

УДК 621.396.4

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПРИЕМА-ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОРЕЛЕЙНЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Чернышев М.Н., Чернышев Н.И.

ФГБОУ ВПО «Пензенская государственная технологическая академия»,
Пенза, e-mail: cher@pgta.ru

Анализ применения дифракционной формулы Релея – Зоммерфельда для расчета поля антенны в виде отверстия в непрозрачном экране показывает, что комплексная амплитуда электромагнитной волны в плоскости размещения приемной антенны радиорелейного канала связи удовлетворительно описывается двумерным преобразованием Френеля, поэтому применение обратного преобразования обеспечивает восстановление конфигурации волнового фронта в плоскости антенны передатчика. Реализация антенны передатчика в виде матрицы апертурных антенн при амплитудной манипуляции их сигналов позволяет определить по суммарной дифракционной картине, создаваемой всеми антеннами в плоскости приема, состояния каждой отдельной антенны матрицы. Это равносильно передаче информации по нескольким каналам связи без увеличения полосы частот благодаря использованию пространственной модуляции электромагнитной волны. Приведен пример восстановления волнового фронта с достаточной для практических целей погрешностью матрицы апертурных антенн из пяти строк и четырех столбцов, показано ухудшение качества восстановления при увеличении расстояния между передающей и приемной антеннами.

Ключевые слова: радиорелейный канал связи, дифракция Релея – Зоммерфельда, преобразование Френеля, антенна, волновой фронт, комплексная амплитуда, амплитудная манипуляция

MODELING OF INFORMATION TRANSMISSION AND RECEPTION IN RADIO-RELAY LINK

Chernyshev M.N., Chernyshev N.I.

Penza State Technological Academy, Penza, e-mail: cher@pgta.ru

The diffraction formula of Rayleigh – Sommerfeld equation was applied for the antenna field in the form of hole in an opaque screen. The result analysis shows that the complex amplitude of the electromagnetic wave in the plane of the receiving radio-relay link antenna is well described by a two-dimensional Fresnel transformation. Therefore, the application of the inverse transform provides a restore of the wavefront in the plane of the transmitter antenna. The design of the transmitter antenna in the form of a matrix of aperture antennas with amplitude shift keying signals allows them to determine the state of each antenna matrix using the total diffraction pattern produced by all the antennas in the plane of the reception. This is equivalent to the transfer of information across multiple channels without increasing bandwidth through the use of spatial modulation of the electromagnetic wave. The matrix of aperture antennas of five rows and four columns is considered. An example of the wavefront reconstruction with sufficient accuracy for practical purposes and deterioration in the quality restoration of the signal with increasing distance between the transmitting and receiving antennas is shown.

Keywords: radio relay link, diffraction of Rayleigh-Sommerfeld, Fresnel transform, antenna, wavefront, complex amplitude, amplitude shift keying

Пропускная способность радиорелейных каналов связи может быть увеличена при расширении полосы используемых частот или повышении мощности излучения передатчика (ПРД). **Целью работы** является рассмотрение возможности увеличения пропускной способности радиорелейных каналов связи путем использования пространственной модуляции ЭМ – волны, возникающей вследствие дифракционных эффектов без увеличения требуемой полосы частот.

Восстановление вида волнового фронта в плоскости антенны передатчика по дифракционной картине в плоскости размещения приемной антенны

На рис. 1 приведена схема взаимного расположения передающей и приемной антенн. Будем считать, что передающая антенна реализована в виде набора излучающих

элементов Гюйгенса, а приемная – в виде антенной решетки приемных элементов с расположением обеих антенн в плоскости XU . Пусть координаты их центров O_1 и O_0 по осям X , Y равны нулю, а по оси Z – соответственно 0 и R . Вектор \vec{r}_{01} проведен из произвольной точки P_0 плоскости антенной решетки приемных элементов в точку P_1 передающей антенны, через которую проходит и вектор нормали \vec{n} .

В соответствии с теорией дифракции Релея – Зоммерфельда [1] комплексная амплитуда $\dot{U}(P_0)$ электромагнитного поля (ЭМ – поля), создаваемого в точке P_0 волновым фронтом, ограниченным отверстием в плоском экране, которое по размерам и расположению совпадает с передающей антенной (см. рис. 1), определяется выражением:

$$\dot{U}(P_0) = -\frac{i}{\lambda} \iint_{S_1} \dot{U}(P_1) \frac{\exp ik(r_{01})}{r_{01}} \cos(\vec{n}, \vec{r}_{01}) ds_1, \quad (1)$$

где r_{01} – модуль вектора \vec{r}_{01} ; $k = 2\pi/\lambda$ – волновой вектор; λ – длина волны ЭМ – поля; $\dot{U}(P_1)$ – комплексная амплитуда в точке P_1

отверстия в экране, $i = \sqrt{-1}$, S_1 – площадь отверстия, $ds_1 = dx_1 dy_1$ – элемент этой площади.

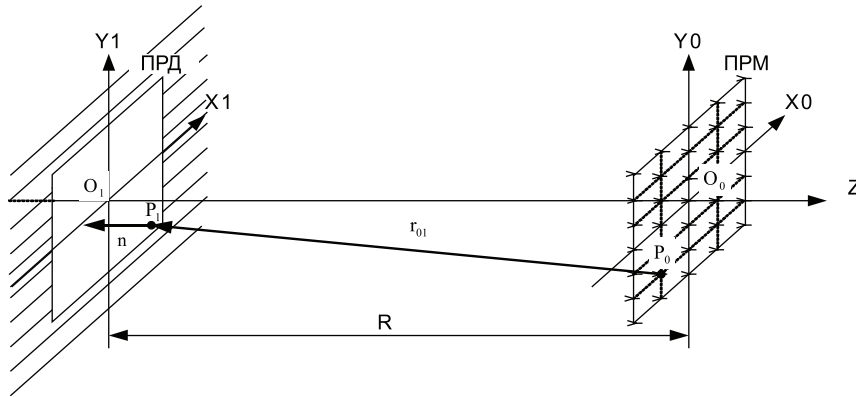


Рис. 1. Расположение передающих и приёмных антенн радиорелейного канала связи

Входящие в выражение (1) векторы \vec{r}_{01} и \vec{n} определяются выражениями:

$$\vec{r}_{01} = (x_1 - x_0)\vec{i} + (y_1 - y_0)\vec{j} - R\vec{k};$$

$$\vec{n} = -\vec{k}. \quad (2)$$

где x_1, x_0, y_1, y_0 , – координаты по осям X и Y точек P_1 и P_0 .

При определении выражения для $\cos(\vec{n}, \vec{r}_{01})$ можно использовать известное

свойство скалярного произведения векторов:

$$(\vec{r}_{01} \cdot \vec{n}) = |\vec{r}_{01}| |\vec{n}| \cos(\vec{r}_{01}, \vec{n})$$

откуда –

$$\cos(\vec{r}_{01}, \vec{n}) = \frac{R}{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + R^2}}. \quad (3)$$

Подставляя полученные выражения в (1), получим:

$$\dot{U}(P_0) = \dot{U}(x_0, y_0) = -\frac{iR}{\lambda} \iint_{S_1} \dot{U}(P_1) \frac{\exp ik\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + R^2}}{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + R^2} ds_1. \quad (4)$$

Разлагая в (4) r_{01} в ряд в окрестности точки $(x_1 - x_0), (y_1 - y_0)$, с последующим от-

брасыванием членов, начиная с квадратичного, нетрудно прийти к следующему его представлению [1]:

$$r_{01}(x_0) = R + \frac{(x_1 - x_0)^2}{2R} + \frac{(y_1 - y_0)^2}{2R} + \dots \approx R + \frac{(x_1 - x_0)^2}{2R} + \frac{(y_1 - y_0)^2}{2R}. \quad (5)$$

Представление (5) возможно только при выполнении условий вида [1]:

$$\left[\frac{(x_1 - x_0)^2}{R} \right] \ll 1; \quad \left[\frac{(y_1 - y_0)^2}{R} \right] \ll 1. \quad (6)$$

При подстановке выражения (5) для r_{01} в показатель экспоненты выражения (4)

и значения $r_{01} \approx R$ в знаменатель подинтегральной функции, получим следующий упрощенный вид зависимости комплексной амплитуды электромагнитного поля $\dot{U}(P_0)$ от координат x_0 и y_0 точки P_0 антенны ПРМ:

$$\dot{U}(P_0) \approx 2w_0^2 \iint_{S_1} \left[\frac{-i \exp ikR}{\lambda k} \dot{U}(P_1) \right] \exp \{ iw_0^2 [(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2] \} dx_1 dy_1, \quad (7)$$

где $w_0^2 = \frac{k}{2R}$.

Полученное приближённое выражение можно считать двумерным преобразованием Фурье [3, 4]

$$\Phi(x_0, y_0) = 2w_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x_1, y_1) \exp[iw_0^2 [(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2]] dx_1 dy_1, \quad (8)$$

финитной функции

$$f(x_1, y_1) = \frac{-i \exp ikR}{\lambda k} \dot{U}(P_1),$$

поэтому в соответствии с обратным преобразованием, получаемым на основе двумерной функции Френеля [3, 4, 6]

$$f(x_1, y_1) = \frac{2w_0}{(2\pi)^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \Phi(x_0, y_0) \exp[-iw_0^2[(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2]] dx_0 dy_0, \quad (9)$$

можно утверждать, что:

$$\dot{U}(P_1) \approx \frac{i\lambda k^2 \exp(-ikR)}{(2\pi)^2 R} \iint_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(P_0) \exp[-iw_0^2[(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2]] dx_0 dy_0. \quad (10)$$

Применение выражения (10) обеспечивает восстановление по дифракционной картине в плоскости расположения приёмной антенны, аналогично предложенному в [5] методу, конфигурации дифракционного отверстия и параметров ЭМ-волны в плоскости передающей антенны.

При вычислении интегралов численными методами выражения (4) и (10) заменяются двойными суммами, подынтегральные функции непрерывных аргументов – функциями дискретных аргументов

$$x_{1i} = (i - I)\Delta x_1; \quad y_{1j} = (j - J)\Delta y_1,$$

где $i = 0, 1, \dots, 2I, j = 0, 1, \dots, 2J$, а $2I$ и $2J$ – максимальные значения (с целью устранения отрицательных значений) индексов суммирования i и j , Δx_1 и Δy_1 – шаги дискре-

тизации переменных x_1 и y_1 . Очевидно, что произведения $2I\Delta x_1$ и $2J\Delta y_1$ определяются размерами дифракционного отверстия по осям X и Y соответственно. Расчёт дифракционной картины необходимо производить для значений

$$x_{0m} = (m - M)\Delta x_0 \quad \text{и} \quad y_{0n} = (n - N)\Delta y_0,$$

где $m = 0, 1, \dots, 2M$ и $n = 0, 1, \dots, 2N$, а Δx_0 и Δy_0 – шаги дискретизации переменных x_0 и y_0 (по другому – расстояния между приемными элементами антенной решётки). Произведения $2M\Delta x_0$ и $2N\Delta y_0$ определяются размерами антенной решётки приемных элементов по осям X и Y соответственно. С учётом введённых обозначений выражения (4) и (9) преобразуются к виду:

$$\dot{U}(x_{0m}, y_{0n}) = -\frac{iR}{\lambda} \sum_{j=0}^{2J} \sum_{i=0}^{2I} \dot{U}(x_{1i}, y_{1j}) \frac{\exp ik \sqrt{(x_{1i} - x_{0m})^2 + (y_{1j} - y_{0n})^2 + R^2}}{(x_{1i} - x_{0m})^2 + (y_{1j} - y_{0n})^2 + R^2} \Delta x_1 \Delta y_1; \quad (11)$$

$$\dot{U}(x_{1r}, y_{1s}) \approx \frac{i \exp(-ikR)}{\lambda R} \sum_{n=0}^{2N} \sum_{m=0}^{2M} \dot{U}(x_{0m}, y_{0n}) \exp[-iw_0^2(x_{0m} - x_{1r})^2 + (y_{0n} - y_{1s})^2] \Delta x_0 \Delta y_0. \quad (12)$$

В последнем выражении x_{1r} и y_{1s} – координаты точек отверстия в плоском экране, в которых осуществляется восстановление $\dot{U}(P_1)$.

Замена операции интегрирования в выражении (4) суммированием в (11) равносильна представлению непрерывного волнового фронта в плоскости отверстия конечным числом элементов Гюйгенса. Для случая амплитудно-манипулированного сигнала ПРД значения комплексной амплитуды в точках x_{1i}, y_{1j} можно представить как

$$\dot{U}(x_{1i}, y_{1j}) M_{i,1j},$$

где $M_{i,1j}$ – матрица, элементы которой равны 1 или нулю, в зависимости от того, излучает этот элемент или нет.

Разобьём всю совокупность элементов Гюйгенса отверстия в экране на k строк и l столбцов, т.е. будем считать, что она состоит из β_{kl} групп и все элементы в β_{kl} группе либо излучают, либо пассивны, при этом

без ограничения общности можно считать, что каждая из групп содержит одинаковое количество излучателей. Такое представление позволяет представить каждую из β_{kl} групп излучателей Гюйгенса в виде раскрыва апертурной антенны, так как каждый элемент его площади представляет собой гюйгенсовский источник [1].

На рис. 2а приведено отображение одной из возможных комбинаций состояния матрицы $|M_{5,4}(P_1)|$ передающих антенн с 5 строками и 4 столбцами в виде линий уровня $|M_{5,4}(P_1)| = \text{const}$, а результаты восстановления этого состояния передающей антенны в соответствии с выражением (12) – на рис. 2б.

Для приведённых на рисунке результатов были выбраны следующие значения состояния матрицы передающих антенн: 1010 в первой (верхней) строке и 1001, 0110, 1000, 0111 соответственно в строках

со второй по пятую. При проведении расчетов использовались значения параметров: $\lambda = 0,005$ м, $M = N = 100$, $I = J = 50$, $\Delta x_0 = 0,25$ м, $\Delta y_0 = 0,2$ м, $R = S = 20$, $\Delta x_1 = \Delta y_1 = 0,5$ м, при этом размеры антенн ПРД и ПРМ равнялись соответственно 20×20 м и 50×40 м.

Как следует из полученного результата, размеры и форма полученного изображения соответствуют размерам апертуры передающей антенны, а результат восстановления состояния (матрицы) передающих элементов соответствует их исходному значению.

Таким образом, предложенный метод восстановления позволяет определить состояние каждой из β_{kl} групп излучателей, что соответствует одновременной передаче информации по $k \times l$ каналам связи. Этот результат обеспечивается благодаря использованию пространственной модуляции, возникающей из-за дифракции ЭМ-волны. Использование пространственной модуляции сигнала позволяет увеличить количество передаваемой информации без увеличения полосы частот, занимаемой каналом связи.

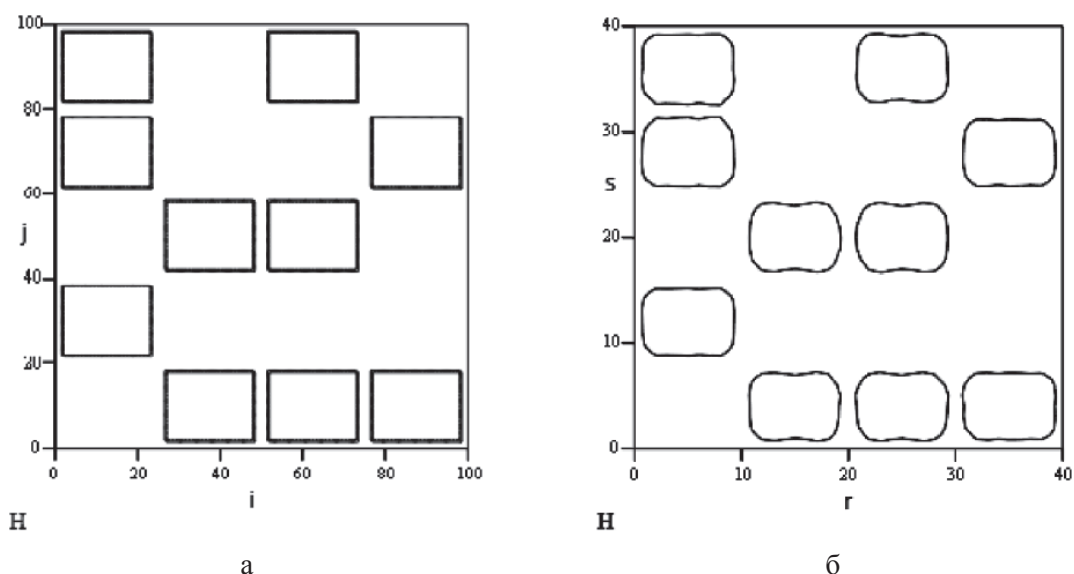


Рис. 2. Отображение состояния групп излучателей $|M_{5,4}(P_1)| = \text{const}$ передающей антенны в виде линий уровня (а) и результаты восстановления ее состояния $|\dot{U}_{5,4}(x_1, y_1)| = \text{const}$ (б) по дифракционной картине в плоскости приёма при значении $R = 10000$ м

В таблице приведены численные значения результатов восстановления значений $|\dot{U}_{5,4}(P_1)|$ геометрических центров групп излучателей для значения $\dot{U}(P_1) = 1$ В/м при различных значениях расстояний между антеннами ПРД и ПРМ. В соответствии

с ними увеличение расстояния приводит к сближению уровней восстановленных значений $|\dot{U}_{5,4}(P_1)|$ передающих антенн, находящихся в возбужденном и пассивных состояниях. Размеры антенны ПРД – 20×20 м, – ПРМ – 50×50 м.

Результат восстановления значений трех верхних строк матрицы передающих антенн $|\dot{U}_{5,4}(P_1)|$

R, км	Значения kl											
	11	12	13	14	21	22	23	24	31	32	33	34
5	1,0	0,0	1,0	0,0	1,0	0,0	0,0	1,0	0,0	1,0	1,0	0,0
10	1,0	0,0	1,0	0,0	1,1	0,1	0,0	1,1	0,1	1,0	1,0	0,1
20	1,0	0,0	1,2	0,2	1,1	0,1	0,1	1,2	0,2	1,2	1,3	0,1
30	0,8	0,1	0,9	0,1	0,9	0,2	0,2	0,8	0,1	0,8	0,8	0,1
40	0,8	0,1	0,6	0,0	0,6	0,2	0,4	0,6	0,2	0,5	0,5	0,1
50	0,6	0,1	0,4	0,3	0,5	0,2	0,4	0,4	0,3	0,4	0,4	0,2

Очевидными недостатками предложенного метода повышения пропускной способности канала связи являются большие размеры, требуемые для его реализации, передающей и приемной антенн и значительное число точек регистрации комплексной амплитуды в плоскости приемной антенны. Кроме этого, восстановление состояния матрицы передающих антенн требует осуществления большого объема вычислений в реальном масштабе времени, что будет накладывать ограничения на пропускную способность канала.

Заключение

Предложенный метод определения состояния каждой из матрицы апертурных антенн при амплитудной манипуляции их сигналов позволяет повысить пропускную способность радиорелейного канала связи без увеличения его полосы частот благодаря использованию пространственной модуляции электромагнитной волны.

Список литературы

1. Гудмен Дж. Введение в Фурье-оптику: пер. с англ. В.Ю. Галицкого и М.П. Головея / под ред. Г.И. Косоурова. – М.: Мир, 1970. – 364 с.
2. Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин и др. – 2-е изд. доп. и перераб. – М.: Сов. радио, 1974. – 536 с.
3. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 496 с.
4. Передача и обработка информации голографическими методами / С.Б. Гуревич, В.Б. Константинов, В.К. Соколов, Д.Ф. Черных; Под ред. С.Б. Гуревича. – М.: Сов. Радио, 1978. – 304 с.
5. Сальников И.И., Чернышев М.Н., Чернышев Н.И. Использование дифракционной картины непрозрачного трехмерного объекта для восстановления вида его функции

пропускания // Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов: сборник статей V Всероссийской научно-технической конференции. – Пенза: Приволжский дом знаний, 2007. – С. 36–40.

6. Сороко Л.М. Основы голографии и когерентной оптики. – М.: Наука, 1971, – 616 с.

References

1. Goodman J. W., Introduction to Fourier optics, McGraw Hill Co., 1968.
2. Drabkin A.L. i dr. Antenna-fidernye ustrojstva. Izd. 2-e dop. I pererabot. (Antenna-feeder devices. Second edition enlarged and revised.) Moscow: Soviet radio, 1974 536p.
3. Zalmanzon L.A. Preobrazovanija Fur'e, Uolsha, Naara i ih primenenie v upravlenii, svjazi i drugih oblastjah. (Fourier, Walsh, Haar transforms and their application in management, communications and other areas.) Moscow.: Nauka, Gl. red. fiz.-mat. lit., 1989. 496 p.
4. Gurevich S.B., Konstantinov V.B., Sokolov V.K., Chernyh D.F. Peredacha i obrabotka informacii golograficheskimi metodami. (The transfer and processing by holographic methods) Pod red. S.B. Gurevicha. M., Sov. Radio, 1978, 304 p.
5. Sal'nikov I.I., Chernyshev M.N., Chernyshev N.I. Ispol'zovanie difrakcionnoj kartiny neprozrachnogo trehmernogo obekta dlja vosstanovlenija vida ego funkcii propuskanija. Sovremennye metody i sredstva obrabotki prostranstvenno-vremennyh signalov: Sbornik statej V Vserossijskoj nauchno-tehnicheskoj konfere-cii. (Modern methods and means of handling spatiotemporal signals: Collection of articles in the All-Russian Scientific-Technical Conference) Penza: Privolzhskij dom znanij, 2007, pp. 36–40.
6. Soroko L.M. Osnovy golografii i kogerentnoj optiki. (Fundamentals of Holography and Coherent Optics) Moscow: Nauka, 1971, 616 p.

Рецензенты:

Зинкин С.А., д.т.н., профессор каф. «Вычислительные машины» Пензенского государственного университета, г. Пенза;

Бутаев М.М., д.т.н., профессор, ученый секретарь ОАО «НПП Рубин», г. Пенза.

Работа поступила в редакцию 11.04.2012.