

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ЭКОЛОГИИ,
МЕДИЦИНЫ, БИОЛОГИИ

УДК 621.396.99

РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ
ВЛИЯНИЯ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ НА ОРТОГОНАЛЬНО-
ПОЛЯРИЗОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ

© 2024 г. В. Л. Гулько^{a,*}, А. А. Мещеряков^a, Н. К. Блинковский^a

^aТомский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Россия, 634050, Томск, просп. Ленина, 40

*e-mail: gulkovl@rts.tusur.ru

Поступила в редакцию 15.06.2023 г.

После доработки 13.07.2023 г.

Принята к публикации 08.09.2023 г.

Рассматривается радиофизический комплекс для исследования влияния среды распространения на ортогональные линейно-поляризованные электромагнитные волны с горизонтальной и вертикальной поляризациями. Радиофизический комплекс позволил регистрировать квадратурные составляющие принятых ортогонально-поляризованных сигналов и по ним рассчитывать амплитуды и фазы сигналов и их поляризационные характеристики. Электромагнитные волны излучались с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн из двух точек, пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости. В рамках двухвibratorной модели рассеяния получено аналитическое выражение для оператора рассеяния, позволяющего оценить дифференциальные характеристики среды распространения. Подтверждена связь параметров модели с полученными экспериментальными оценками поляризационных характеристик принятых ортогональных линейно-поляризованных сигналов на приземной трассе протяженностью 8 км.

DOI: 10.31857/S0032816224020199 EDN: QRVLQY

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время ортогонально-поляризованные электромагнитные волны сантиметрового диапазона используются не только в системах радиолокации и радионавигации, но и в системах связи, к которым относятся как наземные радиорелейные линии [1], так и системы космической связи [2, 3]. На трассах распространения радиоволн в этом частотном диапазоне на искажения параметров радиосигналов оказывает существенное влияние атмосфера. Одной из характерных особенностей влияния атмосферы является зависимость энергетических параметров сигнала от количества и состояния гидрометеоров на трассе. Наличие анизотропии в атмосферном канале связи [4–8] также влияет на такие поляризационные параметры, как коэффициент эллиптичности r и угол ориентации эллипса поляризации β [9]. Другими факторами, вызывающими искажение поляризационных

параметров сигналов в точке приема, являются рефракционные явления, многолучевое распространение и рассеяние на неоднородностях коэффициента преломления атмосферы [10].

Изменение поляризации в гидрометеорах вызывается неодинаковым ослаблением и различным фазовым сдвигом ортогонально-поляризованных компонент сигнала, что приводит к изменению отношения амплитуд и фазовому сдвигу между ортогонально-поляризованными составляющими разложения сигнала в заданном поляризационном базисе, т.е. к изменению модуля и аргумента фазового вектора. Количество эти различия определяются такими дифференциальными характеристиками среды распространения, как дифференциальное амплитудное ослабление $\Delta\alpha$ [дБ/км] и дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta\Phi$ [°/км], характеризующими различие в ослаблении и фазовом сдвиге на единицу длины трассы

ортогонально-поляризованных компонент сигнала в заданном поляризационном базисе [10].

В настоящей работе описан радиофизический комплекс для исследования влияния дифференциальных характеристик среды распространения на ортогональные линейно-поляризованные электромагнитные волны и приведены результаты сезонных экспериментальных исследований, а также их влияния на поляризационные характеристики сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризациями в точке приема на приземной трассе протяженностью 8 км.

Использование векторных свойств электромагнитных волн, излучаемых передатчиком, а также принимаемых результирующих векторных сигналов, прошедших среду распространения и поляризованных определенным образом, требует необходимости их рассмотрения в определенных поляризационных базисах и в различных системах координат, связанных с разнесенными передающим и приемным пунктами. При этом выбор опорной системы координат, связанной с передающим и приемным пунктами, и выбор собственной системы координат, связанной со средой распространения, а также выбор метода обработки принятых векторных сигналов определяются как особенностями решаемой технической задачи, так и удобством анализа с точки зрения физической интерпретации полученных результатов.

2. ДВУХВИБРАТОРНАЯ МОДЕЛЬ РАССЕЙЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СРЕДОЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Векторная природа электромагнитных волн обуславливает необходимость учета поляризационных преобразований при полном описании рассеивающих свойств среды распространения. Реальная среда распространения представляет собой сложный объект, поляризационные характеристики которого не поддаются теоретическому расчету и определяются в основном экспериментальным путем [9]. При экспериментальном исследовании среды распространения первостепенное значение приобретают математические модели, которые, с одной стороны, позволяют тем или иным образом описать сложный физический процесс рассеяния электромагнитных волн реальными отражающими объектами, а с другой стороны, описывают поляризационные характеристики отражающих объектов

конечным набором действительных параметров, которые могут быть технически просто измерены тем или иным способом и имеют ясный физический смысл.

Представим физическую модель, которая описывала бы полностью поляризационные характеристики среды распространения. Для этого по аналогии, но применительно к решению поставленной задачи, воспользуемся известной в радиолокации двухвibratorной моделью стабильной радиолокационной цели [11, 12]. Покажем, что система из двух ортогональных электрических vibratorов различной эффективной длины с заданными параметрами, разнесенных в пространстве по линии визирования и определенным образом расположенных в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны, всегда будут соответствовать той или иной среде распространения. Соответствие здесь будем понимать в том смысле, что поляризационные характеристики пары ортогональных vibratorов и реальной среды распространения в данном направлении совпадают.

Рассмотрим плоскую волну, падающую на некоторую среду распространения (рис. 1). Будем полагать при этом, что в результате взаимодействия волны со средой распространения на ее выходе появляется только одна плоская волна, волновой вектор \mathbf{K} которой параллелен волновому вектору входной волны.

Входную и выходную волны будем задавать в опорной системе координат XOY , которая служит началом отсчета при поляризационных измерениях, и зададим их векторами Джонса \mathbf{E}_1 и \mathbf{E}_2 . Собственную систему координат, связанную непосредственно с физической средой распространения и осуществляющую преобразование поляризации электромагнитной волны, обозначим как $X'OY'$. Будем полагать, что в общем случае ориентация собственной системы координат $X'OY'$ относительно опорной системы координат XOY произвольна и составляет угол θ с положительным направлением полуосей OX , OX' .

Пусть в фазовой плоскости падающей входной электромагнитной волны \mathbf{E}_1 расположены два ортогональных электрических vibratorа с заданными комплексными коэффициентами передач \dot{K}_1 и \dot{K}_2 . Пусть ориентации этих vibratorов совпадают с осями OX' и OY' собственной системы координат $X'OY'$. Предположим, что

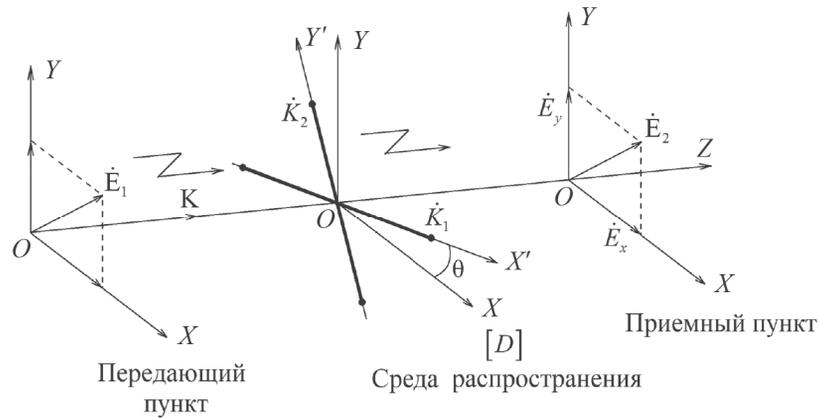


Рис. 1. Двухвибраторная модель рассеяния электромагнитных волн средой распространения.

фаза колебаний, наводимых падающей входной волной \dot{E}_1 в первом вибраторе, равна φ_1 , а во втором φ_2 .

Разные значения фаз φ_1 и φ_2 могут трактоваться как результат различия физических свойств первого и второго вибраторов, либо при одинаковых физических свойствах вибраторов как результат разности их по дальности на величину $\Delta R = (\varphi_2 - \varphi_1/2\pi) \cdot \lambda$. Взаимным влиянием вибраторов в целях упрощения анализа можно пренебречь. Также для упрощения рис. 1 фазовые центры рассеяния вибраторов совмещены, хотя в общем случае они могут быть разнесены на расстояние ΔR .

Определим параметры выходной волны \dot{E}_2 в выбранной опорной системе координат XOY . Тогда математическое описание преобразования вектора Джонса от входа к выходу среды распространения может быть записано в линейном поляризованном базисе в виде

$$\dot{E}_2 = [R(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \dot{K}_1 & 0 \\ 0 & \dot{K}_2 \end{bmatrix} [R(\theta)] \dot{E}_1, \quad (1)$$

где

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

– оператор прямого перехода из опорной системы координат XOY в собственную систему координат среды распространения $X'OY'$, \dot{K}_1 и \dot{K}_2 – комплексные коэффициенты передачи, отвечающие ортам собственного базиса,

$$[R(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

– оператор обратного перехода из собственной системы координат $X'OY'$ в опорную XOY .

Перемножив матричные операторы, входящие в выражение (1), получим оператор Джонса (оператор рассеяния) среды распространения в виде

$$[D] = \begin{bmatrix} \dot{K}_1 \cos^2 \theta + \dot{K}_2 \sin^2 \theta & (\dot{K}_1 - \dot{K}_2) \sin \theta \cos \theta \\ (\dot{K}_1 - \dot{K}_2) \sin \theta \cos \theta & \dot{K}_1 \sin^2 \theta + \dot{K}_2 \cos^2 \theta \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Преобразуем выражение (2) к виду

$$[D] = \dot{K}_1 \begin{bmatrix} \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta \\ \sin \theta \cos \theta & \sin^2 \theta \end{bmatrix} + \dot{K}_2 \begin{bmatrix} \sin^2 \theta & -\sin \theta \cos \theta \\ -\sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Из формулы (3) следует, что оператор рассеяния (3) среды распространения может быть представлен в виде суммы двух операторов, отвечающих операторам рассеяния двух ортогональных вибраторов, ориентированных относительно опорной системы координат XOY под углом θ с комплексными коэффициентами передачи \dot{K}_1 и \dot{K}_2 соответственно. Таким образом, оператор рассеяния среды распространения полностью характеризуется параметрами рассмотренной двухвибраторной модели.

Подставляя выражение (3) в формулу (1), можно записать в компактной форме:

$$\dot{E}_2 = [D] \dot{E}_1. \quad (4)$$

Полученное линейное матричное преобразование вектора Джонса падающей волны представляет собой закон взаимодействия

этой волны со средой распространения. При этом матрицу $[D]$ определяемую соотношением (3), будем называть матрицей Джонса среды распространения.

Физический смысл воздействия матрицы Джонса на некоторую входную волну заключается в следующем: вектор Джонса входной волны, заданной в опорной системе координат передатчика, переводится в собственный базис среды распространения. Ортогональные составляющие, ориентированные по осям собственного базиса, приобретают амплитудные изменения и дополнительные фазовые сдвиги. Затем вектор Джонса на выходе среды распространения переводится в опорный базис, в котором и определяются поляризационные параметры принятой волны.

Преобразуем выражение (3), определив комплексные коэффициенты передач среды распространения K_1 и K_2 как

$$\dot{K}_1 = K_1 e^{j\varphi_1}, \quad (5)$$

$$\dot{K}_2 = K_2 e^{j\varphi_2}, \quad (6)$$

где K_1 и K_2 – модули комплексных коэффициентов передач \dot{K}_1 и \dot{K}_2 , φ_1 и φ_2 – фазы комплексных коэффициентов передач \dot{K}_1 и \dot{K}_2 .

Подставляя выражения (5) и (6) в формулу (3), получим

$$[D] = K_1 e^{j\varphi_1} \begin{bmatrix} \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta \\ \sin \theta \cos \theta & \sin^2 \theta \end{bmatrix} + K_2 e^{j\varphi_2} \begin{bmatrix} \sin^2 \theta & -\sin \theta \cos \theta \\ -\sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Вынося и опуская абсолютный фазовый множитель $e^{j\varphi_2}$, получим выражение для оператора рассеяния в виде

$$[D] = K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \begin{bmatrix} \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta \\ \sin \theta \cos \theta & \sin^2 \theta \end{bmatrix} + K_2 \begin{bmatrix} \sin^2 \theta & -\sin \theta \cos \theta \\ -\sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где $\Delta\Phi_c = \varphi_1 - \varphi_2$ – дифференциальный фазовый сдвиг, вносимый средой распространения в собственную систему координат $X'OY'$.

В случае если собственная система координат $X'OY'$ совпадает с опорной XOY , то, подставив

в формулу (8) $\theta = 0$, получим выражение для оператора рассеяния среды распространения в виде

$$[D] = K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + K_2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Из формулы (9) следует, что оператор рассеяния среды распространения для $\theta = 0$ может быть представлен в виде суммы двух операторов, отвечающих операторам рассеяния двух ортогональных вибраторов, ориентированных по осям OX и OY опорной системы координат XOY и имеющих соответственно коэффициенты передач K_1 и K_2 , которые в общем случае определяют дифференциальное амплитудное ослабление ортогональных составляющих. При этом их фазовые центры разнесены вдоль линии визирования на расстояние, обеспечивающее дифференциальный фазовый сдвиг между ортогональными составляющими.

Установим связь дифференциальных характеристик среды распространения с параметрами двухвibratorной модели рассеяния электромагнитных волн.

Рассмотрим действие среды распространения, имеющей оператор рассеяния (8), на бегущую электромагнитную волну, волновой вектор которой ориентирован по оси OZ , а ортогональные составляющие входного вектора электрического поля $\dot{\mathbf{E}}_1$ направлены по осям OX и OY (см. рис. 1). Будем считать при этом, что входной вектор $\dot{\mathbf{E}}_1$ образован путем суперпозиции ортогональных линейно-поляризованных электромагнитных волн с вертикальной и горизонтальной поляризациями, излучаемых передатчиком из передающего пункта. Электромагнитные волны излучаются одновременно из двух точек, пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости на расстояние d , с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн. Тогда входной вектор Джонса \mathbf{E}_1 на направлении, совпадающем с перпендикуляром к середине базы d , может быть записан в линейном поляризационном базисе (ниже мы опускаем временную зависимость) в виде

$$\mathbf{E}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Наличие множителя $1/\sqrt{2}$ в выражении (10) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью волны. Из формулы (10) следует, что входной вектор \mathbf{E}_1 поляризован линейно

с углом ориентации плоскости поляризации, равным 45° . Тогда, подставляя выражения (10) и (8) в формулу (4), получим выражение для выходного вектора \dot{E}_2 в виде

$$\dot{E}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \begin{bmatrix} \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta \\ \sin \theta \cos \theta & \sin^2 \theta \end{bmatrix} + K_2 \begin{bmatrix} \sin^2 \theta & -\sin \theta \cos \theta \\ -\sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

После вычислений формула (11) преобразуется к виду

$$\dot{E}_2 = \begin{bmatrix} K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) - K_2 \sin \theta \sin(45^\circ - \theta) \\ K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) + K_2 \cos \theta \sin(45^\circ - \theta) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Из формулы (12) следует, что ортогональные линейно-поляризованные составляющие выходного вектора \dot{E}_2 имеют вид

$$\dot{E}_x = K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) - K_2 \sin \theta \sin(45^\circ - \theta), \quad (13)$$

$$\dot{E}_y = K_1 e^{j\Delta\Phi_c} \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) + K_2 \cos \theta \sin(45^\circ - \theta). \quad (14)$$

Преобразуем формулы (13), (14) к виду

$$\dot{E}_x = K_1 \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c - K_2 \sin \theta \sin(45^\circ - \theta) + jK_1 \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) \sin \Delta\Phi_c, \quad (15)$$

$$\dot{E}_y = K_1 \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c + K_2 \cos \theta \sin(45^\circ - \theta) + jK_1 \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) \sin \Delta\Phi_c. \quad (16)$$

Амплитуды E_x и E_y составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y будут иметь вид

$$E_x = \left[\begin{array}{l} K_1^2 \cos^2 \theta \cos^2(45^\circ - \theta) - \\ - 2K_1 K_2 \sin \theta \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) \times \\ \times \sin(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c + \\ + K_2^2 \sin^2 \theta \sin^2(45^\circ - \theta) \end{array} \right]^{1/2}, \quad (17)$$

$$E_y = \left[\begin{array}{l} K_1^2 \sin^2 \theta \cos^2(45^\circ - \theta) + \\ + 2K_1 K_2 \sin \theta \cos \theta \sin(45^\circ - \theta) \times \\ \times \cos(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c + \\ + K_2^2 \cos^2 \theta \sin^2(45^\circ - \theta) \end{array} \right]^{1/2}. \quad (18)$$

С учетом формул (15) и (16) фазы φ_x и φ_y составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y равны

$$\varphi_x = \arctg \frac{K_1 \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) \sin \Delta\Phi_c}{K_1 \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c - K_2 \sin \theta \sin(45^\circ - \theta)}, \quad (19)$$

$$\varphi_y = \arctg \frac{K_1 \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) \sin \Delta\Phi_c}{K_1 \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c + K_2 \cos \theta \sin(45^\circ - \theta)}. \quad (20)$$

Таким образом, из выражений (17)–(20) следует, что амплитуды E_x , E_y и фазы φ_x , φ_y составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y являются функциями параметров двухвibratorной модели рассеяния электромагнитных волн K_1 , K_2 , $\Delta\Phi_c$ и θ .

Отношение амплитуд E_y/E_x характеризует дифференциальное амплитудное ослабление $\Delta\alpha$, вносимое средой распространения, и определяется в децибелах следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta\alpha[\text{дБ}] &= 20 \lg(E_y/E_x) = \\ &= 10 \lg \left[\left(K_1^2 \sin^2 \theta \cos^2(45^\circ - \theta) + \right. \right. \\ &+ K_2^2 \cos^2 \theta \sin^2(45^\circ - \theta) + 2K_1 K_2 \sin \theta \times \\ &\times \cos \theta \sin(45^\circ - \theta) \cos(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c \left. \right) / \\ &/ \left(K_1^2 \cos^2 \theta \cos^2(45^\circ - \theta) + \right. \\ &+ K_2^2 \sin^2 \theta \sin^2(45^\circ - \theta) - 2K_1 K_2 \sin \theta \times \\ &\times \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) \sin(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c \left. \right) \right]. \quad (21) \end{aligned}$$

Соответственно, разность фаз $\varphi_x - \varphi_y$ составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y , которая в общем случае характеризует дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta\Phi$, вносимый средой распространения в ортогональные линейно-поляризованные электромагнитные волны, будет равна

$$\begin{aligned} \Delta\Phi &= \varphi_x - \varphi_y = \\ &= \arctg \left[\frac{K_1 K_2 \sin(45^\circ - \theta) \cos(45^\circ - \theta) \sin \Delta\Phi_c}{K_1^2 \sin \theta \cos \theta \cos^2(45^\circ - \theta) \cos \Delta\Phi_c - K_2^2 \sin \theta \cos \theta \sin^2(45^\circ - \theta) + K_1 K_2 \sin(45^\circ - \theta) \cos(45^\circ - \theta) \cos(2\theta) \cos \Delta\Phi_c} \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Из выражений (21)–(22) следует, что дифференциальные характеристики среды распространения $\Delta\alpha$ и $\Delta\Phi$ являются функциями параметров двухвibratorной модели рассеяния электромагнитных волн K_1 , K_2 , $\Delta\Phi_c$ и θ . Следовательно, задавая параметры двухвibratorной модели рассеяния, можно оценивать дифференциальные характеристики среды распространения.

Например, когда собственная система координат $X'OY'$ среды распространения совпадает с опорной системой координат XOY передающего и приемного пунктов, то, подставив $\theta=0$ в формулы (17)–(22), получим выражения для амплитуд и разности фаз составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y . Амплитуды будут зависеть только от коэффициентов передач K_1 и K_2 среды распространения, и они будут определяться формулами

$$E_x = \frac{\sqrt{2}}{2} K_1, \quad (23)$$

$$E_y = \frac{\sqrt{2}}{2} K_2. \quad (24)$$

В этом случае отношение амплитуд E_y/E_x характеризует дифференциальное амплитудное ослабление $\Delta\alpha$, вносимое средой распространения, оно определяется отношением коэффициентов передач K_2 и K_1 . Поскольку дифференциальное амплитудное ослабление обычно измеряется в децибелах,

$$\Delta\alpha[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{K_2}{K_1}. \quad (25)$$

При этом разность фаз $\varphi_x - \varphi_y$ составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y будет совпадать с дифференциальным фазовым сдвигом $\Delta\Phi_c$, вносимым средой распространения в собственной системе координат $X'OY'$:

$$\Delta\Phi = \varphi_x - \varphi_y = \Delta\Phi_c. \quad (26)$$

Предположим, что среда распространения поляризационно изотропна, т.е. $\Delta\Phi = \Delta\Phi_c = 0$, тогда, подставляя в формулы (23)–(26) $K_1 = K_2$, получим, что амплитуды E_x и E_y составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y равны между собой, т.е. дифференциальное амплитудное ослабление отсутствует ($\Delta\alpha = 0$), а их разность фаз $\varphi_x - \varphi_y = 0$. В этом случае выходной вектор $\dot{\mathbf{E}}_2$ линейно поляризован, его угол ориентации плоскости поляризации совпадает с входным вектором \mathbf{E}_1 , не зависит от угла ориентации θ собственной системы координат $X'OY'$ и равен 45° .

В случае когда среда распространения поляризационно анизотропна, но не вносит в ортогонально-поляризованные составляющие сигналов дифференциальный фазовый сдвиг, то, подставив в формулы (17) и (18) $K_1 \neq K_2$ и $\Delta\Phi = \Delta\Phi_c = 0$, получим

$$\begin{aligned} \Delta\alpha[\text{дБ}] &= 20 \lg \frac{E_y}{E_x} = \\ &= 20 \lg \frac{K_1 \sin \theta \cos(45^\circ - \theta) + K_2 \cos \theta \sin(45^\circ - \theta)}{K_1 \cos \theta \cos(45^\circ - \theta) - K_2 \sin \theta \sin(45^\circ - \theta)}. \end{aligned} \quad (27)$$

Из формулы (27) следует, что дифференциальное амплитудное ослабление $\Delta\alpha$ зависит как от коэффициентов передач K_1 и K_2 , так и от угла ориентации θ собственной системы координат $X'OY'$ относительно опорной XOY .

По результатам исследований можно сделать вывод, что установленный оператор рассеяния среды распространения позволяет решить главную задачу определения математической формы соотношений, связывающих входной и выходной векторы Джонса.

На практике часто встречается задача определения параметров эллипса поляризации выходного вектора $\dot{\mathbf{E}}_2$ по измеренным значениям амплитуд E_x , E_y и разности фаз $\varphi_{xy} = \varphi_x - \varphi_y$. Параметрами эллипса поляризации являются коэффициент эллиптичности r и угол ориентации эллипса поляризации β , которые можно вычислить по известным формулам [9]

$$r = \sqrt{\frac{A}{B}} \quad (28)$$

и

$$\beta = \frac{1}{2} \arctg \frac{2E_x E_y \cos \varphi_{xy}}{E_x^2 - E_y^2}, \quad (29)$$

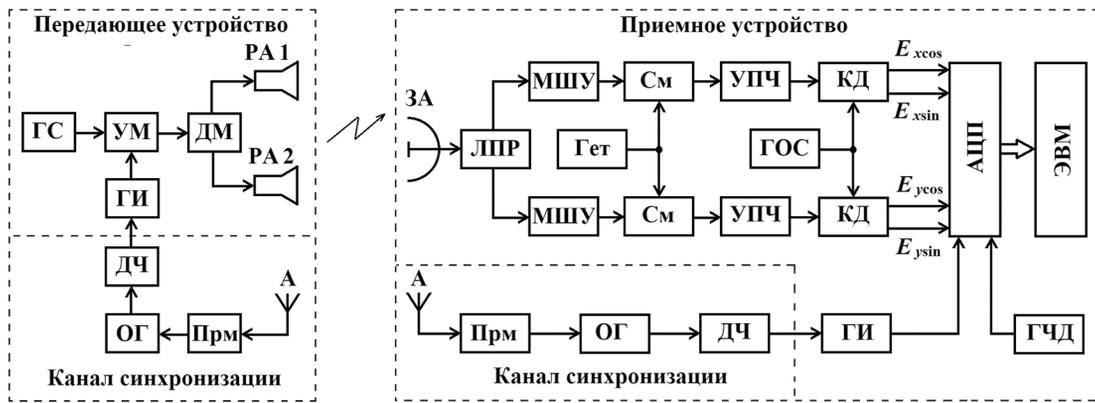


Рис. 2. Структурная схема экспериментальной установки радиофизического комплекса: ГС – генератор сигналов СВЧ на частоте 9.3 ГГц, УМ – усилитель мощности, ДМ – делитель мощности, РА₁ – рупорная антенна горизонтальной поляризации, РА₂ – рупорная антенна вертикальной поляризации, А – антенна для приема GPS-сигналов, Прм – приемник GPS-сигналов, ОГ – опорный генератор FS725, ДЧ – делитель частоты, ГИ – генератор прямоугольных импульсов Г5–63, ЗА – зеркальная антенна трехсантиметрового диапазона, ЛПР – линейный поляризаационный разделитель, МШУ – малозумящий усилитель, См – смеситель, Гет – гетеродин типа Г4–83 на частоте 8.85 ГГц, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, КД – квадратурный демодулятор, ГОС – генератор опорного сигнала на частоте 450 МГц, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ЭВМ – электронно-вычислительная машина, ГЧД – генератор частоты дискретизации Г4–158 на частоте 90 МГц, E_{xcos} , E_{xsin} , E_{ycos} и E_{ysin} – квадратуры сигналов ортогональных составляющих E_x и E_y .

где

$$A = E_x^2 \sin^2 \beta - E_x E_y \sin 2\beta \cos \varphi_{xy} + E_y^2 \cos^2 \beta, \quad (30)$$

$$B = E_x^2 \cos^2 \beta + E_x E_y \sin 2\beta \cos \varphi_{xy} + E_y^2 \sin^2 \beta. \quad (31)$$

Если среда распространения является поляризационно-изотропной, т.е. дифференциальное амплитудное ослабление в среде распространения $\Delta\alpha = 0$ и дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta\Phi = 0$, то, подставляя в формулы (28)–(31)

$E_x = E_y$ и $\varphi_{xy} = 0$, получим

$$\beta = 45^\circ, r = 0. \quad (32)$$

Из формулы (32) следует, что на направлении, совпадающем с перпендикуляром к базе d , выходной вектор E_2 в точке приема будет линейно поляризован с углом ориентации плоскости поляризации 0° .

Предположим, что среда распространения не вносит дифференциальный фазовый сдвиг в ортогональные линейно-поляризованные электромагнитные волны (т.е. $\varphi_{xy} = 0$), а дифференциальное амплитудное ослабление не равно нулю ($\Delta\alpha \neq 0$). Тогда из формул (28)–(31) следует, что выходной вектор E_2 будет всегда линейно поляризован, т.е. коэффициент эллиптичности $r = 0$, а угол ориентации плоскости поляризации

β будет изменяться в зависимости от значений амплитуд E_x и E_y . Если, например, $E_x = 0.5E_y$, то угол ориентации плоскости поляризации β выходного вектора E_2 будет составлять величину 63.4° .

3. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ РАДИОФИЗИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

В состав экспериментальной установки радиофизического комплекса входили передающее и приемное устройства, расположенные на концах трассы распространения радиоволн. Структурная схема экспериментальной установки радиофизического комплекса представлена на рис. 2.

Рупорные антенны РА₁ и РА₂ передающего устройства были разнесены в горизонтальной плоскости на расстояние $d = 0.4$ м и одновременно излучали радиоимпульсы длительностью 1 мкс с частотой повторения 2 кГц на несущей частоте 9.3 ГГц. В качестве генератора сигналов (ГС) передающего устройства использовался высокочастотный Г4–83, с выхода которого СВЧ-сигналы частотой 9.3 ГГц поступали на усилитель мощности (УМ) типа М42224, работающий в импульсном режиме с коэффициентом усиления по мощности 16 дБ. Выходная мощность составила 100 мВт в импульсе.



Рис. 3. Внешний вид передающих рупорных антенн.

Длительность и частота повторения радиоимпульсов задавались генератором импульсов (ГИ), в качестве которого использовался стандартный генератор прямоугольных импульсов Г5–63. Электромагнитные волны с вертикальной и горизонтальной поляризациями излучались с равными амплитудами и начальными фазами. Внешний вид рупорных антенн PA_1 и PA_2 приведен на рис. 3. Эффективная площадь раскрытия каждой из рупорных антенн PA_1 и PA_2 составляла 50 см^2 . Ширина диаграммы направленности рупорных антенн в вертикальной плоскости по уровню половинной мощности равна 24° . Коэффициент усиления рупорных антенн составлял 18 дБ.

Прием ортогонально-поляризованных электромагнитных волн осуществлялся на зеркальную антенну (ЗА) диаметром 1 м с шириной диаграммы направленности по уровню половинной мощности 2° и коэффициентом усиления 38 дБ. С выхода приемной зеркальной антенны сигналы после линейного поляризационного разделителя (ЛПР) с развязкой ортогональных каналов 17 дБ поступали на двухканальное приемное устройство с двойным переносом частот, первая промежуточная частота составляет 450 МГц, вторая равна нулю. Каналы синхронизации передающего и приемного устройств обеспечивали регистрацию импульсных сигналов в заданном временном окне. Квадратурные составляющие E_{xcos} , E_{xsin} , E_{ycos} и E_{ysin} сигналов оцифровывались в 8-разрядных АЦП с частотой дискретизации 90 МГц и записывались в файлы данных, по которым в ЭВМ рассчитывались амплитуды E_x и E_y ,

а также разность фаз φ_{xy} ортогональных составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y по формулам

$$E_x = \sqrt{E_{xcos}^2 + E_{xsin}^2}, \quad E_y = \sqrt{E_{ycos}^2 + E_{ysin}^2} \quad (33)$$

и

$$\varphi_{xy} = \varphi_x - \varphi_y = \arctg\left(\frac{E_{xsin}}{E_{xcos}}\right) - \arctg\left(\frac{E_{ysin}}{E_{ycos}}\right). \quad (34)$$

По рассчитанным значениям амплитуд и разности фаз ортогональных составляющих \dot{E}_x и \dot{E}_y определялись дифференциальные характеристики среды распространения и поляризационные параметры эллипса поляризации принятых ортогонально-поляризованных волн.

Калибровка каналов приемного устройства осуществлялась с помощью радиолокационного измерительного прибора ГК4–19А.

Внешний вид приемного устройства экспериментальной установки приведен на рис. 4.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования проводились на открытой приземной трассе протяженностью 8 км. Трасса распространения радиоволн обеспечивала прямую видимость и пролегла частично через лесистую местность, а основная ее часть — над водной поверхностью реки Томь. Профиль трассы распространения радиоволн приведен на рис. 5. С целью уменьшения влияния подстилающей поверхности на точность



Рис. 4. Внешний вид приемного устройства экспериментальной установки: а – зеркальная антенна с ЛПР, б – двух-канальное приемное устройство ортогонально-поляризованных сигналов.

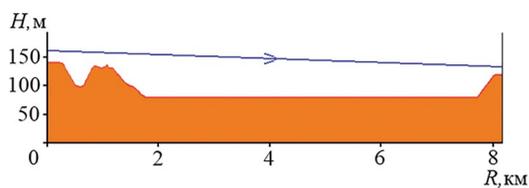


Рис. 5. Профиль трассы распространения радиоволн.

измерения поляризационных параметров передающие и приемные антенны были расположены над земной поверхностью на высотах 20 м и 15 м соответственно. Стрелкой показано направление распространения электромагнитных волн из передающего пункта к приемному пункту радиофизического комплекса.

Измерения проводились ежедневно в дневное время суток в зимний период со 2 по 28 января 2021 года сеансами длительностью 300 с с периодом выборки принимаемых сигналов 10 мс, что соответствовало записи 30 тысяч мгновенных значений для каждого параметра принятого сигнала за сеанс.

К регистрируемым параметрам принятого сигнала относились квадратурные составляющие $E_{x\cos}$, $E_{x\sin}$, $E_{y\cos}$ и $E_{y\sin}$ ортогональных линейно-поляризованных сигналов. По записанным квадратурным составляющим в ЭВМ рассчитывались амплитуды E_x и E_y сигналов с горизонтальной и вертикальной поляризациями \vec{E}_x и \vec{E}_y , а также разность фаз φ_{xy} между ними по формулам (33), (34). По рассчитанным амплитудам и разности фаз определялись коэффициент эллиптичности r и угол ориентации эллипса поляризации β принятых ортогональных линейно-поляризованных сигналов по формулам (28)–(31).

Примеры реализаций амплитуд принятых сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризациями в течение одного из сеансов измерений приведены на рис. 6.

Среднеквадратическое отклонение для принятых сигналов с горизонтальной поляризацией составило 32 мВ, а для сигналов с вертикальной

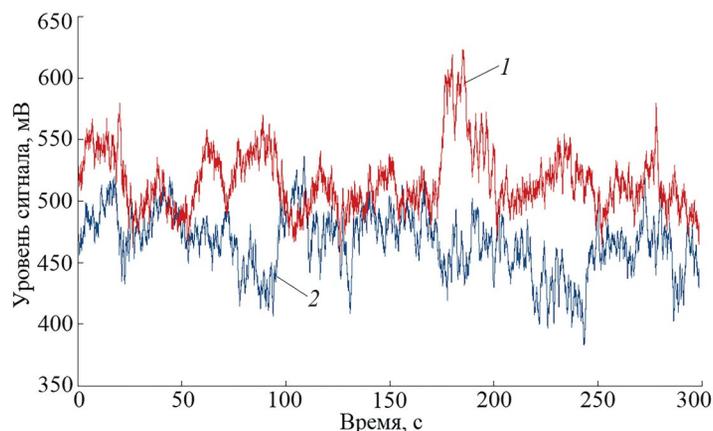


Рис. 6. Амплитуды принятых сигналов за сеанс измерений: 1 – с горизонтальной поляризацией, 2 – с вертикальной поляризацией.

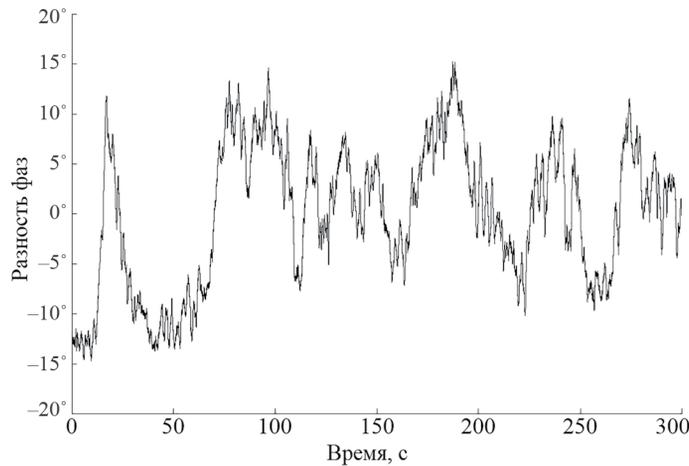


Рис. 7. Разность фаз между принятыми ортогонально-поляризованными сигналами за сеанс измерений.

поляризацией – 45 мВ. По характеру флуктуаций средние значения амплитуд принятых сигналов существенно превышают их среднеквадратические значения, что, как известно [11], соответствует случаю рассеяния сигналов от стабильных целей. Полученные экспериментальные данные подтверждают обоснованность использования двухвибраторной математической модели рассеяния электромагнитных волн средой распространения.

На рис. 7 показан пример реализации разности фаз между принятыми ортогонально-поляризованными сигналами этого же сеанса измерений.

По сеансам за весь период измерения рассчитывались средние значения амплитуд, коэффициенты взаимной корреляции принятых ортогонально-поляризованных сигналов, дифференциальные характеристики среды распространения и поляризационные параметры эллипса поляризации принятых ортогонально-поляризованных волн.

На рис. 8 приведены экспериментальные зависимости среднего уровня принятых сигналов с горизонтальной и вертикальной поляризациями за весь период измерений, а на рис. 9 – рассчитанные средние значения параметров K_1 и K_2 двухвибраторной модели рассеяния электромагнитных волн, при которых эти экспериментальные зависимости подтверждаются. Действительно, например, когда в период времени с 20 по 26 января средние значения рассчитанных коэффициентов передач двухвибраторной модели сравнимы, т.е. $K_1 \approx K_2 \approx 1$, тогда и средние значения амплитуд принятых

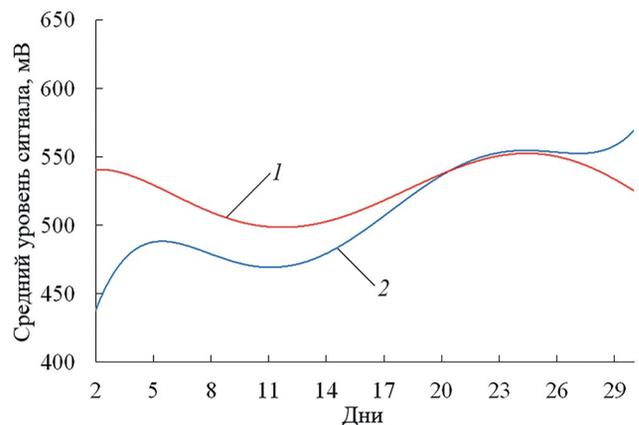


Рис. 8. Средний уровень принятых сигналов за весь период измерений: 1 – с горизонтальной поляризацией, 2 – с вертикальной поляризацией.

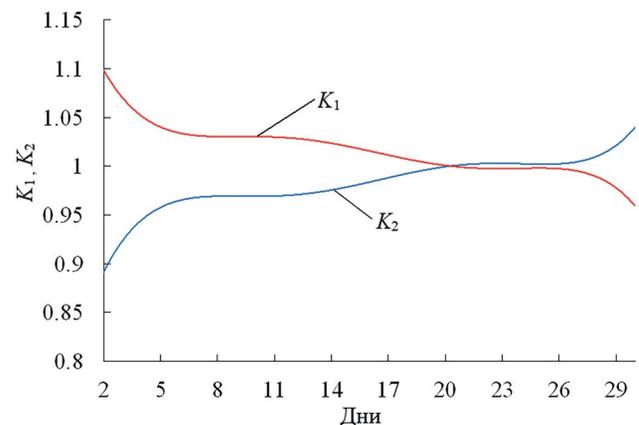


Рис. 9. Средние значения коэффициентов передач двухвибраторной модели рассеяния электромагнитных волн за весь период измерений.

ортогонально-поляризованных сигналов также сравнимы, $E_x \approx E_y$. Параметры K_1 и K_2 рассчитывались по формулам (23), (24) с учетом принятой единичной интенсивности волны для

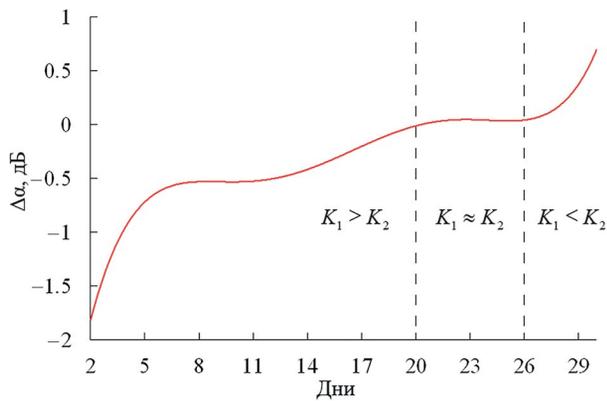


Рис. 10. Средние значения дифференциального амплитудного ослабления $\Delta\alpha$ за весь период измерений.

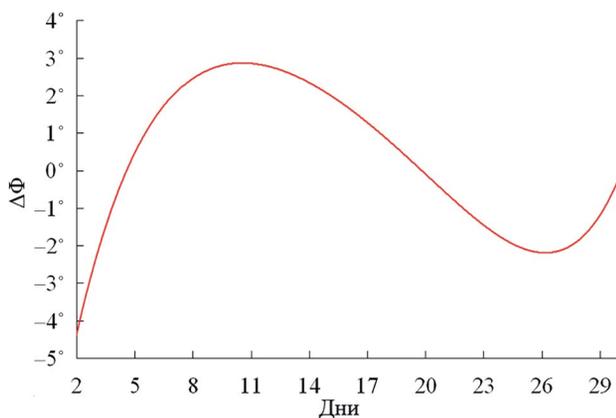


Рис. 11. Средние значения дифференциального фазового сдвига $\Delta\Phi$ за весь период измерений.

случая $\theta = 0$, когда собственная система координат $X'OY'$ среды распространения совпадает с опорной XOY .

На рис. 10 приведена экспериментальная зависимость средних значений дифференциально-амплитудного ослабления $\Delta\alpha$ за весь период измерений. Вертикальными штриховыми линиями обозначены границы временных интервалов измерений $\Delta\alpha$ для различных соотношений параметров K_1 и K_2 двухвibratorной модели рассеяния электромагнитных волн. Соотношение параметров модели, когда $K_1 > K_2$, соответствует отрицательным значениям дифференциального амплитудного ослабления $\Delta\alpha < 0$. При $K_1 \approx K_2 \approx 1$ ослабление отсутствует, т.е. $\Delta\alpha \approx 0$. Когда $K_1 < K_2$, ослабление принимает положительные значения: $\Delta\alpha > 0$.

На рис. 11 приведена экспериментальная зависимость средних значений дифференциального фазового сдвига за весь период измерений. Видим, что средние значения разности фаз

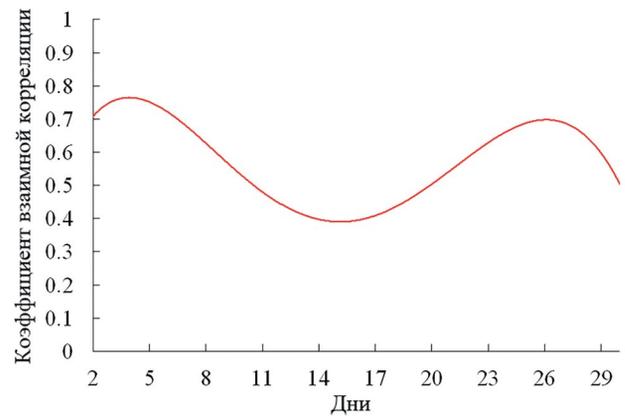


Рис. 12. Коэффициент взаимной корреляции принятых ортогонально-поляризованных сигналов за весь период измерений.

принятых ортогонально-поляризованных сигналов изменялись в пределах от -5° до $+3^\circ$. Анализ зависимости подтверждает наличие анизотропии в среде распространения за весь период измерений, за исключением только одного дня – 20 января, когда среда распространения была близка к изотропной, так как в этот день наблюдались следующие параметры: $K_1 = K_2 = 1$ и $\Delta\Phi = 0^\circ$.

Результаты расчета коэффициента взаимной корреляции принятых ортогонально-поляризованных сигналов по сеансам за весь период измерений приведен на рис. 12. Значения коэффициента взаимной корреляции находились в диапазоне от 0.4 до 0.75, что в целом свидетельствует о средней корреляции принятых ортогонально-поляризованных сигналов.

По рассчитанным значениям амплитуд и разности фаз ортогонально-поляризованных принятых сигналов \dot{E}_x и \dot{E}_y за весь период измерений в соответствии с формулами (29)–(32) определялись средние значения поляризационных параметров эллипса поляризации – угла ориентации эллипса поляризации β и коэффициента эллиптичности r . Результаты расчетов приведены на рис. 13, 14 соответственно.

Вертикальными штриховыми линиями на рис. 13 обозначены границы временных интервалов измерений угла ориентации эллипса поляризации β для различных соотношений параметров K_1 и K_2 двухвibratorной модели рассеяния электромагнитных волн.

Анализ зависимости средних значений коэффициента эллиптичности r , представленной на рис. 14, показывает, что средние значения коэффициента эллиптичности за весь период

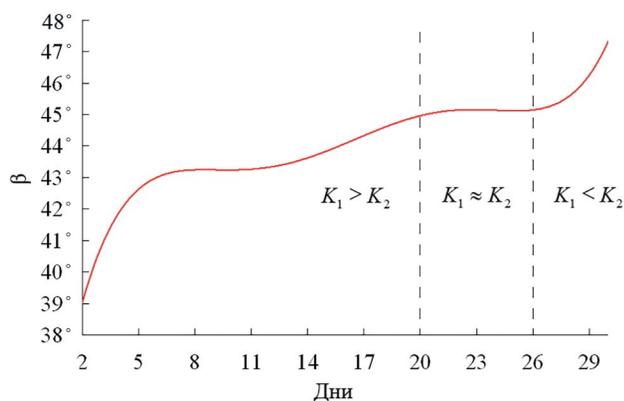


Рис. 13. Средние значения угла ориентации эллипса поляризации β за весь период измерений: $K_1 > K_2$ соответствует значениям $\beta < 45^\circ$, при $K_1 \approx K_2 \approx 1$ угол ориентации $\beta \approx 45^\circ$, когда $K_1 < K_2$, угол ориентации $\beta > 45^\circ$.

измерений изменялись от 0.02 до 0.06, это свидетельствует о незначительном дифференциальном фазовом сдвиге, вносимом средой распространения в ортогонально-поляризованные волны на исследуемой приземной трассе. Данный факт подтверждается полученной экспериментальной зависимостью $\Delta\Phi$ за весь период измерений, приведенной на рис. 11.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках двухвибраторной модели рассеяния получено аналитическое выражение для оператора рассеяния среды распространения, устанавливающей связь между входной и выходной электромагнитными волнами. Показано, что оператор рассеяния среды распространения в выбранной системе координат представляет собой функцию параметров двухвибраторной модели.

Установлена и экспериментально подтверждена связь дифференциальных характеристик среды распространения $\Delta\alpha$ и $\Delta\Phi$ с параметрами двухвибраторной модели рассеяния. Показано, что при совпадении собственной системы координат среды распространения с опорной системой координат передающего и приемного пунктов отношение амплитуд принятых ортогонально-поляризованных сигналов определяется только отношением коэффициентов передач ортогональных вибраторов. Это отношение амплитуд характеризует дифференциальное амплитудное ослабление $\Delta\alpha$. Разность фаз принятых ортогонально-поляризованных сигналов определяется сдвигом фаз между ортогональными

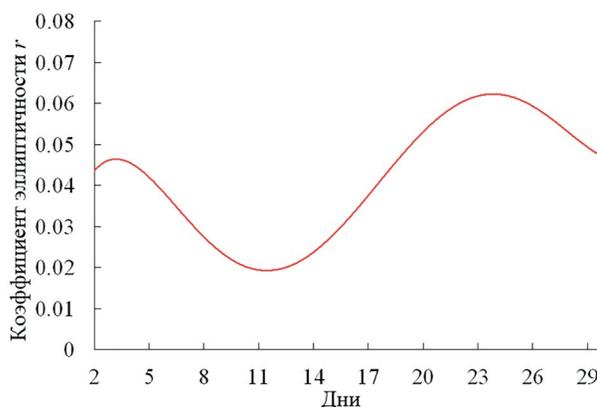


Рис. 14. Средние значения коэффициента эллиптичности r за весь период измерений.

вибраторами и характеризует дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta\Phi$, вносимый средой распространения.

Радиофизический комплекс позволяет оценить дифференциальное амплитудное ослабление и дифференциальный фазовый сдвиг, вносимые средой распространения на исследуемой приземной трассе.

Экспериментальные оценки значений угла ориентации эллипса поляризации и коэффициента эллиптичности электромагнитных волн в точке приема подтверждают наличие поляризационных искажений ортогональных линейно-поляризованных волн на приземной трассе.

Полученные экспериментальные оценки искажений поляризационных характеристик сигналов, обусловленные средой распространения, могут быть полезны при разработке радиолокационных систем обнаружения и распознавания целей по поляризационным признакам.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № FEWM-2023-0014).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Видель А.А., Ветюганов А.И. // Зарубежная радиоэлектроника. 1977. № 11. С. 82.
2. Сомов А.М. Спутниковые системы связи: учебное пособие для вузов. Москва: Горячая линия – Телеком, 2012.
3. Бахтин А.А., Омелянчук Е.В., Семенова А.Ю. // Труды МАИ. 2017. № 96.

4. *Bostian C.W.* // International IEEE/AP-S Symposium Program & Digest: Georgia Institute of Technology, Atlanta, Georgia, 1974. P. 392.
5. *Vorst A.V.* // *Alta frequenza*. 1979. V. 48. № 4. P. 201.
6. *Sakagami Syuji, Morita Kazuo* // Int. Symp. Dig.: Antennas and Propag., Seattle, Wash., 1979. V. 2. P. 821.
<https://doi.org/10.1109/APS.1979.1148017>
7. *Bulter Richard S.* // *Annals of Telecommunications*. 1981. V. 36. № 7–8. P. 465.
8. *Olsen R.L.* // *Radio Science*. 1981. V. 16. № 5. P. 761.
9. *Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И.* Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л.: Гидрометеиздат, 1981.
10. *Родимов А.П., Поповский В.В., Дмитриев В.И.* // *Зарубежная радиоэлектроника*. 1980. № 7. С. 25.
11. *Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А.* Поляризация радиолокационных сигналов. Москва: Советское радио, 1966.
12. *Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П.* Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования. Томск: Издательство Томского университета, 2006.