot{R}_m^R)]^2 + [\text{Im}(\dot{R}_m^R)]^2 \right\}^{1/2}; \quad (6)$$

$$|\dot{R}_m^L| = \left\{ [\text{Re}(\dot{R}_m^L)]^2 + [\text{Im}(\dot{R}_m^L)]^2 \right\}^{1/2};$$

$$\begin{aligned} \text{Re}(\dot{R}_m^R) &= \text{Re}(\dot{R}_m^H) + \text{Re}(\dot{R}_m^V); \\ \text{Im}(\dot{R}_m^R) &= \text{Im}(\dot{R}_m^H) + \text{Im}(\dot{R}_m^V); \\ \text{Re}(\dot{R}_m^L) &= \text{Re}(\dot{R}_m^H) - \text{Re}(\dot{R}_m^V); \\ \text{Im}(\dot{R}_m^L) &= \text{Im}(\dot{R}_m^H) - \text{Im}(\dot{R}_m^V); \end{aligned} \quad (7)$$

$$\varphi_m^R = \arctg \left\{ \frac{\text{Im}(\dot{R}_m^R)}{\text{Re}(\dot{R}_m^R)} \right\}; \quad (8)$$

$$\varphi_m^L = \arctg \left\{ \frac{\text{Im}(\dot{R}_m^L)}{\text{Re}(\dot{R}_m^L)} \right\}.$$

Нормируя уравнение (3) по  $\dot{E}_0^R$ , несложно получить компоненты дифракционного множителя для поля круговой поляризации зондирующих сигналов:

$$\begin{cases} \Phi_{\Sigma}^R = \dot{E}_{\Sigma}^R / \dot{E}_0^R = 1 + \sum_{i=1}^m \frac{\dot{E}_{\text{отр}}^R}{\dot{E}_0^R} = 1 + \sum_{i=1}^m \left| \dot{R}_m^R \right| \frac{r_0}{r_m} F_2^V(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(k\Delta r_m - \varphi_m^R)}, \\ \Phi_{\Sigma}^L = \dot{E}_{\Sigma}^L / \dot{E}_0^L = \sum_{i=1}^m \left| \dot{R}_m^L \right| \frac{r_0}{r_m} F_2^H(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(k\Delta r_m - \varphi_m^L)}. \end{cases} \quad (9)$$

На рисунке 3 представлен принцип работы транспондера. Опорный канал принимает сумму полей прямой (R) и побочной (R') правой поляризации. Измерительный канал принимает сумму полей прямой (L) и побочной (L') левой поляризации. В нормальных условиях проводится калибровка системы WISP, частотная характеристика опорной нагрузки антенны не изменяется от влияния физических параметров локальной среды, в отличие от выносного сенсора. Это позволяет компенсировать интерференционную нелинейность среды распространения для обоих каналов.

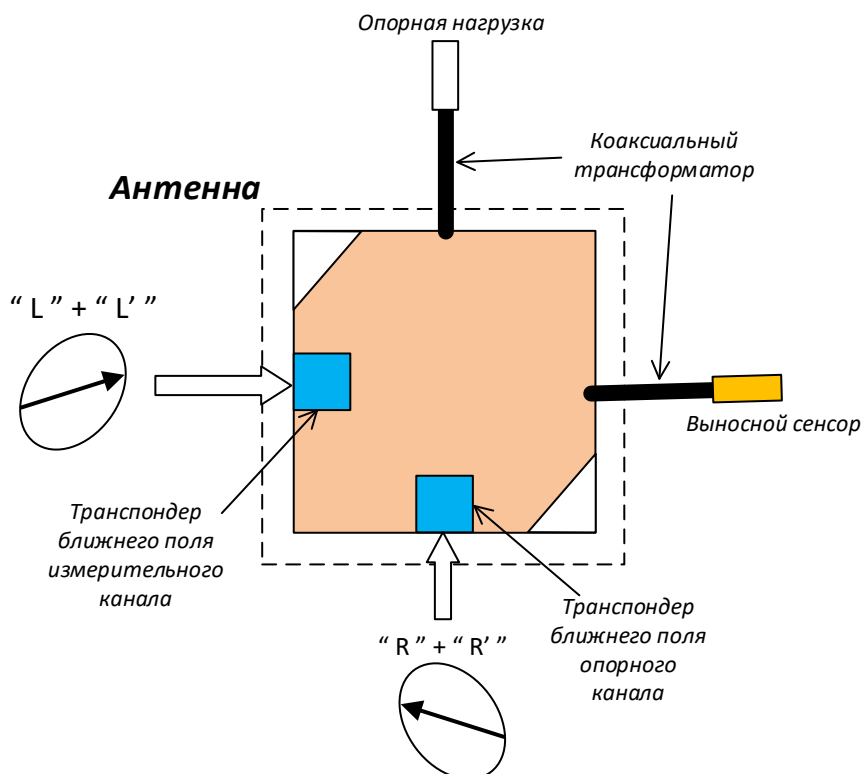


Рисунок 3 – Принцип работы транспондера

Таким образом, полное поле в точке приема характеризуется наличием эллиптически поляризованных компонент. При наличии в антенно-фидерных трактах считывателя и метки поляризационных дуплексеров (разделителей) можно производить поляризационную обработку сигналов с целью повышения помехоустойчивости пассивных RFID систем.

**Список использованных источников:**

1. Measurement Based Evaluation of the Wireless Identification and Sensing Platform / Ramos B. E. // Technische Universität Wien, 2015. – P. 3-5.
2. Беспроводной мониторинг состояния окружающей среды с использованием технологии RFID и резонансных свойств обратного рассеяния пассивных радиочастотных идентификаторов УВЧ диапазона / Кирильчук В. Б. [и др.] // Информационные радиосистемы и радиотехнологии, 2022 – с. 69-71.
3. Wireless Identification and Sensing Platform Version 6.0 / Smith J. [et al.] // SenSys '22, 2022. – P. 899-900.
4. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с пространственным разнесением зон измерения и приема-передачи данных / Побудей Ю. Р. [и др.] // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024 – с. 101-103.
5. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с дифференциальной схемой измерения физических параметров среды / Мартыненко И. Д. [и др.] // Информационные радиосистемы и радиотехнологии, 2024 – с. 104-106.
6. Разработка методов построения электронных средств дистанционного сбора, обработки, хранения и передачи информации на основе пассивных и полупассивных сенсорных элементов и устройств радиочастотной идентификации УВЧ диапазона / Кирильчук В. Б. [и др.] // ГБЦ № 21-3160, 2025 – с. 32-35.