

DOI: 10.17725/rensit.2023.15.081

Частотно-поляризационная обработка сигналов для борьбы с многолучевостью в локальных системах местоопределения Серкин Ф.Б.

Московский Авиационный Институт, <https://mai.ru/>

Москва 125993, Российская Федерация

E-mail: serkinfb@list.ru

Поступила 23.02.2023, рецензирована 01.03.2023, принята 06.03.2023

Представлена действительным членом РАЕН В.В. Колесовым

Аннотация: Исследуются свойства системы локального местоопределения, функционирующей в 2.4 ГГц ISM диапазоне, способной дополнить созвездие сигналами локальной системы для достижения высокой точности местоопределения в сложной помеховой обстановке. Акцент в данном случае делается на работу системы в помещении, когда сигналы глобальной навигационной спутниковой системы недоступны. Кроме того, в помещении присутствует большое число отраженных сигналов. В работе приводится методика описания отраженных сигналов с помощью вектора Джонса, а также синтез оптимальных алгоритмов оценки параметров сигнала в сложных условиях для упрощенных сценариев. С помощью моделирования показано, что оптимальные методы оказываются плохо применимы к реальным ситуациям, однако, позволяют лучше понять физику процессов. На базе данного понимания предложена методика формирования сигналов для создания большой избыточности измерений в приемнике, а также эмпирический метод отбраковки ложных измерений. С помощью данного метода экспериментально показано, что в помещении в сложных условиях и при наличии многолучевости удается достичь среднеквадратичного отклонения ошибки местоопределения менее 10 сантиметров.

Ключевые слова: местоопределение, многолучевость, фазовые измерения, поляризационная обработка, частотное разделение

УДК 621.396.621

Для цитирования: Серкин Ф.Б. Частотно-поляризационная обработка сигналов для борьбы с многолучевостью в локальных системах местоопределения. РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, 15(1):81-94; doi: 10.17725/rensit.2023.15.081.

Frequency-polarization processing for multipath mitigation in local positioning systems

Fedor B. Serkin

Moscow Aviation Institute, <https://mai.ru/>

Moscow 125993, Russian Federation

E-mail: serkinfb@list.ru

Received February 23, 2023, peer-reviewed March 1, 2023, accepted March 6, 2023

Abstract: The properties of a local positioning system operating in the 2.4 GHz ISM band, which is capable of supplementing the constellation with local system signals to achieve high positioning accuracy in a complex interference environment, are investigated. In this case, global navigation satellite systems (GNSS) signal receivers often also implement other methods for estimating the position or parameters associated with it: inertial systems, ultra-wideband systems, radars, etc. In this paper, the study of the properties of a local positioning system operating in the 2.4 GHz ISM band, capable of supplementing the constellation with local system signals to achieve high positioning accuracy in difficult conditions. The emphasis here is on indoor operation of the system when GNSS signals are unavailable. In addition, there are a large number of reflected signals in the

room. The paper presents a method for describing reflected signals using the Jones vector, as well as the synthesis of optimal algorithms for estimating signal parameters under complex conditions for simplified scenarios. With the help of modeling, it is shown that the optimal methods are poorly applicable to real situations, however, they allow a better understanding of the physics of processes. Based on this understanding, a signal shaping technique is proposed to create a large redundancy of measurements in the receiver, as well as an empirical method for rejecting false measurements. With the help of this method, it has been experimentally shown that indoors in difficult conditions and in the presence of multipath, it is possible to achieve the RMS positioning error of less than 10 centimeters.

Keywords: positioning, multipath, phase measurements, polarization processing, frequency separation

UDC 621.396.621

For citation: Fedor B. Serkin. Frequency-polarization processing for multipath mitigation in local positioning systems. *RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2023, 15(1):81-94e; doi: 10.17725/rensit.2023.15.081.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ВВЕДЕНИЕ (82)
 2. МЕТОДИКА ОПИСАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЁТОМ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ (83)
 - 2.1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВЕКТОРОМ ДЖОНСА (83)
 - 2.2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦЫ КОГЕРЕНТНОСТИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ (86)
 3. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ В УСЛОВИЯХ СИЛЬНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И МНОГОКРАТНОГО ПЕРЕОТРАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ (88)
 - 3.1. ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ N ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ (88)
 - 3.2. ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ДВУХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ (90)
 - 3.3. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗИРОВАННЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ФАЗЫ (92)
 4. ЭМПИРИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ИСКЛЮЧЕНИЯ МНОГОЛУЧЕВОСТИ (92)
 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ (93)
- ЛИТЕРАТУРА (94)

1. ВВЕДЕНИЕ

Построение совмещенной системы [1] определения местоположения и передачи информации имеет особенности, присущие тем системам, из которых она строится. Первой такой особенностью является ограничение

на геометрическое расположение базовых и мобильных станций. В зависимости от их взаимного расположения (геометрический фактор) может ухудшаться точность оценки координат мобильной станции. Кроме того, при приеме сигналов от нескольких базовых станций может возникать ситуация, когда мобильная станция находится близко к одной базовой станции и далеко от другой. Тогда приемному устройству может не хватать динамического диапазона для приема обоих сигналов, либо уровень взаимной корреляции сигналов будет слишком высок. Из вышесказанного следует, что для корректной работы подобной системы требуется организация временного или частотного разделения каналов для передающих станций. Другой особенностью, присущей навигационным системам, является необходимость обеспечения синхронной работы элементов системы. Для решения навигационной задачи с помощью разностно-дальномерного метода необходимо, чтобы система базовых станций была жестко синхронизирована и имела единую шкалу времени. Таким образом, система базовых станций должна иметь механизмы синхронизации по своим сигналам для управления шкалами времени. Известным методом реализации данной задачи является классификация базовых станций на ведущих и ведомых. В данном случае каждая ведомая базовая станция реализует слежение за сигналом ведущей базовой станции, в соответствии с которым она синхронизирует свою шкалу времени.

Анализ функциональных особенностей протокола IEEE 802.11 показал, что основной проблемой при реализации местоопределения является использование в протоколе множественного доступа с контролем несущей и избеганием коллизий. При реализации системы местоопределения известными методами в рамках сети с подобным методом доступа не удастся обеспечить строгую периодичность передачи навигационных последовательностей, необходимую для реализации высокоточного местоопределения. Однако, в устройствах протокола предусмотрена процедура проверки занятости среды передачи, называемая Clear Channel Assessment (CCA). В рамках этой процедуры устройства сканируют эфир на предмет наличия сигналов протокола. При наличии Wi-Fi-сигнала в эфире устройства не инициируют передачу данных, ожидая, пока среда освободится.

Учитывая изложенное, можно заключить, что выходная система (Рис. 1) содержит:

- модифицированную точку доступа протокола IEEE 802.11 (Master Station (Access Point) – MSTA/MAP), выступающую в роли ведущей базовой станции, и реализующую помимо стандартных механизмов доступа к среде предлагаемые алгоритмы совмещения систем. Устройство 22 на Рис.1;

- модифицированные станции протокола IEEE 802.11 (Slave (fixed) Station - SSTA), выступающих в роли ведомых базовых станций, также реализующих предлагаемые алгоритмы совмещения систем. Устройства 24,25,26 на Рис. 1.;
- модифицированные станции протокола IEEE 802.11 (Rover (mobile) Station – RSTA), выступающие в роли подвижных абонентов (роверов), определяющих свое местоположение по сигналам системы разностно-дальномерным методом, а также участвующих в обмене информацией с точкой доступа и другими станциями. Устройство 23 на Рис. 1.
- стандартные устройства протокола IEEE 802.11 (User Station – USTA). Устройство 21 на Рис. 1.

Более подробно базовые механизмы формирования сигналов и методика построения петель слежения и оценки параметров сигнала в приемнике изложены в работе [1]. В данной статье основное внимание уделяется особенностям работы данной системы в сложных условиях при наличии большого числа отраженных сигналов.

2 МЕТОДИКА ОПИСАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЁТОМ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ

Отражение волн с учетом поляризационных искажений удобно рассматривать, представляя плоскую однородную электромагнитную волну вектором Джонса [2]. Введём данное понятие.

2.1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВЕКТОРОМ ДЖОНСА

Пусть имеется плоская однородная ТЕ-волна (Transverse Electric), вектор электрической напряженности которой для случая произвольной эллиптической поляризации может быть записан в правой декартовой системе координат как

$$\vec{E}(z,t) = \left[E_x \cos(\omega t - \frac{2\pi z}{\lambda} + \varphi_x) \right] \vec{x} + \left[E_y \cos(\omega t - \frac{2\pi z}{\lambda} + \varphi_y) \right] \vec{y}. \tag{1}$$

Здесь \vec{x} и \vec{y} – единичные орты, определяющие ориентацию электрических векторов линейно поляризованных волн

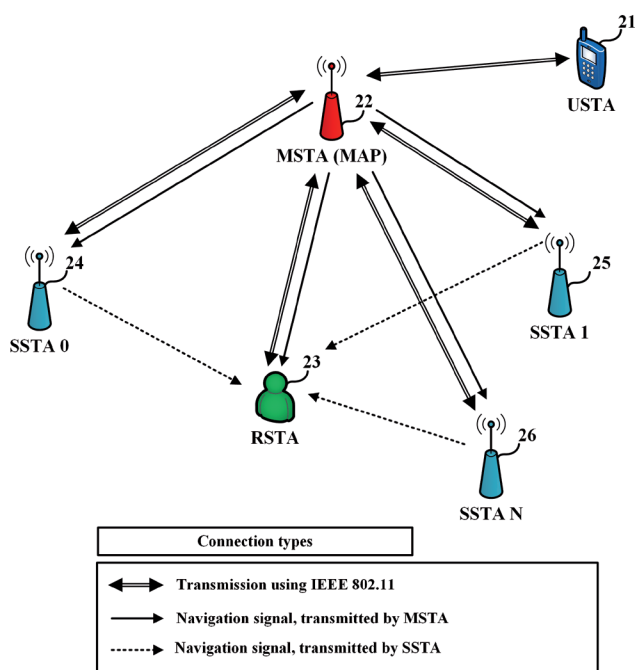


Рис. 1. Схема совмещенной системы и типы излучаемых сигналов.

$$E_x \cos(\omega t - \frac{2\pi z}{\lambda} + \varphi_x) \text{ и } E_y \cos(\omega t - \frac{2\pi z}{\lambda} + \varphi_y).$$

Суперпозиция этих волн, имеющих различные фазы и амплитуды, приводит к эллиптической поляризации волны. При анализе её преобразований в радиоканале нет необходимости в использовании полного выражения (1). Прежде всего, не обязательно сохранять написание единичных ортов \bar{x} и \bar{y} для учета ориентации составляющих E_x и E_y , а целесообразно учитывать эту ориентацию путем использования вектор-столбца

$$\bar{E}(z, t) = \begin{bmatrix} E_x \cos(\omega t - \frac{2\pi z}{\lambda} + \varphi_x) \\ E_y \cos(\omega t - \frac{2\pi z}{\lambda} + \varphi_y) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Здесь и далее считается, что верхняя строка соответствует проекции вектора анализируемого поля на ось ОХ, а нижняя – на ось ОУ.

Как гармоническая временная зависимость, так и постоянный фазовый набег, одинаковый для обеих составляющих, не несут информации о состоянии поляризации волны. В связи с этим указанные величины могут быть исключены из рассмотрения. Учитывая изложенное, выражение (2) может быть представлено в следующем виде:

$$\dot{\bar{E}} = \begin{bmatrix} E_x \exp(j\varphi_x) \\ E_y \exp(j\varphi_y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_x \\ \dot{E}_y \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Данное представление электромагнитной волны в форме (3) называется вектором Джонса. Полная интенсивность волны, представленной вектором Джонса, равна сумме интенсивности проекций электрического вектора волны на ортогональные оси ОХ, ОУ:

$$J = \dot{\bar{E}}^\dagger \dot{\bar{E}} = E_x^2 + E_y^2,$$

где \dagger означает эрмитово сопряжение.

Полная интенсивность волны не определяет её поляризационных свойств, потому для удобства анализа произведем нормировку к полной интенсивности. Вектор Джонса в данном случае удовлетворяет условию $\dot{\bar{E}}^\dagger \dot{\bar{E}} = 1$ и называется нормированным вектором Джонса.

Поскольку комплексные элементы вектора Джонса могут независимо принимать любые возможные значения, это дает возможность получить все состояния поляризации электромагнитной волны. Например, линейно

поляризованные полны, электрические векторы которых ориентированы либо вдоль оси ОХ, либо вдоль оси ОУ, могут быть представлены векторами Джонса

$$\dot{\bar{E}}_{Ox} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \dot{\bar{E}}_{Oy} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

и образуют пару ортогональных линейных поляризованных волн.

Волны правой и левой круговой поляризации могут быть представлены с помощью вектора Джонса следующим образом:

$$\dot{\bar{E}}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}, \dot{\bar{E}}_L = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}.$$

Рассмотрим теперь в общем случае методику получения вектора Джонса суммарной волны в базисе приемной антенны с учетом многолучевого распространения сигнала. Вначале обратимся к волне, получаемой при отражении от некоторого стационарного объекта. Рассмотрение будем проводить, предполагая, что отражающий объект не вносит изменений в пространственный спектр волны, т.е. не дает дифракционного изображения [2]. Пусть существуют три базиса: передающей антенны ХОУ, отражающего объекта ХОУ_{мп} и приемной антенны ХОУ_к. В базисе передающей антенны задан исходный вектор Джонса $\dot{\bar{E}}$, характеризуемый определенным (фиксированным) отношением амплитуд его проекций и некоторой разностью фаз между ними. Эти величины определяют параметры эллипса поляризации выходной волны передающей антенны, т.е. входной волны отражающего объекта, предполагая, что в пространстве распространения волны искажений не происходит. Поскольку ориентация базиса передающей антенны относительно собственного базиса объекта в общем случае произвольна, переведем исходный вектор $\dot{\bar{E}}$ в собственный базис объекта, используя оператор поворота $\|\mathbf{R}(\theta)\|$:

$$\dot{\bar{E}}_{mp}^{IN} = \mathbf{R}(\theta) \dot{\bar{E}} = \begin{bmatrix} C_\theta & S_\theta \\ -S_\theta & C_\theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_{mp1}^{IN} \\ \dot{E}_{mp2}^{IN} \end{bmatrix},$$

где $C_\theta = \cos(\theta)$, $S_\theta = \sin(\theta)$, θ – угол между положительными направлениями полуосей ОХ, ОХ_{мп}, назовём его углом перехода между базисами.

Поскольку по каждому из ортов собственной системы координат изменяются только амплитуда и абсолютная фаза эллипса поляризации (который в данном случае вырожден в линию), это означает, что математическое описание преобразования вектора Джонса от входа к выходу объекта при рассмотрении в собственном базисе может быть введено на основе использования диагональной матрицы

$$\dot{\mathbf{E}}_{mp}^{OUT} = \begin{bmatrix} \dot{k}_1 & 0 \\ 0 & \dot{k}_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_{mp1}^{IN} \\ \dot{E}_{mp2}^{IN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{k}_1 \dot{E}_{mp1}^{IN} \\ \dot{k}_2 \dot{E}_{mp2}^{IN} \end{bmatrix},$$

где \dot{k}_1 и \dot{k}_2 – комплексные коэффициенты передачи, отвечающие ортам собственного базиса объекта.

Завершая процедуру преобразований, необходимо произвести переход из собственного базиса объекта в базис приемной антенны, используя оператор поворота $\|\mathbf{R}(\theta)\|$, где φ – угол между положительными направлениями полуосей OX_{mp} , OX_{rx} . Тогда вектор Джонса для приемной антенны можно записать в виде:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_mp}^{IN} = \mathbf{R}(\varphi) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_1 & 0 \\ 0 & \dot{k}_2 \end{bmatrix} \times \mathbf{R}(\theta) \times \dot{\mathbf{E}}. \quad (4)$$

Для прямого луча распространения вектор Джонса можно записать, используя оператор поворота $\mathbf{R}(\alpha)$:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_LOS}^{IN} = \mathbf{R}(\alpha) \times \dot{\mathbf{E}},$$

где α – угол между положительными направлениями полуосей OX , OX_{rx} .

Поскольку в предлагаемом описании векторы Джонса отраженной и прямой волн представлены в базисе приемной антенны, можно легко перейти к записи вектора Джонса суммарной волны при наличии M однократно отраженных сигналов:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_all}^{IN} = \dot{\mathbf{E}}_{rx_LOS}^{IN} + \sum_{j=1}^M \dot{\mathbf{E}}_{rx_mp_j}^{IN},$$

где

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_mp_j}^{IN} = \mathbf{R}(\varphi_j) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_{1_j} & 0 \\ 0 & \dot{k}_{2_j} \end{bmatrix} \times \mathbf{R}(\theta_j) \times \dot{\mathbf{E}}.$$

В рассмотренном случае физический смысл отражения излучаемой волны заключается в следующем: вектор Джонса излучаемой волны, заданной в базисе передающей антенны, переводится в собственные базисы

отражающих объектов. Ортогональные составляющие, ориентированные по ортам собственных базисов, приобретают амплитудные и фазовые изменения. Затем векторы Джонса полученных волн на выходе объектов переводятся в собственный базис приемной антенны и складываются между собой, а также с вектором Джонса волны прямого луча распространения, переведённого в базис приемной антенны.

В случае, если имеет место многократное отражение излучаемой волны, итоговый вектор Джонса можно получить путем последовательного перемножения вектора Джонса излучаемой волны с матрицами весовых коэффициентов и операторов перехода между базисами отдельных объектов. Например, в случае двукратного отражения вектор Джонса волны в базисе приемной антенны может быть представлен следующим образом [2]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}}_{rx_mp}^{IN} &= \mathbf{R}(\varphi) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_{12} & 0 \\ 0 & \dot{k}_{22} \end{bmatrix} \times \\ &\times \mathbf{R}(\nu) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_{11} & 0 \\ 0 & \dot{k}_{21} \end{bmatrix} \times \mathbf{R}(\theta) \times \dot{\mathbf{E}}, \end{aligned} \quad (5)$$

где ν – угол между положительными направлениями полуосей OX отражающих объектов.

Применяя свойство ассоциативности умножения матриц, можно преобразовать выражения (4) и (5):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}}_{rx_mp}^{IN} &= \mathbf{R}(\varphi) \times \mathbf{R}(\theta) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_1 & 0 \\ 0 & \dot{k}_2 \end{bmatrix} \times \dot{\mathbf{E}} = \\ &= \mathbf{R}(\varphi + \theta) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_1 & 0 \\ 0 & \dot{k}_2 \end{bmatrix} \times \dot{\mathbf{E}}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}}_{rx_mp}^{IN} &= \mathbf{R}(\varphi) \times \mathbf{R}(\nu) \times \\ &\times \mathbf{R}(\theta) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_{12} & 0 \\ 0 & \dot{k}_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{k}_{11} & 0 \\ 0 & \dot{k}_{21} \end{bmatrix} \times \dot{\mathbf{E}} = \\ &= \mathbf{R}(\varphi + \nu + \theta) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_{12} \dot{k}_{11} & 0 \\ 0 & \dot{k}_{22} \dot{k}_{21} \end{bmatrix} \times \dot{\mathbf{E}}. \end{aligned} \quad (7)$$

На основе выражения (7) в таком случае возможно записать вектор Джонса для случая N переотражений волны:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_mp}^{IN} = \mathbf{R} \left(\sum_{l=1}^{N+1} \xi_l \right) \times \begin{bmatrix} \prod_{l=1}^N \dot{k}_{1_l} & 0 \\ 0 & \prod_{l=1}^N \dot{k}_{2_l} \end{bmatrix} \times \dot{\mathbf{E}}, \quad (8)$$

где ξ_l – угол перехода между базисами двух элементов, через которые волна проходит последовательно. Таким образом, ξ_1 – угол перехода между базисом передающей антенны и базисом первого отражающего объекта, а ξ_{N+1} – угол перехода между базисом последнего отражающего объекта и базисом приемной антенны, остальные ξ_j – углы перехода между базисами отражающих объектов, через которые волна проходит последовательно.

Таким образом, учитывая приведенные соотношения, можно записать общий вектор Джонса для суммарной волны в базисе приемной антенны:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_all}^{IN} = \dot{\mathbf{E}}_{rx_LOS}^{IN} + \sum_{j=1}^M \dot{\mathbf{E}}_{rx_mp_j}^{IN},$$

где

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_mp_j}^{IN} = \mathbf{R} \left(\sum_{l=1}^{N_j+1} \xi_{j_l} \right) \times \begin{bmatrix} \prod_{l=1}^{N_j} \dot{k}_{1_j_l} & 0 \\ 0 & \prod_{l=1}^{N_j} \dot{k}_{2_j_l} \end{bmatrix} \times \dot{\mathbf{E}},$$

а N_j может принимать любые значения от 1 до ∞ .

При этом следует отметить, что коэффициенты $\dot{k}_{1_j_l}$ и $\dot{k}_{2_j_l}$ постоянны для заданных объектов, лежащих на j -м пути распространения волны, параметр l в данном случае определяет лишь порядковый номер отражающего объекта в j -м пути. Иначе говоря, одни и те же объекты в общем случае могут многократно переотражать сигнал между собой. Углы ξ_{j_l} определяются, исходя из направлений распространения волны, и для каждого пути могут быть различны, однако, при многократном переотражении между одними и теми же объектами углы перехода между ними будут повторяться. Таким образом, индекс l в данном случае также определяет порядковый номер угла на j -м пути распространения.

Рассмотрим теперь частный случай, когда излучаются волны с линейной поляризацией $\dot{\mathbf{E}}_{OX}$, $\dot{\mathbf{E}}_{OY}$, а также в пространстве присутствует единственный отражающий объект, от которого волна однократно отражается. Запишем векторы

Джонса для прямой и однократно отраженной волн:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_LOS_OX}^{IN} = \mathbf{R}(\alpha) \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\alpha \\ -S_\alpha \end{bmatrix},$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_LOS_OY}^{IN} = \mathbf{R}(\alpha) \times \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ C_\alpha \end{bmatrix},$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_mp_OX}^{IN} = \mathbf{R}(\varphi) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_1 & 0 \\ 0 & \dot{k}_2 \end{bmatrix} \times \mathbf{R}(\theta) \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} C_\varphi \dot{k}_1 C_\theta - S_\varphi \dot{k}_2 S_\theta \\ -S_\varphi \dot{k}_1 C_\theta - C_\varphi \dot{k}_2 S_\theta \end{bmatrix},$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_mp_OY}^{IN} = \mathbf{R}(\varphi) \times \begin{bmatrix} \dot{k}_1 & 0 \\ 0 & \dot{k}_2 \end{bmatrix} \times \mathbf{R}(\theta) \times \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} C_\varphi \dot{k}_1 S_\theta + S_\varphi \dot{k}_2 C_\theta \\ -S_\varphi \dot{k}_1 S_\theta + C_\varphi \dot{k}_2 C_\theta \end{bmatrix}.$$

Таким образом, векторы Джонса для суммарных волн для обоих случаев будут выглядеть следующим образом:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_all_OX}^{IN} = \begin{bmatrix} C_\varphi \dot{k}_1 C_\theta - S_\varphi \dot{k}_2 S_\theta + C_\alpha \\ -S_\varphi \dot{k}_1 C_\theta - C_\varphi \dot{k}_2 S_\theta - S_\alpha \end{bmatrix},$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_all_OY}^{IN} = \begin{bmatrix} C_\varphi \dot{k}_1 S_\theta + S_\varphi \dot{k}_2 C_\theta + S_\alpha \\ -S_\varphi \dot{k}_1 S_\theta + C_\varphi \dot{k}_2 C_\theta + C_\alpha \end{bmatrix}.$$

Можно видеть, что при совпадении базисов всех элементов, т.е., когда $\alpha = \varphi = \theta = 0$, в базисе приемной антенны можно получить сумму прямой и отраженной волн с сохранением линейной поляризации:

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_all_OX}^{IN} = \begin{bmatrix} \dot{k}_1 + 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{rx_all_OY}^{IN} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{k}_2 + 1 \end{bmatrix}.$$

2.2 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦЫ КОГЕРЕНТНОСТИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ

Различают три основных вида поляризации волн [2]:

- полностью поляризованные волны;
- абсолютно неполяризованные волны;
- частично поляризованные волны.

Полностью поляризованные и абсолютно неполяризованные волны представляют собой предельные состояния частично поляризованной волны. Монохроматическая волна считается

полностью поляризованной, если в течение длительного времени (по сравнению с периодом колебаний) её составляющие имеют постоянную разность фаз и постоянное соотношение амплитуд. Если же полностью поляризованные состояния монохроматических составляющих спектра могут отличаться непредсказуемым образом, то результирующая волна будет поляризована частично. При абсолютной независимости (в статистическом смысле) последовательности полностью поляризованных состояний волна становится абсолютно неполяризованной. Матрица \dot{K} называется матрицей когерентности плоской квазимонохроматической волны [5]:

$$\dot{K} = \left\langle \dot{\vec{E}}(t) \oplus \dot{\vec{E}}^{(+)}(t) \right\rangle = \begin{bmatrix} \langle \dot{E}_x(t) \dot{E}_x^*(t) \rangle & \langle \dot{E}_x(t) \dot{E}_y^*(t) \rangle \\ \langle \dot{E}_y(t) \dot{E}_x^*(t) \rangle & \langle \dot{E}_y(t) \dot{E}_y^*(t) \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{K}_{xx} & \dot{K}_{xy} \\ \dot{K}_{yx} & \dot{K}_{yy} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где

$$\dot{\vec{E}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{E}_x(t) \\ \dot{E}_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_x(t) \exp(j\Phi_x(t)) \\ \dot{E}_y(t) \exp(j\Phi_y(t)) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Выражения для следа $Sp\dot{K}$ и детерминанта $\det \dot{K}$ матрицы когерентности представлены ниже [5]:

$$Sp\dot{K} = \dot{K}_{xx} + \dot{K}_{yy}$$

$$\det \dot{K} = \dot{K}_{xx} \dot{K}_{yy} - \dot{K}_{xy} \dot{K}_{yx}.$$

С использованием данных параметров возможно получить количественную оценку m степени когерентной связи между составляющими вектора (10), называемой степенью поляризации [5]:

$$m = \left[1 - \frac{4 \det \dot{K}}{Sp^2 \dot{K}} \right]^{0.5}. \quad (11)$$

Степень поляризации полностью поляризованной волны равна единице, а абсолютно неполяризованной – нулю.

Существует также иной параметрический способ представления поляризации – параметры Стокса. Ниже представлены выражения для получения данных параметров [5]:

$$S_0 = P_0 = |\dot{E}_x|^2 + |\dot{E}_y|^2, \quad (12)$$

$$S_1 = Q = |\dot{E}_x|^2 - |\dot{E}_y|^2, \quad (13)$$

$$S_2 = U = \dot{E}_x \dot{E}_y^* + \dot{E}_x^* \dot{E}_y, \quad (14)$$

$$S_3 = V = i(\dot{E}_x \dot{E}_y^* - \dot{E}_x^* \dot{E}_y). \quad (15)$$

При этом данные параметры связаны со степенью поляризации волны следующим образом [5]:

$$Q^2 + U^2 + V^2 = m^2 P_0^2 \leq P_0^2. \quad (16)$$

Кроме того, с помощью данных параметров возможно определить фазорные параметры γ и δ [5]:

$$Q = m P_0 \cos 2\gamma, \quad (17)$$

$$U = m P_0 \sin 2\gamma \cos 2\delta, \quad (18)$$

$$V = m P_0 \sin 2\gamma \sin 2\delta. \quad (19)$$

Откуда можно получить следующие выражения:

$$\cos 2\gamma = \frac{Q}{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}, \quad (20)$$

$$\operatorname{tg} 2\delta = \frac{V}{U}. \quad (21)$$

Также с помощью параметров Стокса можно определить параметры коэффициента корреляции ортогональных компонент волны [5]:

$$|\mu| = \sqrt{\frac{U^2 + V^2}{P_0^2 - Q^2}}, M = \pi - \arctan\left(\frac{V}{U}\right). \quad (22)$$

Из анализа косвенно связанных с этим утверждений можно предположить, что сумма двух полностью поляризованных волн образует частично-поляризованную волну, если:

- угол между составляющими E_{x1} и E_{x2} этих волн не равен 0° или 90° (иначе получится полностью линейная или полностью эллиптическая соответственно),
- волны соответствуют одному и тому же сигналу, но в точке приема они имеют различную задержку и фазу.

Если данное предположение верно, то в результате переотражений суммарная волна в базисе приемной антенны складывается из множества полностью либо частично поляризованных волн и, таким образом, также является частично-поляризованной. А значит в данной ситуации возможно по её матрице когерентности получить оценку степени поляризации \hat{m} . Тогда данная оценка \hat{m} будет стремиться к единице, когда отраженные

сигналы малы или отсутствуют, т.е. когда на входе приемной антенны присутствует только луч прямого распространения, который всегда является полностью поляризованным. В случае же, когда отраженные сигналы велики, оценка будет стремиться к нулю. Исходя из данного утверждения могут быть сформулированы ещё две достаточно интересные мысли:

- При многократном отражении, как было указано выше, волна деполаризуется. В предельном случае такая переотраженная волна станет абсолютно неполяризованной [2], т.е. в результате к лучу прямого распространения добавится шум, закон распределения которого стремится к нормальному. При этом на различных ортах приемной антенны он окажется некоррелированным.
- При формировании множества отраженных сигналов может так получиться, что они будут иметь схожие законы распределения. Как известно из центральной предельной теоремы [7], закон распределения суммарного сигнала из такого множества будет стремиться к нормальному по мере увеличения числа отраженных сигналов.

Данные идеи позволяют синтезировать оптимальные алгоритмы оценки фазы несущей частоты для некоторых упрощенных условий.

3. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ В УСЛОВИЯХ СИЛЬНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И МНОГОКРАТНОГО ПЕРЕОТРАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

3.1 Оптимальная оценка фазы несущей частоты сигнала при наличии N приемных каналов

Из [6,10] при известной структуре сигнала и частоте несущей частоты возможно получить оптимальный алгоритм оценки параметра сигнала при воздействии аддитивной помехи. Предположим, что приемник содержит на входе единственный комплексный сигнал:

$$y(t) = s(t, \lambda) + n(t).$$

Здесь $s(t, \lambda)$ – полезный сигнал, зависящий от времени t и оцениваемого параметра λ , $n(t)$ – помеха. Представим, что данный аналоговый сигнал равномерно дискретизирован с шагом ΔT :

$$y_i = s_i(\lambda) + n_i, \quad (23)$$

где $s_i(\lambda) = s(t_i, \lambda)$ – полезный сигнал в момент времени t_i , зависящий от оцениваемого параметра – значение помехи в момент времени t_i . Значения $i = 1, \dots, M$ составляют ансамбль дискретных значений.

Опираясь на [10], при условии, что параметр λ постоянен, можно записать функцию правдоподобия:

$$L(\lambda) = p(y_1, \dots, y_M | \lambda). \quad (24)$$

Теперь представим, что приемник содержит N входов, в каждом из которых действует независимая помеха. Таким образом, общая реализация содержит $(M \cdot N)$ независимых отсчетов помехи. Тогда, в соответствии со свойством многомерной плотности вероятности [7], можно записать выражение (24) следующим образом:

$$L(\lambda) = p(y_1, \dots, y_M | \lambda) = p_1(y_1^{(1)}, \dots, y_M^{(1)} | \lambda) \cdot \dots \cdot p_1(y_1^{(N)}, \dots, y_M^{(N)} | \lambda), \quad (25)$$

где $y_1, \dots, y_{M \cdot N}$ – общая реализация, полученная с N входов приемника, $y_1^{(j)}, \dots, y_M^{(j)}$ – реализация, полученная с j -го входа приемника.

Поскольку помеха является аддитивной [10], а также в случае, когда она имеет нормальный закон распределения на каждом входе j , (25) может быть записано в следующем виде:

$$L(\lambda) = \eta \prod_{j=1}^N \exp \left\{ - \left[\sum_{i=1}^M (y_i^{(j)} - s_i(\lambda))^2 / 2\sigma_j^2 \right] \right\}, \quad (26)$$

где σ_j^2 – дисперсия аддитивного шума в j -м канале, η – нормируемая константа.

При равномерной полосе ΔF спектральной плотности процесса $n(t)$ некоррелированные выборки получаются, как известно, при $\Delta T = (1/2)\Delta F$. Для иной формы спектра выборки получаются практически некоррелированными, если взять $\Delta t > \tau_c$, где τ_c – время корреляции процесса $n(t)$ [6].

Для функции с ограниченным спектром её значения в моменты времени, разделенные интервалом $\Delta T = (1/2)\Delta F$, представляют коэффициенты разложения по функциям Котельникова, причем разложение тем точнее, чем больше произведение интервала наблюдения T на ширину спектра $m = T\Delta F$. Устремляя полосу шума к бесконечности, $\Delta F \rightarrow \infty$, $m \rightarrow \infty$ используя равенство Парсеваля

и учитывая, что $\sigma_j^2 = G_o^{(j)} \Delta F = G_o^{(j)} / 2\Delta T$, получаем функцию правдоподобия полезного сигнала при наблюдении на фоне белого шума со спектральной плотностью $G_o^{(j)}$ в каждом канале:

$$L(\lambda) = \eta \prod_{j=1}^N \exp \left\{ -\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (y(t)^{(j)} - s(t, \lambda))^2 dt \right\}, \quad (27)$$

Раскроем далее подынтегральное выражение:

$$L(\lambda) = \eta \prod_{j=1}^N \exp \left\{ \frac{1}{2\sigma_j^2} \left[\sum_{i=1}^M (-[y_i^{(j)}]^2 + 2y_i^{(j)} s_i(\lambda) - s_i^2(\lambda)) \right] \right\}, \quad (28)$$

$$L(\lambda) = \eta \prod_{j=1}^N \exp \left\{ \frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (-[y(t)^{(j)}]^2 + 2y^{(j)} s(t, \lambda) - s^2(t, \lambda)) dt \right\}, \quad (29)$$

Поскольку при данной реализации под смеси компоненты $[y_i^{(j)}]^2$ в (28) и $[y(t)^{(j)}]^2$ в (29) не зависят от λ , они могут быть внесены в постоянный нормирующий множитель, после чего (28) и (29) могут быть записаны следующим образом:

$$L(\lambda) = \eta \prod_{j=1}^N \exp \left\{ \frac{1}{2\sigma_j^2} \left[\sum_{i=1}^M (2y_i^{(j)} s_i(\lambda) - s_i^2(\lambda)) \right] \right\}, \quad (30)$$

$$L(\lambda) = \eta \prod_{j=1}^N \exp \left\{ \frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (2y(t)^{(j)} s(t, \lambda) - s^2(t, \lambda)) dt \right\}. \quad (31)$$

Перепишем далее выражение (31) следующим образом:

$$L(\lambda) = \eta \exp \left(\sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (2y(t)^{(j)} s(t, \lambda) - s^2(t, \lambda)) dt \right] \right). \quad (32)$$

Интеграл разности можно представить, как разность интегралов, также операцию суммирования можно произвести отдельно для подынтегральных выражений. Получим

$$L(\lambda) = \eta \exp \left(2 \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (y(t)^{(j)} s(t, \lambda)) dt \right] - \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (s^2(t, \lambda)) dt \right] \right) \quad (33)$$

или

$$L(\lambda) = \eta \exp(2q(\lambda) - E(\lambda)), \quad (34)$$

где

$$q(\lambda) = \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (y(t)^{(j)} s(t, \lambda)) dt \right],$$

$$E(\lambda) = \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (s^2(t, \lambda)) dt \right].$$

В общем случае искомый алгоритм оценки фазы мог бы быть найден методом максимума правдоподобия решением следующего уравнения: $\frac{\partial L(\lambda)}{\partial \lambda} = 0$.

Однако, в случае использования в качестве полезного сигнала ПСП $PN(t, F, \tau)$, где F – частота кода, τ – задержка кода, Ω – несущая частота, выражение, описывающее такой сигнал выглядит следующим образом:

$$s(t) = aPN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi).$$

Тогда согласно [6,9], фаза φ является неэнергетическим параметром и для получения алгоритма её оценки необходимо лишь найти максимум корреляционного члена $q(\lambda)$, поскольку при выбранном виде модуляции сигнала

$$E(\varphi) = \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (aPN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi))^2 dt \right] \rightarrow \rightarrow \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T \frac{(aPN(t, F, \tau))^2}{2} dt \right],$$

т.е. не зависит от φ .

Так как в данном случае нам интересен оптимальный алгоритм оценки фазы несущей частоты, положим другие параметры известными, а именно задержку τ и частоту F кода ПСП, а также величину несущей частоты Ω . Тогда корреляционный член может быть представлен следующим образом:

$$q(\varphi) = a \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi)) dt \right]. \quad (35)$$

Перед непосредственно поиском максимума разложим косинус разности по известной тригонометрической формуле:

$$q(\varphi) = a \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (\cos(\varphi) y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t) + \sin(\varphi) y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \sin(\Omega t)) dt \right].$$

Вынесем постоянные параметры из-под знака интеграла и суммы, а также разложим интеграл суммы на сумму интегралов:

$$q(\varphi) = a \left\{ \cos(\varphi) \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t)) dt \right] + \sin(\varphi) \sum_{j=1}^N \left[\frac{1}{G_o^{(j)}} \int_0^T (y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \sin(\Omega t)) dt \right] \right\}. \quad (36)$$

Произведем замену переменных:

$$X_j = \int_0^T [y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t)] dt,$$

$$Y_j = \int_0^T [y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \sin(\Omega t)] dt.$$

Тогда выражение (36) можно представить в более наглядном виде:

$$q(\varphi) = a \left\{ \cos(\varphi) \sum_{j=1}^N \frac{X_j}{G_0^{(j)}} + \sin(\varphi) \sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} \right\}. \quad (37)$$

Взять частную производную по φ теперь не составит проблем:

$$\frac{\partial q}{\partial \varphi} = a \left\{ -\sin(\varphi) \sum_{j=1}^N \frac{X_j}{G_0^{(j)}} + \cos(\varphi) \sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} \right\} = 0.$$

Таким образом:

$$\cos(\varphi) \sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} = \sin(\varphi) \sum_{j=1}^N \frac{X_j}{G_0^{(j)}},$$

$$\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} = \sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} / \sum_{j=1}^N \frac{X_j}{G_0^{(j)}} = \text{tg}(\varphi). \quad (38)$$

Тогда из (38) можно получить алгоритм оптимальной оценки фазы для рассматриваемого случая:

$$\varphi^* = \text{arctg} \left(\sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} / \sum_{j=1}^N \frac{X_j}{G_0^{(j)}} \right) + p\pi,$$

$$p = -\frac{1}{2} \left[\text{sign} \left(\sum_{j=1}^N \frac{X_j}{G_0^{(j)}} \right) \text{sign} \left(\sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} \right) - \text{sign} \left(\sum_{j=1}^N \frac{Y_j}{G_0^{(j)}} \right) \right], \quad (39)$$

где параметр p необходим для оценки фазы, принимающей значения от π до 2π .

Также на **Рис. 2** можно следующим образом изобразить функциональную схему оптимальной системы оценки фазы (39).

Следует подчеркнуть, что синтезированный алгоритм оценки фазы оптимален только в том случае, когда отраженная волна, либо сумма отраженных волн, полностью потеряла

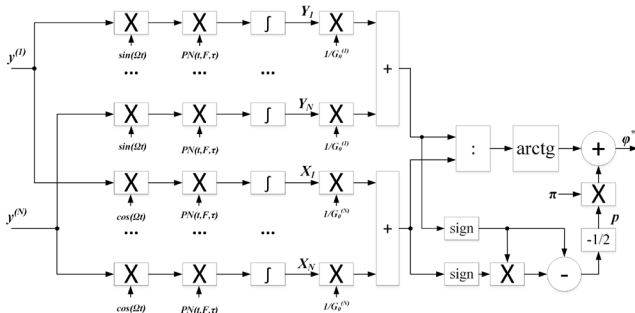


Рис. 2. Функциональная схема оптимальной системы оценки фазы.

свои поляризационные свойства. Рассмотрим далее ситуацию, когда волна осталась частично-поляризованной.

3.2 ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ДВУХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Поскольку случай, когда отраженные волны полностью теряют свои поляризационные свойства, является предельным случаем сильной многолучевости, логично рассмотреть ситуацию, когда отраженная волна осталась частично-поляризованной, т.е. помеха в различных приемных каналах будет коррелированной. Однако, чтобы сразу не переусложнять задачу, предположим, что сигнал, принадлежащий лучу прямого распространения, по каким-либо причинам не коррелирован с отраженными.

Предположим, что приемник может содержать два входа, в каждом из которых присутствует один и тот же полезный сигнал, но воздействие помехи коррелировано. В данном случае помеха y будет описываться двумерной плотностью вероятности $p_2(\lambda_1, \lambda_2)$, тогда можно получить следующую функцию правдоподобия для смеси ξ сигнала и помехи в n -ом канале:

$$L = L(\lambda) = p(\mathbf{y}^{(1)}, \mathbf{y}^{(2)} | \lambda), \quad (40)$$

подразумевая, что $\mathbf{y}^{(j)} = [y_1^{(j)}, \dots, y_M^{(j)}]$ – это ансамбль реализации помехи в j -ом канале.

В таком случае, опираясь на [6,7,8], при аддитивной коррелированной помехе, функцию правдоподобия можно записать в следующем виде:

$$L(\lambda) = \frac{1}{|K| \sqrt{4\pi^2}} \times \exp \left(\frac{1}{2|K|} \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} & \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} - s_i(\lambda)) \\ k_{21} & k_{22} & \sum_{i=1}^M (y_i^{(2)} - s_i(\lambda)) \\ \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} - s_i(\lambda)) & \sum_{i=1}^M (y_i^{(2)} - s_i(\lambda)) & 0 \end{pmatrix} \right), \quad (41)$$

где

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$$

– корреляционная матрица помехи, причем $k_{12} = k_{21} = k$.

Далее можно получить следующее выражение для показателя экспоненты:

$$\frac{1}{2|K|} \begin{bmatrix} 2k_{22} \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} s_i(\lambda)) + 2k_{11} \sum_{i=1}^M (y_i^{(2)} s_i(\lambda)) \\ -2k \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} s_i(\lambda) + y_i^{(2)} s_i(\lambda)) + 2k \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} y_i^{(2)}) - \\ -k_{22} \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)})^2 - k_{11} \sum_{i=1}^M (y_i^{(2)})^2 + 2k \sum_{i=1}^M (s_i(\lambda))^2 \\ -k_{22} \sum_{i=1}^M (s_i(\lambda))^2 - k_{11} \sum_{i=1}^M (s_i(\lambda))^2 \end{bmatrix}. \quad (42)$$

Далее по аналогии с (31) можно вынести в нормирующий множитель компоненты, не зависящие от λ , и получить выражение в виде:

$$L(\lambda) = \eta \exp \left(\frac{1}{2|K|} (q(\lambda) - E(\lambda)) \right), \quad (43)$$

где

$$q(\lambda) = 2k_{22} \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} s_i(\lambda)) + 2k_{11} \sum_{i=1}^M (y_i^{(2)} s_i(\lambda)) - \quad (44)$$

$$-2k \sum_{i=1}^M (y_i^{(1)} s_i(\lambda) + y_i^{(2)} s_i(\lambda)),$$

$$E(\lambda) = [k_{22} + k_{11} - 2k] \sum_{i=1}^M (s_i(\lambda))^2, \quad (45)$$

или в случае, когда $\Delta F \rightarrow \infty$, по аналогии с (30):

$$q(\lambda) = 2k_{22} \int_0^T (y(t)^{(1)} s(t, \lambda)) dt + \quad (46)$$

$$+ 2k_{11} \int_0^T (y(t)^{(2)} s(t, \lambda)) dt -$$

$$- 2k \int_0^T (y(t)^{(1)} s(t, \lambda) + y(t)^{(2)} s(t, \lambda)) dt,$$

$$E(\lambda) = [k_{22} + k_{11} - 2k] \int_0^T (s(t, \lambda))^2 dt. \quad (47)$$

Согласно [6], фаза является неэнергетическим параметром и для получения алгоритма её оценки необходимо найти максимум корреляционного члена $q(\lambda)$.

В случае использования в качестве полезного сигнала ПСП $PN(t, F, \tau)$, где F – частота кода, τ – задержка кода, Ω – несущая частота, выражение, описывающее такой сигнал, выглядит следующим образом:

$$s(t) = aPN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi).$$

Поскольку в данном случае нам интересен оптимальный алгоритм оценки фазы, положим другие параметры известными, а именно задержку τ и частоту F кода ПСП, а также частоту несущей частоты Ω . Тогда корреляционный член может быть представлен следующим образом:

$$q(\varphi) = a \begin{bmatrix} 2k_{22} \int_0^T (y(t)^{(1)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi)) dt + \\ + 2k_{11} \int_0^T (y(t)^{(2)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi)) dt - \\ - 2k \int_0^T (y(t)^{(1)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi) + \\ + y(t)^{(2)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t - \varphi)) dt \end{bmatrix}. \quad (48)$$

Перед непосредственно поиском максимума разложим косинус суммы по известной тригонометрической формуле, разложив интеграл суммы на сумму интегралов:

$$q(\varphi) = \begin{bmatrix} 2k_{22} (\cos \varphi X_1 + \sin \varphi Y_1) + \\ + 2k_{11} (\cos \varphi X_2 + \sin \varphi Y_2) - \\ - 2k (\cos \varphi X_1 + \sin \varphi Y_1 + \cos \varphi X_2 + \sin \varphi Y_2) \end{bmatrix},$$

где, при $j = 1, 2$:

$$X_j = \int_0^T (y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \cos(\Omega t)) dt,$$

$$Y_j = \int_0^T (y(t)^{(j)} PN(t, F, \tau) \sin(\Omega t)) dt.$$

Возьмем теперь частную производную по φ :

$$\frac{\partial q}{\partial \varphi} = \begin{bmatrix} k_{22} (-\sin \varphi X_1 + \cos \varphi Y_1) + \\ + k_{11} (-\sin \varphi X_2 + \cos \varphi Y_2) - \\ - k (-\sin \varphi X_1 + \cos \varphi Y_1 - \sin \varphi X_2 + \cos \varphi Y_2) \end{bmatrix} = 0$$

Выделим элементы, зависящие от φ :

$$\sin \varphi (-k_{22} X_1 - k_{11} X_2 + k(X_1 + X_2)) + \cos \varphi (k_{22} Y_1 + k_{11} Y_2 - k(Y_1 + Y_2)) = 0,$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}(\varphi) &= \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} = \frac{k_{22} Y_1 + k_{11} Y_2 - k(Y_1 + Y_2)}{k_{22} X_1 + k_{11} X_2 - k(X_1 + X_2)} = \\ &= \frac{Y_1 (k_{22} - k) + Y_2 (k_{11} - k)}{X_1 (k_{22} - k) + X_2 (k_{11} - k)}. \end{aligned} \quad (49)$$

Тогда из (49) можно получить алгоритм оптимальной оценки фазы для рассматриваемого случая:

$$\begin{aligned} \varphi^* &= \arctg \left(\frac{Y_1 (k_{22} - k) + Y_2 (k_{11} - k)}{X_1 (k_{22} - k) + X_2 (k_{11} - k)} \right) + z\pi, \\ z &= -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \operatorname{sign}(X_1 (k_{22} - k) + X_2 (k_{11} - k)) \times \\ \times \operatorname{sign}(Y_1 (k_{22} - k) + Y_2 (k_{11} - k)) - \\ - \operatorname{sign}(Y_1 (k_{22} - k) + Y_2 (k_{11} - k)) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (50)$$

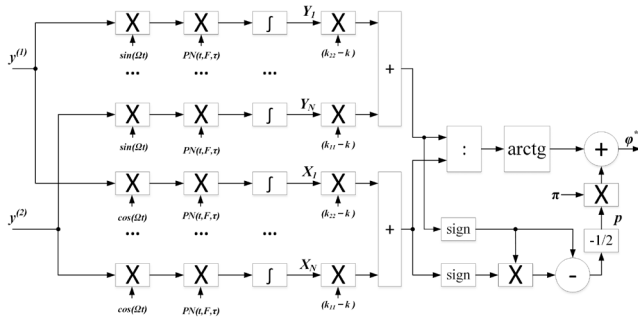


Рис. 3. Функциональная схема оптимальной системы оценки фазы.

Также на Рис. 3 можно следующим образом изобразить функциональную схему оптимальной системы оценки фазы (50).

3.3. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗИРОВАННЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ФАЗЫ

Для исследования характеристик алгоритма (39) в среде MATLAB с использованием симулятора многолучевости Quadriga была создана имитационная модель. В качестве сценариев многолучевости были выбраны стандартизированные варианты 3GPP-38.901-Indoor-LOS и WINNER-Indoor-A1-LOS. Приемник двигался линейно в направлении от передатчика. На передающей и приемной стороне реализованы антенны с ортогональной линейной поляризацией, позволяющие получить 4 канала слежения за счет различного их комбинирования:

- tx-1 → rx-1 – канал 1,
- tx-1 → rx-2 – канал 2,
- tx-2 → rx-1 – канал 3,
- tx-2 → rx-2 – канал 4.

Результаты моделирования представлены на Рис. 4, 5.

По результатам моделирования можно видеть, что алгоритм (39) не получает сверх суммарного

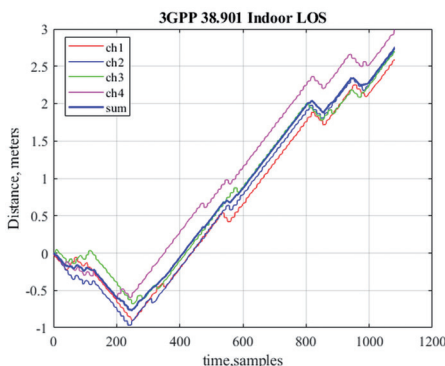


Рис. 4. Результат моделирования алгоритма (39) при сценарии 3GPP 38.901 Indoor LOS.

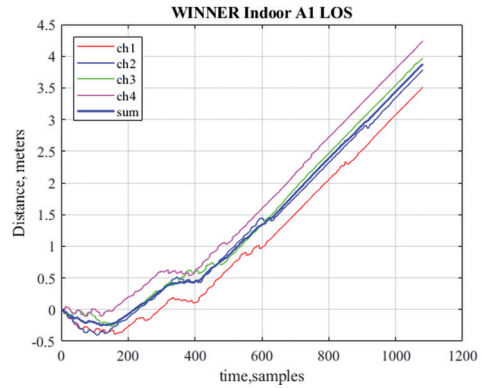


Рис. 5. Результат моделирования алгоритма (39) при сценарии WINNER Indoor A1 LOS.

эффекта, и число перескоков в оценках фазы оказывается некоторым средним. Отсюда можно сделать вывод, что постановка задачи синтеза была излишне упрощенной.

4 ЭМПИРИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ИСКЛЮЧЕНИЯ МНОГОЛУЧЕВОСТИ

Принимая во внимание большое число перескоков при оценке фазы единственного сигнала, была предпринята попытка создания избыточности в самом излучаемом сигнале. Поскольку в данном частотном диапазоне в рамках полосы до 50 МГц многолучевость частотно-селективная, был создан OFDM сигнал с ПСП Голда. Спектральное представление данного сигнала изображено на Рис. 6. Кроме того, для дальнейшего повышения избыточности также использовались и все комбинации, доступные от ортогональной поляризации на передатчиках и приемнике.

Оценка фазы при использовании данного сигнала производилась независимо для каждой поднесущей, используя те же алгоритмы, что

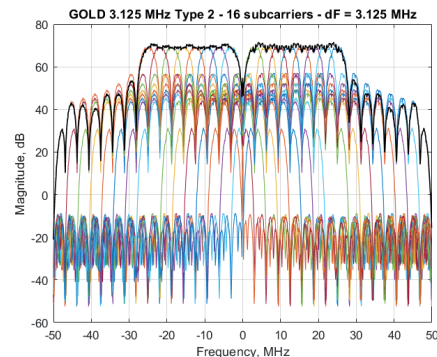


Рис. 6. Спектральное представление сигнала. Каждая поднесущая модулируется одним и тем же кодом Голда (обозначены разными цветами), результат соответствует сумме поднесущих (обозначен черным).

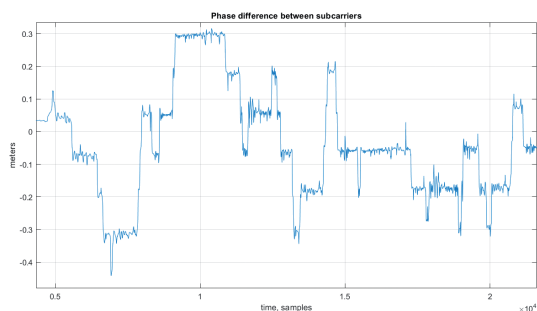


Рис. 7. Разница между оценками фазы поднесущих.

описаны в работе [1]. Однако, было замечено, что при пересчете оценок фазы в метры возможно реализовать алгоритм по детектированию перескоков в оценках. Для этого необходимо вычислить разницу фаз между всеми возможными парами поднесущих, а затем для каждого момента времени выбирать оценку фазы той поднесущей, которая в данный момент времени не подверглась многолучевости. Данные операции необходимо произвести для каждого передатчика независимо. Таким образом могут быть получены оценки приращений фаз, из которых будет исключена большая часть перескоков. На Рис. 7 изображена

разница оценок фаз между поднесущими. Можно видеть, что данный параметр содержит лишь шумы и перескоки, поскольку влияние ВЧ части, движения, а также другие аппаратные эффекты одинаковы на обоих поднесущих и взаимоисключаются. Подробное изложение данного алгоритма представлено в работах [11,12,13].

В результате применения данного алгоритма к экспериментальным данным удалось добиться СКО оценки 2-D позиции порядка 10 см (см. Рис. 8-9).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе приведена методика описания отраженных сигналов с помощью вектора Джонса, а также синтез оптимальных алгоритмов оценки параметров сигнала в сложных условиях для упрощенных сценариев. С помощью моделирования показано, что синтезированные оптимальные алгоритмы оказываются плохо применимы к реальным ситуациям, однако, позволяют лучше понять физику процессов. На базе данного понимания предложена

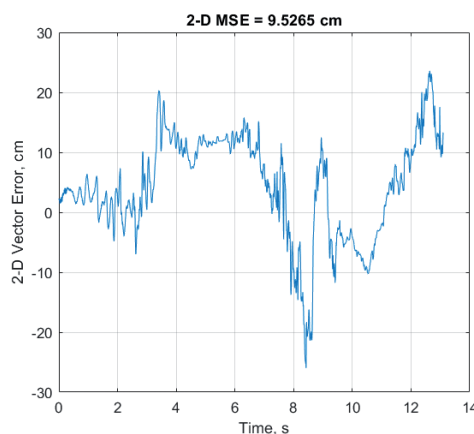
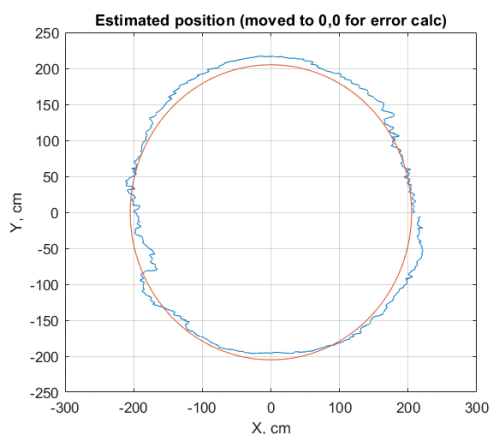


Рис. 8. Результат оценки позиции и СКО ошибки местоопределения на первом круге.

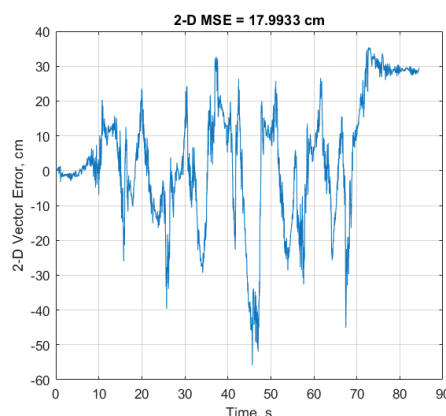
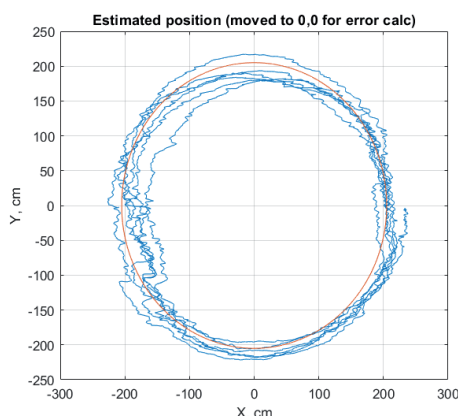


Рис. 9. Результат оценки позиции и СКО ошибки местоопределения за всё время движения.

методика формирования сигналов для создания большой избыточности измерений в приемнике, а также эмпирический метод отбраковки ложных измерений. С помощью данного метода экспериментально показано, что в помещении в сложных условиях и при наличии многолучевости удается достичь среднеквадратичного отклонения ошибки местоопределения менее 10 сантиметров.

Кроме того, проведенные исследования позволили добиться нескольких дополнительных результатов:

- Была создана система, позволяющая формировать сложные конструкции сигналов и оценивать качество оценки фазы.
- Достигнуто понимание, какие именно эффекты оказывает многолучевость на сигналы различной частоты и поляризации.
- Удалось экспериментально показать, что, используя навигационный сигнал с OFDM, возможно добиться неплохих результатов в исключении перескоков из оценок фазы. Таким образом, вероятно, возможно сформулировать задачу синтеза алгоритма оценки фазы, свободной от перескоков, используя подобный навигационный сигнал с частотным и поляризационным мультиплексированием, который потенциально может решить задачу относительного местоопределения с сантиметровой точностью в сложных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Серкин Ф.Б. Локальная система местоопределения с интегрированным каналом передачи данных. *Диссертация на соискание ученой степени к.т.н.*, Москва, МАИ, 2016, 128 с.
2. Татаринов ВН, Татаринов СВ, Лигтхарт ЛП. *Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Том 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования.* Томск, Изд-во Том. ун-та, 2006, 380 с.
3. IEEE Standards Association, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. New York, 2012, 2793 p.
4. Борискин АД, Вейцель АВ, Вейцель ВА, Жодзишский МИ, Милютин ДС. *Аппаратура высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: приемники-потребители навигационной информации.* М., МАИ-ПРИНТ, 2010, 292 с.
5. Козлов НИ, Логвин АИ, Сарычев ВА. *Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов.* М., Радиотехника, 2005, 704 с.
6. Березин АВ, Вейцель ВА. *Теория и проектирование радиосистем.* Под ред. В.Н. Типугина. Учебное пособие для вузов. М., Сов. радио, 1977, 448 с.
7. Лившиц НА, Пугачев ВН. *Вероятностный анализ систем автоматического управления.* Том 1. М., Сов. радио, 1963, 896 с.
8. Поздняк СИ, Мелитицкий ВА. *Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн.* М., Сов. радио, 1974, 480 с.
9. Котельников ВА. *Теория потенциальной помехоустойчивости.* М., Госэнергоиздат, 1956, 151 с.
10. Тихонов ВИ, Харисов ВН. *Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем.* М., Радио и связь, 2004, 608 с.
11. Vazhenin NA, Serkin FB, Veitsel AV. Reducing multipath effects in navigation radio systems. *Application PCT/RU2021/000011, Topcon Positioning Systems*, 2021.
12. Serkin FB, Vazhenin NA, Veitsel VV, Chereshev KV, Fomin IA. Method and apparatus for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based local positioning system. *Application PCT/RU2022/000273, Topcon Positioning Systems*, 2022.
13. Vazhenin NA, Veitsel AV, Veitsel VV, Serkin FB. Position determination of a mobile station using modified Wi-Fi signals. *Patent No.: US 10,274,580 B2*, Apr. 30, 2019.

Серкин Федор Борисович

к.т.н., доцент

Московский авиационный институт

4, Волоколамское ш., Москва 125993, Россия

E-mail: serkinfb@list.ru.