

## РАСПРОСТРАНЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛН

УДК 621.373.8: 621.391.63

# Передача сигнала, мультиплексированного по орбитальному угловому моменту, с помощью когерентного сложения лазерных пучков

В.П. Аксёнов<sup>✉1</sup>, О.В. Богданов<sup>2</sup>, В.В. Дудоров<sup>1</sup>, В.А. Кагадей<sup>3</sup>,  
П.О. Казинский<sup>2</sup>, В.В. Колосов<sup>1</sup>, П.С. Королев<sup>2</sup>, Г.Ю. Лазаренко<sup>2</sup>,  
М.Е. Левицкий<sup>1</sup>, В.А. Рякин<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН  
634055, г. Томск, пл. Академика Зуева, 1

<sup>2</sup>Национальный исследовательский Томский государственный университет  
634050, г. Томск, пр. Ленина, 36

<sup>3</sup>АО «Радар ММС»  
197375, г. Санкт-Петербург, ул. Новосельковская, 37А

Поступила в редакцию 28.04.2025;  
после доработки 14.05.2025;  
принята к печати 29.05.2025

Модовые представления волновых полей используются во многих оптических приложениях, в частности, для создания информационных каналов, несущих независимые потоки данных. В настоящей работе на основе модового представления волновых полей разработаны теоретические основы нового метода оптической беспроводной побайтовой передачи цифрового сигнала, мультиплексированного по величине орбитального углового момента (ОУМ) электромагнитной волны, и предложена аппаратная реализация этого метода. Передатчик представляет собой круговой массив когерентных лазерных пучков, формируемых за счет деления исходного узкополосного лазерного излучения на восемь каналов. Формирование каналов передачи данных, отличающихся значением ОУМ, происходит при интерференционном сложении в дальней зоне дифракции восьми когерентных лазерных пучков, амплитуда и фаза которых изменяется пропорционально величине Фурье-образов информационных сигналов, поступающих от программируемого контролера на амплитудные и фазовые модуляторы. Распространяющееся в пространстве волновое поле поступает на вход приемного телескопа, а далее на сортировщик ОУМ-мод, после которого в результате сложения на компараторе восьми лазерных пучков воспроизводится полная структура излученного цифрового сигнала. Рассмотрена концептуальная схема экспериментальной установки, осуществляющей проверку данного метода в лабораторных условиях. С помощью численного моделирования показана возможность ее практической реализации. Предложен ряд технических приемов, способствующих повышению эффективности метода, описаны его преимущества.

**Ключевые слова:** орбитальный угловой момент, мультиплексирование, уплотнение каналов связи, байт, когерентное сложение; orbital angular momentum, multiplexing, channel compression, byte, coherent combining.

## Введение

Увеличение пропускной способности беспроводных линий связи, для передачи постоянно растущих объемов информации востребовано во многих инженерных дисциплинах и технологиях: в радио-

релейной передаче данных, сотовой, космической связи и мобильном Интернете.

Для связи в оптическом диапазоне обычно задействованы четыре степени свободы электромагнитной волны: амплитуда, фаза, частота и поляризация. Дальнейшее развитие технологий беспроводной передачи данных в дополнение к известным и уже используемым способам уплотнения каналов связи подразумевает применение пятой степени свободы — орбитального углового момента (ОУМ) волны [1–3]. Активно изучаются возможности и особенности использования ОУМ для прямого кодирования информации в линиях передачи данных в турбулентной атмосфере [4–6]. Когерентное сложение лазерных пучков [7–10] позволяет генерировать

\* Валерий Петрович Аксёнов (avr@iao.ru); Олег Викторович Богданов (bov@tpu.ru); Вадим Витальевич Дудоров (dvv@iao.ru); Валерий Алексеевич Кагадей (i.ching@gambler.ru); Петр Олегович Казинский; Валерий Викторович Колосов (kvv@iao.ru); Петр Сергеевич Королев (kizorph.d@gmail.com); Георгий Юрьевич Лазаренко (laz@phys.tsu.ru); Михаил Ефимович Левицкий (top@iao.ru); Владислав Александрович Рякин (vlad.g.a.phys@yandex.ru).

и динамически управлять излучением с ненулевой проекцией ОУМ на ось распространения (вихревые пучки) и добиваться высокой интенсивности такого излучения. Указанные качества излучения можно использовать для передачи значительных объемов информации на большие расстояния [11, 12] с помощью мультиплексированного по ОУМ оптического сигнала.

Классическое ОУМ-мультиплексирование — это формирование одного интегрального физического канала передачи данных, состоящего из набора специально сформированных виртуальных ортогональных каналов, в каждом из которых поток информации характеризуется своим значением ОУМ несущего пучка.

Предлагаемая в настоящей работе схема мультиплексирования информационного сигнала является аналогом схемы уплотнения с помощью ОУМ канала связи в радиодиапазоне [13–16], в которой обычно используется круговая матрица излучателей (антенн). В недавней экспериментальной работе [17] показано, что мультиплексирование радиосигнала с помощью ОУМ позволяет передавать информацию со скоростью 1,58 Тбит/с на частоте порядка 150 ГГц на расстояние 1 м. Поперечный размер массива принимающих и передающих антенн при этом составлял 6 см.

Расходимость вихревого пучка увеличивается с ростом значения ОУМ [18] так, что интенсивность принимаемого сигнала становится очень малой. Поэтому для достижения заданной дальности связи необходимо либо увеличивать размер антенны [17, 19, 20], либо уменьшать длину волны излучения [3, 21], либо использовать более изощренные способы приема и передачи информации, например регистрацию сигнала датчиками, расположенными на дуге [22–25].

В настоящей работе предлагаются оригинальные метод мультиплексирования по ОУМ с использованием кругового массива лазерных пучков и способ увеличения дальности связи за счет роста интенсивности излучения посредством когерентного сложения лазерного излучения [11, 12]. Относительно компактные размеры передатчика и приемника сохраняются за счет перехода в инфракрасный диапазон длин волн ( $\sim 1$  мкм).

Данный подход отличается от схемы [10], в которой задействовано 198 лазерных пучков от одного источника с помощью двух пространственных модуляторов света (Spatial Light Modulator, SLM), что снижает скорость передачи информации до скорости регенерации SLM порядка  $10^{-3}$  с. Для каждого канала связи с определенной проекцией ОУМ предлагается использовать отдельное кольцо из таких пучков.

Цель настоящего исследования — разработка рекомендаций по увеличению пропускной способности беспроводной линии связи с использованием как можно меньшего объема материальных ресурсов.

В предлагаемой нами схеме задействовано существенно меньшее количество когерентных источников излучения и данные передаются с более

высокой скоростью. Концептуальная схема экспериментальной установки включает восемь когерентных источников, а скорость передачи информации ограничена временем отклика амплитудных и фазовых модуляторов, которое составляет величину порядка  $10^{-11}$  с.

## 1. Теоретические основы

Теория мультиплексирования по проекции ОУМ оптического сигнала, созданного массивом когерентных источников, строится аналогично теории мультиплексирования сигнала с помощью ОУМ в радиодиапазоне [13–16, 25]. Для решения задач распространения оптического излучения используется скалярное приближение теории дифракции и параксиальное приближение волнового уравнения [26]:

$$2ik \frac{\partial U(z, \mathbf{r})}{\partial z} + \Delta_{\perp} U(z, \mathbf{r}) = 0. \quad (1)$$

Здесь  $\mathbf{r} = \{x, y\}$  — двумерный вектор в поперечной к оси распространения плоскости;  $z$  — координата в направлении распространения пучка;  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число,  $\lambda$  — длина волны;  $\Delta_{\perp}$  — оператор Лапласа в поперечной плоскости. В соответствии с [26] величина  $D = \lambda z/(\pi a^2)$ , где  $a$  — радиус гауссова пучка по уровню интенсивности  $e^{-1}$ , определяет режим дифракции. В области дифракции Фраунгофера ( $D \gg 1$ ) уравнение (1) имеет решение

$$U(z, \mathbf{r}) = 2\pi \frac{k}{iz} \exp\left(ikz + i\frac{k}{2z}\mathbf{r}^2\right) F_0(\mathbf{k}_{\perp}), \quad (2)$$

где  $\mathbf{k}_{\perp} = k\mathbf{r}/z$ ;  $k_{\perp} = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} = kr/z$ ;

$$F_0(\mathbf{k}_{\perp}) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint d\mathbf{r} U_0(\mathbf{r}) \exp(-i\mathbf{k}_{\perp}\mathbf{r}) \quad (3)$$

— спектр разложения начального поля по плоским волнам;  $U_0(\mathbf{r})$  — поле в начальной плоскости ( $z = 0$ ). Отметим, что с заменой  $z = f$ ,  $\mathbf{k}_{\perp} = k\mathbf{r}/f$  формула (2) будет представлением волнового поля в фокальной плоскости линзы с фокусным расстоянием  $f$ .

Рассмотрим начальное поле, которое является когерентной суммой  $N$  субпучков:

$$U_{0\Sigma}(\mathbf{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} V_n U_{0n}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_n), \quad (4)$$

где  $\mathbf{r}_n = R[\hat{\mathbf{x}}\cos(\theta_n) + \hat{\mathbf{y}}\sin(\theta_n)]$  — радиус-векторы центров субпучков, располагающихся на расстоянии  $R$  от оси суммарного (синтезированного) пучка,  $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}$  — единичные векторы,  $\theta_n$  — азимутальные угловые координаты центров субпучков. Полагаем, что поле  $U_{0n}$  в формуле (4) получается из поля субпучка  $U_{00}(\mathbf{r}_0) = U_{00}(r_0 = R, \theta_0 = 0)$  с помощью поворота на угол  $\theta_n = 2\pi n/N$  в плоскости  $z = 0$  и умножения на модулирующую комплексную амплитуду  $V_n$ , свою для каждого субпучка. Все субпучки в уравнении (4) имеют одинаковую линейную поляризацию. Тогда волновое поле (2) в дальней зоне [27, 28]:

$$U(z, \mathbf{k}_\perp) = F_{0S}(\mathbf{k}_\perp) u_p(z, \mathbf{r}) \sum_{n=0}^{N-1} V_n \exp\left[-ik \frac{R}{z} (\mathbf{r} \mathbf{r}_n)\right], \quad (5)$$

где  $F_{0S}$  — спектр поля отдельного субпучка;  $u_p(z, \mathbf{r}) = 2\pi \frac{k}{iz} \exp\left(ikz + i\frac{k}{2z} \mathbf{r}^2\right)$  — поле точечного источника в параксиальном приближении.

Поле  $U(z, \mathbf{k}_\perp)$  (5) можно представить в цилиндрических координатах:

$$U(z, k_\perp, \varphi) = F_{0S}(k_\perp, \varphi) u_p\left(z, \frac{k_\perp z}{k}\right) \times \sum_{n=0}^{N-1} V_n \exp[-ik_\perp R \cos(\varphi - \theta_n)]. \quad (6)$$

Чтобы продвинуться дальше, необходимо определить, как связаны передаваемые (информационные) сигналы  $G_l$  с модулирующими комплексными амплитудами  $V_n$ . Предположим, что  $V_n$  являются дискретными преобразованиями Фурье от информационных сигналов  $G_l$ :

$$V_n = \sum_{l=0}^{N-1} G_l \exp(i2\pi n l / N) = \sum_{l=0}^{N-1} G_l e^{il\varphi_n} \quad (7)$$

с соответствующим обратным преобразованием

$$G_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V_n \exp(-im\varphi_n). \quad (8)$$

Подставив (7) в (6), получаем

$$U(z, k_\perp, \varphi) = F_S(k_\perp) u_p\left(z, \frac{k_\perp z}{k}\right) \times \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} G_l e^{il\varphi_n} \exp[-ik_\perp R \cos(\varphi - \theta_n)]. \quad (9)$$

Выражение (9) в явном виде связывает поле на приемнике с передаваемыми (информационными) сигналами  $G_l$ , т.е.  $U(z, k_\perp, \varphi)$  — это мультиплексированное поле — результат взаимодействия  $N$  сигналов.

Далее необходимо выполнить демультиплексирование — разделение волнового поля (9) на  $N$  составляющих, каждая из которых связана только с одним информационным сигналом. Используем для этого разложение поля по вихревым модам, амплитуды которых определяются следующим образом:

$$S_m(z, r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} d\varphi \exp(-im\varphi) U(z, r, \varphi), \quad (10)$$

а мощности мод

$$C_m(z) = \int_0^\infty r |S_m(z, \mathbf{r})|^2 dr. \quad (11)$$

Сумма мощностей мод должна соответствовать полной мощности излучения

$$P = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C_m(z). \quad (12)$$

Обратное преобразование разложения (10) определяет поле через спектр вихревых мод

$$U(z, r, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_m(z, r) \exp(im\varphi). \quad (13)$$

Подставив (9) в (10), получаем

$$S_m(z, k_\perp) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} F_S(k_\perp) u_p\left(z, \frac{k_\perp z}{k}\right) \times \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} G_l e^{il\varphi_n} \int_0^{2\pi} d\varphi e^{-im\varphi} \exp[-ik_\perp R \cos(\varphi - \theta_n)]. \quad (14)$$

Применив формулу Якоби—Ангера [29]:

$$e^{-iz \cos \varphi} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} (-i)^j J_j(z) e^{-ij\varphi},$$

где  $J_j(z)$  — функция Бесселя первого рода;  $j$  — целое число, и воспользовавшись тем, что

$$\int_0^{2\pi} d\varphi \exp[-i\varphi(m+j)] = 2\pi \delta_{j,-m},$$

где  $\delta_{j,-m}$  — дельта-символ Кронекера, получаем с учетом  $J_{-m}(k_\perp R) = (-1)^m J_m(k_\perp R)$  [29]:

$$\int_0^{2\pi} d\varphi e^{-im\varphi} \exp[-ik_\perp R \cos(\varphi - \theta_n)] = 2\pi i^{-m} J_m(k_\perp R) e^{-im\theta_n}. \quad (15)$$

Подставив (15) в (14), получаем

$$S_m(z, k_\perp) = 2\pi i^{-m} J_m(k_\perp R) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} F_S(k_\perp) \times u_p\left(z, \frac{k_\perp z}{k}\right) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} G_l e^{il\varphi_n} e^{-im\theta_n}. \quad (16)$$

Принимая во внимание, что  $\theta_n = \varphi_n$ , а из (7) и (8) следует

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} G_l e^{i(l-m)\varphi_n} = G_m,$$

выводим формулу для амплитуды вихревой моды

$$S_m(z, k_\perp) = \sqrt{2\pi} i^{-m} J_m(k_\perp R) F_S(k_\perp) u_p\left(z, \frac{k_\perp z}{k}\right) N G_m. \quad (17)$$

Из формулы (17) видно, что каждая амплитуда моды  $S_m$  зависит только от одного информационного сигнала  $G_m$ , т.е. каналы передачи информации разделились, и принимаемый сигнал  $S_m$  пропорционален исходному сигналу  $G_m$ . Отметим, что при таком способе демультиплексирования информация из исходного канала  $l$  дублируется в каналах с номерами  $m = l + qN$ , где  $q$  — целое число.

Теоретический результат (17) позволяет предложить концепцию схемы экспериментальной установки, реализующей предложенный метод передачи информации. Рассмотрим эту схему в следующем разделе.

## 2. Принципиальная схема и численный эксперимент

Метод мультиплексирования по проекции ОУМ позволяет организовать передачу информации байтами. Концептуальная схема установки, которая была использована в численном эксперименте, показана на рис. 1 (цв. вкладка). Она состоит из двух частей: передатчика и приемника.

Передатчик представляет собой мультиплексор (рис. 1, а). Лазер 1 генерирует узкополосное линейно поляризованное излучение, которое делится на восемь каналов равной мощности волоконным делителем 2. Каждый канал содержит модулятор фазы 3 и модулятор амплитуды (интенсивности) 4, управляемые программируемым контроллером 7, на который подаются сигналы, формируемые процессором быстрого преобразования Фурье 8 (БПФ). В свою очередь, БПФ-процессор получает информацию в виде последовательности байтов, генерируемую компьютером 9. Выходное излучение каждого канала формируется волоконными позиционерами 5 и коллимирующими линзами 6. Совокупность линз 6 образует синтезированную апертуру из восьми субапертур, расположенных вдоль периметра окружности и формирующих параллельные пучки.

Приемник представляет собой дешифратор (рис. 1, б). Телескоп 10 собирает пучки и формирует мультиплексированное излучение с плоским волновым фронтом. С помощью светоделителей 11 это излучение делится на восемь каналов равной мощности. Каждый канал на выходе содержит вихревую фазовую пластинку 12 с топологическим зарядом  $m_p$  ( $m_p = 0, 1, 2, 3, -1, -2, -3, -4$ ), фокусирующую линзу 13 и фотоприемник 14 с малой диафрагмой. Сигналы фотоприемников поступают на компаратор 15, который формирует принимаемый байт информации и передает его компьютеру 16.

Полагаем, что первоначально передаваемая информация кодируется двоичным кодом, затем полученная последовательность переводится в байты. Так можно передать число от 0 (байт [00000000]) до 255 (байт [11111111]). Для каждого байта формируется информационный сигнал  $G_l = A_{G_l} \exp(i\varphi_l)$ , в котором фазы равны нулю ( $\varphi_l = 0$ ), а амплитуды представляют собой последовательность  $A_{G_n} = [A_{G_0}, A_{G_1}, A_{G_2}, A_{G_3}, A_{G_4}, A_{G_5}, A_{G_6}, A_{G_7}]$ , где  $A_{G_l}$  принимает значение ноль или единица, соответствующее значению в байте. Далее выполняется дискретное преобразование Фурье вектора с компонентами  $G_l$  (см. 8 на рис. 1), в результате которого получаем управляющие сигналы  $V_n = A_{V_n} \exp(i\varphi_{V_n})$ , которые формируются программируемым контроллером 7 (см. рис. 1).

Сигналы, пропорциональные  $A_{V_n}^2$ , подаются на модуляторы амплитуды 4 в волоконных каналах для задания соответствующих значений амплитуды (интенсивности) излучения в канале; сигналы, пропорциональные  $\varphi_{V_n}$ , подаются на модуляторы фазы 3 для задания соответствующего смещения фазы. В результате на выходе передающей системы формируется излучение из восьми гауссовых пучков, центры которых расположены на окружности.

Через каждую субапертуру радиусом  $a_r$  проходит гауссов пучок с поперечным распределением поля

$$U_{0n}(\mathbf{r}) = A_{V_n} \exp(i\varphi_{V_n}) \exp\left(-\frac{(\mathbf{r} - \mathbf{r}_n)^2}{a_0^2}\right), \quad (18)$$

где  $\mathbf{r}_n$  — радиус-векторы центров субпучков; радиус гауссова пучка  $a_0$  и радиус окружности  $R$ , на которой располагаются центры гауссовых пучков, связаны с радиусом субапертуры  $a_r$  соотношениями  $a_0 = a_r / \sqrt{2}$ ,  $R = 2,7a_r$ . Такая схема обеспечивает прохождение примерно 98% энергии гауссова пучка через субапертуру. В расчетах рассматривалось пространство излучения с  $\lambda = 1,064$  мкм,  $a_r = 1,5$  см; соответственно  $a_0 = 1,06$  см. Диаметр излучающей апертуры, формирующей синтезированный пучок, составляет примерно 11 см. За излучающей апертурой расположена фокусирующая линза с фокусным расстоянием  $f$ . Численное моделирование распространения излучения на дистанцию  $z$  выполнено с использованием решения параксиального волнового уравнения (1) спектральным методом [7, 8, 26, 30].

В итоге мультиплексированное суммарное поле переносит в пределах измеряемого диапазона столько мод, сколько единичных значений амплитуд в последовательности  $A_{G_l} = [A_{G_0}, A_{G_1}, A_{G_2}, A_{G_3}, A_{G_4}, A_{G_5}, A_{G_6}, A_{G_7}]$ . Согласно формулам (16) и (17) реализуется следующая связь значения ОУМ  $m$  переносимой излучением моды со значением амплитуды  $A_{G_l}$ :  $m(l) = [0, 1, 2, 3, 4, -3, -2, -1]$ . Например, при передаче байта [00101101], соответствующего десятичному числу 45, излучение переносит четыре моды со значениями  $m(2) = 2$ ,  $m(4) = 4$ ,  $m(5) = -3$ ,  $m(7) = -1$ .

Далее полагаем, что в приемной плоскости на дистанции  $z$  расположен сортировщик мод [31, 32]. В литературе представлено множество сортировщиков по ОУМ, обладающих различной эффективностью [33–37]. В схеме на рис. 1, б изображен простейший сортировщик на основе светоделителей и фазовых пластинок (голограмм) [35], разделяющий излучение на восемь каналов с равными значениями мощности. В каналах излучение пропускается через пластинки 12 с топологическими зарядами  $m_p = [-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3]$ ; в расчетах действие пластинки соответствует умножению поля в канале на экспоненту  $\exp(im_p\theta)$ , где  $\theta$  — азимутальный угол. За пластинкой располагается фокусирующая линза 13 с фокусным расстоянием  $f_s$  и фотоприемник 14, поперечный размер которого можно считать точечным по сравнению с размером поперечного распределения интенсивности принимаемого излучения, т.е. измеряется значение интенсивности на оси пучка. Так, в поле, соответствующем десятичному числу 45, ОУМ  $m = 4$  компенсируется пластинкой с  $m_p = -4$ , и волновое поле становится безвихревым. Следовательно, на оси пучка интенсивность становится ненулевой, значимой относительно возможных паразитных шумов

величиной. Аналогично ненулевые значения интенсивности будут наблюдаться в каналах с пластинками  $m_p = -2, 3, 1$ .

Устройство на рис. 1, б определяет наличие мод в распространяющемся излучении по отличной от нуля величине интенсивности на оси пучка

$$C_m(z) = |A_m(z = f_S, r = 0)|^2, \\ |A_m(z = f_S, r = 0)| = \\ = \frac{k}{2\pi z} \left| \int_0^\infty \int_0^{2\pi} U(z = f, r, \varphi) \exp(-im\varphi) r dr d\varphi \right|, \quad (19)$$

поэтому фактически оно является не сортировщиком, а детектором мод. Идеальный сортировщик должен определять мощность мод в соответствии с выражениями (10), (11).

Далее представим результаты расчетов для спектра мод мультиплексированного излучения при передаче по каналу связи десятичного числа 255 (в двоичной системе счисления  $255_{10} = 11111111_2$ ) – байта цифровой информации [11111111]. Этому байту соответствует информационный сигнал  $G_l = A_{G_l} \exp(i\varphi_l)$  с единичными амплитудами и нулевыми фазами. В результате дискретного преобразования Фурье получаем управляющий сигнал  $V_n$  с амплитудами  $A_{V_n} = [8, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$  и фазами  $\varphi_{V_n} = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$ . Сигнал  $V_n$  формирует в начальной плоскости ( $z = 0$ ) поле

$$U_0(\mathbf{r}) = A_{V_0} \exp\left(-\frac{(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)^2}{a_0^2}\right) \times \\ \times \exp\left[-\left(\frac{(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)^2}{a_r^2}\right)^{16}\right] \exp\left(-\frac{k\mathbf{r}^2}{2f}\right), \quad (20)$$

где первая экспонента представляет собой гауссов пучок с амплитудой  $A_{V_0} = 8$ , вторая моделирует прохождение пучка через излучающую апертуру радиусом  $a_r$ , третья действие фокусирующей линзы на дистанцию  $z = f$ . В этом случае излучает только один канал ( $n = 0$ ), в остальных каналах излучение блокируется (так как  $A_{V_n} = 0$ ). Для граничного условия (20) вычисляем поле на дистанции  $z = f$  на основе численного решения уравнения (1). Учитывая, что мы рассматриваем излучение в фокальной плоскости, можно не уточнять, на какую дистанцию происходит распространение, и представить интенсивность  $I(\kappa_x, \kappa_y)$  (нормированную на максимальное значение) и фазу  $\Phi(\kappa_x, \kappa_y)$  поля (2) в плоскости детектора на дистанции  $f$  в угловых координатах  $\kappa_\perp = \mathbf{k}_\perp/k$  ( $\kappa_x = k_x/k$ ,  $\kappa_y = k_y/k$ ) (рис. 2, цв. вставка). Представление результатов в угловых координатах позволяет, используя связь угловых и пространственных координат  $\mathbf{k}_\perp = k\mathbf{r}/f$ , обобщить их на любые дистанции  $z = f$ .

В частности, для  $z = 500$  м радиус гауссова пучка по уровню интенсивности  $e^{-2}$  на рис. 2, а  $a_g(z) \cong 1,6$  см. С увеличением или уменьшением дис-

танции  $z$  пропорционально изменяется поперечный размер пучка  $a_g(z = f)$ . Очевидно, что результирующее поле (рис. 2) вполне регулярно и не содержит явных признаков вихревого пучка – изолированных точек с нулевой интенсивностью или спиральной структуры в распределении фазы [38].

На рис. 3 показаны результаты расчета интенсивности  $I(m_p)$  (нормированной на максимальное значение) излучения на осях каналов после фазовых пластинок с топологическими зарядами  $m_p$  и фокусирующих линз в предположении, что апертура приемного телескопа много больше поперечного размера распределения интенсивности поля, т.е. перехватывает 100% мощности падающего излучения.

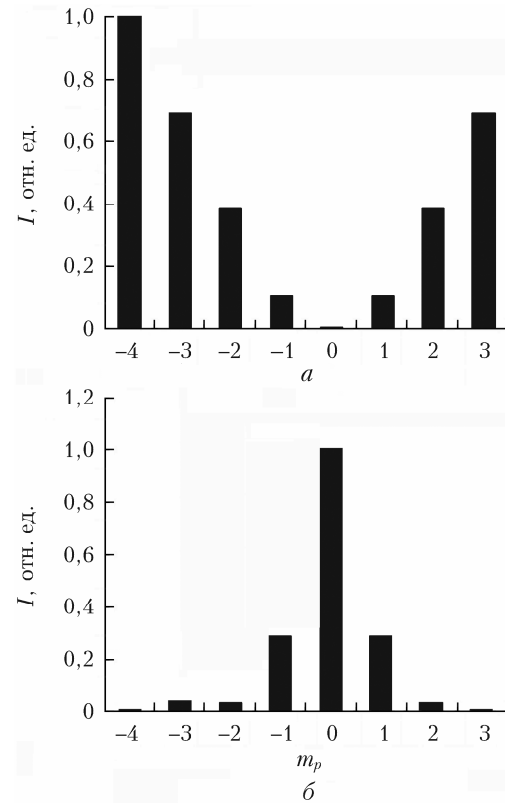


Рис. 3. Интенсивность  $I(m_p)$  излучения на осях каналов в фокальной плоскости (а) и перед ней (б)

При расположении детекторов в фокальной плоскости (рис. 3, а) детектор, соответствующий нулевой моде ( $m_p = 0$ ), дает нулевое значение сигнала. При сдвиге плоскости детектирования от фокуса к линзе (рис. 3, б) принимаемый сигнал для нулевой моды становится максимальным, но и этот вариант является нерабочим, так как отношение величины сигналов в каналах с  $m_p = \pm 4$  к сигналу в канале  $m_p = 0$  составляет  $\approx 10^{-4}$ . Сигнал можно увеличить, если использовать приемную апертуру конечного размера и варьировать положение плоскости детекторов. В частности, для случая, представленного на рис. 3, б, при использовании апертуры, пропускающей 30% мощности падающего излучения, можно существенно (более чем на два порядка) увеличить сигнал в каналах  $m_p = -4$  и  $m_p = 3$

за счет незначительного уменьшения (примерно в полтора раза) сигнала в канале  $m_p = 0$  (рис. 4).

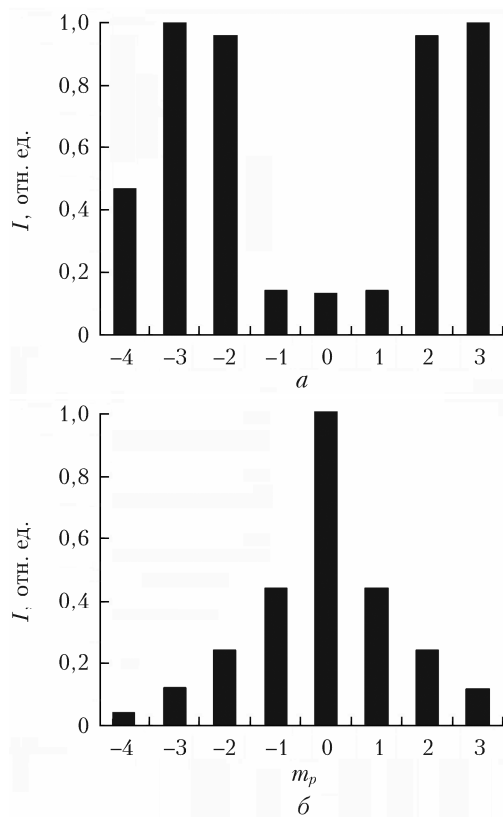


Рис. 4. Интенсивность  $I(m_p)$  излучения на осях каналов при использовании приемных апертур ограниченного размера, пропускающих 50 (а) и 30% мощности (б)

Результат, представленный на рис. 4, демонстрирует возможность применения системы с предложенной геометрией для передачи информации. Отметим, что при использовании апертур с другими значениями доли проходящей мощности можно подобрать положение плоскости детектора, которое обеспечит работоспособность системы.

Ограничимся результатами для системы передачи информации, соответствующей рис. 4, б: система передает и детектирует моды мультиплексированного поля со значениями ОУМ в диапазоне  $m = [0, 1, 2, 3, 4, -3, -2, -1]$ . Рассчитанные интенсивности излучения на осях восьми каналов в плоскости детекторов представлены на рис. 5. Детектирование моды осуществляется при регистрации ненулевого сигнала на оси пучка за вихревыми фазовыми пластинками с топологическим зарядом  $m_p = [-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3]$ . Из формулы (17) для амплитуды вихревой моды следует, что при передаче байта  $[11111111]$  мультиплексированное поле должно содержать весь диапазон измеряемых мод, что подтверждается расчетами рис. 5, а.

При передаче по каналу связи десятичного числа 32 в виде байта  $[00100000]$  в результате дискретного преобразования Фурье получаем управляющий сигнал  $V_n$  с амплитудами  $A_{V_n} = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$  и фазами  $\varphi_{V_n} = [0, -\pi/2, \pi, \pi/2, 0, -\pi/2, \pi, \pi/2]$ . Подставляя  $A_{V_n}$  и  $\varphi_{V_n}$  в (18) и учитывая прохождение поля каждого гауссова субпучка через излучающую апертуру и фокусирующую линзу, вычисляем поле на основе численного решения уравнения (1). Управляющий сигнал  $V_n$  формирует поле, интенсивность и фаза которого в приемной плоскости

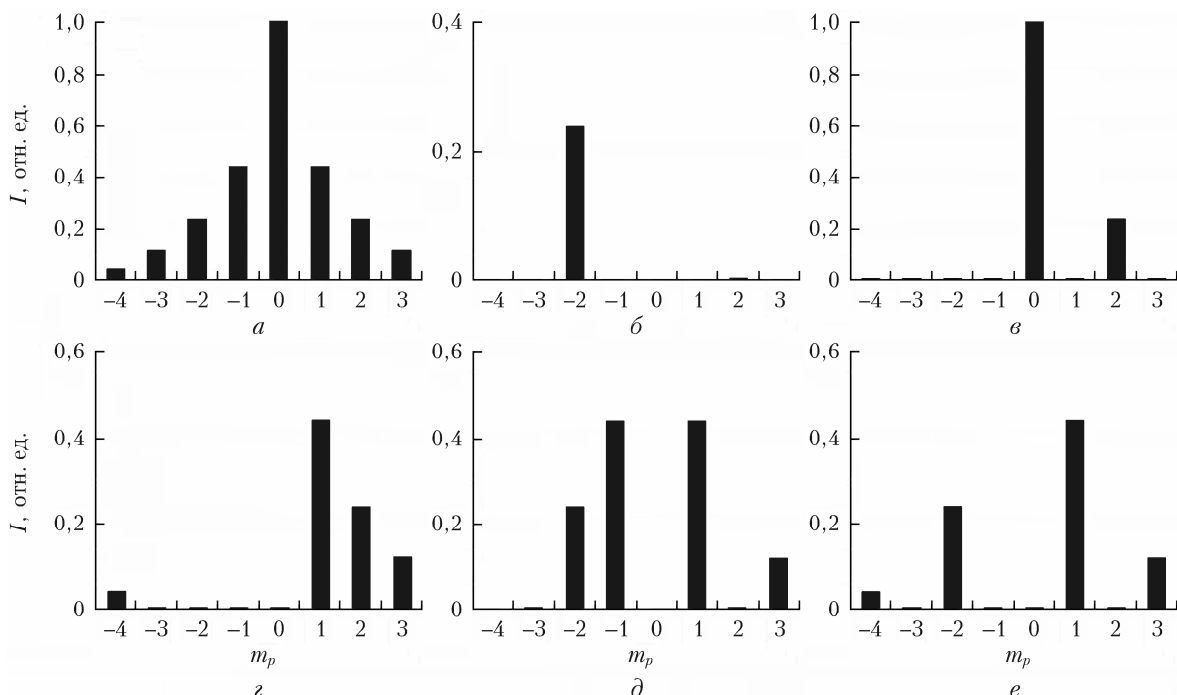


Рис. 5. Интенсивность  $I(m_p)$  излучения, ограниченного размерами приемной апертуры, на осях каналов после фазовых пластинок для сигналов, соответствующих различным байтам:  $[11111111]$  – 255 (а),  $[00100000]$  – 32 (б),  $[10000010]$  – 130 (в),  $[00001111]$  – 15 (г),  $[01100101]$  – 101 (д),  $[00101101]$  – 45 (е)

$z = f$  представлены на рис. 6 (цв. вкладка). Согласно теоретическим результатам это поле переносит только одну моду (в пределах измеряемого диапазона) со значением ОУМ  $m = 2$  (рис. 5, б): ненулевой отклик наблюдается только в канале с пластинкой, топологический заряд которой  $m_p = -2$  противоположен значению ОУМ данной моды. Согласно теоретическим результатам при передаче байта [00101101], соответствующего числу 45, мультиплексированное излучение должно переносить четыре моды со значениями ОУМ  $m = 2, 4, -3, -1$ . Выполняя дискретное преобразование Фурье информационного сигнала (вектора с компонентами  $G_l$ ), получаем управляющий сигнал  $V_n$  с амплитудами  $A_{V_n} = [4; 1,082; 0; 2,613; 0; 2,613; 0; 1,082]$  фазами  $\varphi_{V_n} = [0, 7\pi/8, 0, 5\pi/8; 0, -5\pi/8, 0, -7\pi/8]$ . В результате в приемной плоскости  $z = f$  имеем поле, интенсивность и фаза которого представлены на рис. 6, в, г.

Из рис. 5, е видно, что приемная система дает отклик в каналах с вихревыми пластинками  $m_p = -4, -2, 1, 3$ . Это указывает на присутствие в мультиплексированной волне именно теоретически предсказанных мод.

Отметим, что каналы, соответствующие другим модам, дают нулевые значения измеряемых сигналов. Во всех случаях наблюдается четкое соответствие между значением амплитуды информационного сигнала  $A_{G_l}$  и модовым составом излучения  $m(l) = [0, 1, 2, 3, 4, -3, -2, -1]$ . Единичное значение амплитуды  $A_{G_l}$  обеспечивает ненулевое значение сигнала в канале  $m(l)$ , соответствующем данной моде; нулевое значение амплитуды обеспечивает нулевое значение сигнала в канале, соответствующем данной моде.

Можно отметить еще один плюс в работе системы: сигналы в каждом канале принимают два значения: нулевое или фиксированное ненулевое. В частности, для каналов  $m_p = \pm 1$  (см. рис. 5) сигнал во всех случаях приблизительно равен нулю или  $\approx 0,4$ . Для других каналов ненулевые значения сигналов также во всех случаях (рис. 5, б–е) совпадают с соответствующими значениями на рис. 5, а.

## Заключение

Представлен новый метод передачи сигнала, мультиплексированного по орбитальному угловому моменту. Схема мультиплексирования сигнала в оптическом диапазоне является аналогом схемы мультиплексирования радиосигнала с помощью ОУМ. Поступающий на вход передатчика информационный сигнал подвергается дискретному преобразованию Фурье, которое осуществляется численно. Амплитуды и фазы Фурье-образов управляющих сигналов подаются на программируемый контроллер, который формирует сигнал на амплитудных и фазовых модуляторах установки для когерентного сложения лазерных пучков. В дальней зоне лазерные пучки интерферируют и образуют волновое по-

ле, которое поступает на вход приемного телескопа. Для демуплексирования сигнала используется сортировщик ОУМ-мод, состоящий из светоделителей, фазовых вихревых пластинок, фокусирующих линз, фотоприемников и компаратора. Сортировщик распределяет приходящее излучение по восьми каналам. С его помощью удастся идентифицировать наличие восьми ОУМ-мод, обладающих азимутальными индексами от  $-3$  до  $+4$ , и на этой основе воссоздать структуру байта цифровой информации из нулей и единиц.

Численное моделирование продемонстрировало, что в данном методе мультиплексирования по ОУМ минимизируются перекрестные помехи, присущие традиционному методу мультиплексирования с модовым разделением.

Метод позволяет организовывать побайтовую передачу данных, что должно поднять ее скорость по сравнению с другими известными схемами, где передача организована побитно. Предложенный метод также позволяет увеличить энергетический потенциал излучения и, как следствие, дальность связи. Это автоматически достигается за счет когерентного сложения лазерных пучков и повышения яркости пучка вплоть до дифракционной. Среднюю мощность излучения можно поднять за счет введения усилителей мощности в каждый канал передатчика. Это особенно актуально для систем космической связи между внеатмосферными объектами, так как в открытой атмосфере дальность оптической связи во многом ограничена искажающим воздействием атмосферных факторов, в частности турбулентностью.

**Финансирование.** Работа выполнена в рамках госзадания ИОА СО РАН.

## Список литературы

1. Rubinsztein-Dunlop H., Forbes A., Berry M.V., Dennis M.R., Andrews D.L., Mansuripur M., Denz C., Alpmann C., Banzer P., Bauer T., Karimi E., Marrucci L., Padgett M., Ritsch-Marte M., Litchinitser N.M., Bigelow N.P., Rosales-Guzmán C., Belmonte A., Torres J.P., Neely T.W., Baker M., Gordon R., Stilgoe A.B., Romero J., White A.G., Fickler R., Willner A.E., Xie G., McMorran B., Weiner A.M. Roadmap on structured light // J. Opt. 2017. V. 19, N 1. P. 013001-1–013001-51. DOI: 10.1088/2040-8978/19/1/013001.
2. Noor S.K., Yasin M.N.M., Ismail A.M., Osman M.N., Soh P.J., Ramli N. A review of orbital angular momentum vortex waves for the next generation wireless communications // IEEE Access. 2022. V. 10. P. 89465–89484. DOI: 10.1109/access.2022.3197653.
3. Willner A.E., Su X., Zhou H., Minoofar A., Zhao Z., Zhang R., Tur M., Molisch A.F., Lee D., Almain A. High capacity terahertz communication systems based on multiple orbital-angular-momentum beams // J. Opt. 2022. V. 24. P. 124002-1–124002-19. DOI: 10.1088/2040-8986/ac9c16.
4. Аксенов В.П., Дудоров В.В., Колосов В.В., Погуца Ч.Е., Абрамова Е.С. Регистрация орбитального углового момента лазерного пучка через его разложение по оптическим вихрям и его использование в системе

- связи в турбулентной атмосфере // Оптика атмосф. и океана. 2020. Т. 33, № 5. С. 347–357. DOI: 10.15372/AOO20200504.
5. *Aksenov V.P., Dudorov V.V., Kolosov V.V., Pogutsa C.E.* Optical communication in a turbulent atmosphere via the orbital angular momentum of a laser beam. I. Mode purity of OAM transmission // *Appl. Opt.* 2024. V. 63, N 28. P. 7475–7484. DOI: 10.1364/AO.530512.
  6. *Aksenov V.P., Dudorov V.V., Kolosov V.V., Pogutsa C.E.* Optical communication in a turbulent atmosphere via the orbital angular momentum of a laser beam. II. Symbol error rate in a data line // *Appl. Opt.* 2024. V. 63, N 28. P. 7485–7490. DOI: 10.1364/AO.530548.
  7. *Aksenov V.P., Dudorov V.V., Filimonov G.A., Kolosov V.V., Venediktov V.Y.* Vortex beams with zero orbital angular momentum and non-zero topological charge // *Opt. Laser Technol.* 2018. V. 104. P. 159–163. DOI: 10.1016/j.optlastec.2018.02.022.
  8. *Aksenov V.P., Dudorov V.V., Kolosov V.V., Levitsky M.E.* Synthesized vortex beams in the turbulent atmosphere // *Front. Phys.* 2020. V. 8. P. 143–1–143–13. DOI: 10.3389/fphy.2020.00143.
  9. *Long J., Jin K., Chen Q., Chang H., Chang Q., Ma Y., Wu J., Su R., Ma P., Zhou P.* Generating the 1.5 kW mode-tunable fractional vortex beam by a coherent beam combining system // *Opt. Lett.* 2023. V. 48, N 19. P. 5021–5024. DOI: 10.1364/OL.502321.
  10. *Shu B., Zhang Y., Chang H., Tang S., Leng J., Zhou P.* Integrated coherent beam combining system for orbital-angular-momentum shift-keying-based free-space optical links // *Adv. Photon. Nexus.* 2024. V. 3, N 3. P. 036003–1–036003–11. DOI: 10.1117/1.AP.3.3.036003.
  11. *Billault V., Leveque S., Maho A., Welch M., Bourderionnet J., Lallier E., Sotom M., Kernec A.Le., Brignon A.* Optical coherent combining of high-power optical amplifiers for free-space optical communications // *Opt. Lett.* 2023. V. 48, N 19. P. 3649–3652. DOI: 10.1364/OL.494908.
  12. *Rouzé B., Pichon P., Gay M., Bramerie L., Lombard L., Durécu A.* Experimental study of the impact of carrying a telecom signal on LOCSET-based coherent beam combining // *Opt. Express.* 2023. V. 31, N 16. P. 26552–26564. DOI: 10.1364/OE.497156.
  13. *Thidé B., Then H., Sjöholm J., Palmer K., Bergman J., Carozzi T.D., Istomin Ya.N., Ibragimov N.H., Khamitova R.* Utilization of photon orbital angular momentum in the low-frequency radio domain // *Phys. Rev. Lett.* 2007. V. 99. P. 087701–1–087701–4. DOI: 10.1103/PhysRevLett.99.087701.
  14. *Mohammadi S.M., Daldor L.K.S., Forozesh K., Thidé B., Bergman J.E.S., Isham B., Karlsson R., Carozzi T.D.* Orbital angular momentum in radio: Measurement methods // *Radio Sci.* 2010. V. 45. P. RS4007–1–RS4007–14. DOI: 10.1029/2009RS004299.
  15. *Li Z., Qu F., Wei Y., Yang G., Xu W., Xu J.* The limits of effective degrees of freedom in UCA based orbital angular momentum multiplexed communications // *Sci. Rep.* 2020. V. 10. P. 5216–1–5216–11. DOI: 10.1038/s41598-020-61329-z.
  16. *Papathanasopoulos A., Rahmat-Samii Y.* Fundamentals of orbital angular momentum beams: Concepts, antenna analogies, and applications // *Electromagnetic Vortices: Wave Phenomena and Engineering Applications.* Hoboken: Wiley. 2022. P. 3–32. DOI: 10.1002/9781119662945.ch1.
  17. *Sasaki H., Yagi Y., Kudo R., Lee D.* 1.58 Tbps OAM multiplexing wireless transmission with wideband Butler matrix for sub-THz band // *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2024. V. 42, N 6. P. 1613–1625. DOI: 10.1109/jsac.2024.3389125.
  18. *Padgett M.J., Miatto F.M., Lavery M.P.J., Zeilinger A., Boyd R.W.* Divergence of an orbital-angular-momentum-carrying beam upon propagation // *New J. Phys.* 2015. V. 17, N 2. P. 023011–1–023011–5. DOI: 10.1088/1367-2630/17/2/023011.
  19. *Yagi Y., Sasaki H., Lee D.* Prototyping of 40 GHz band orbital angular momentum multiplexing system and evaluation of field wireless transmission experiments // *IEEE Access.* 2022. V. 10. P. 130040–130047. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3228545.
  20. *Chen R., Zhou J., Long W.-X., Zhang W.* Hybrid circular array and Luneberg lens for long-distance OAM wireless communications // *IEEE Trans. Commun.* 2023. V. 71, N 1. P. 485–497. DOI: 10.1109/TVT.2023.3309034.
  21. *Khan M.I.W., Woo J., Yi X., Ibrahim M.I., Yazicigil R.T., Chandrakasan A.P.* A 0.31-THz orbital-angular-momentum (OAM) wave transceiver in CMOS with bits-to-OAM mode mapping // *IEEE J. Sol.-State Circ.* 2022. V. 57, N 5. P. 1344–1357. DOI: 10.1109/jssc.2022.3141366.
  22. *Zheng S., Hui X., Zhu J., Chi H., Jin X., Yu S., Zhang X.* Orbital angular momentum mode-demultiplexing scheme with partial angular receiving aperture // *Opt. Express.* 2015. V. 23, N 9. P. 12251–12257. DOI: 10.1364/OE.23.012251.
  23. *Zhang C., Ma L.* Detecting the orbital angular momentum of electro-magnetic waves using virtual rotational antenna // *Sci. Rep.* 2017. V. 7. P. 4585–1–4585–8. DOI: 10.1038/s41598-017-04313-4.
  24. *Chen X., Xue W.* OAM Communications in multipath environments // *Electromagnetic Vortices: Wave Phenomena and Engineering Applications.* Hoboken: Wiley, 2022. P. 321–356. DOI: 10.1002/9781119662945.ch11.
  25. *Kazinski P.O., Korolev P.S., Lazarenko G.Yu., Ryakin V.A.* Multiplexing signals with twisted photons by a circular arc phased array // *Annals Phys.* 2024. V. 462. P. 16961–1–16961–14. DOI: 10.1016/j.aop.2024.169610.
  26. *Виноградов М.Е., Руденко О.В., Сухоруков А.П.* Теория волн. М.: Наука, 1990. 432 с.
  27. *Kurti R.S., Halterman K., Shori R.K., Wardlaw M.J.* Discrete cylindrical vector beam generation from an array of optical fibers // *Opt. Express.* 2009. V. 17, N 16. P. 13982–13988. DOI: 10.1364/OE.17.013982.
  28. *Adamov E.V., Aksenov V.P., Dudorov V.V., Kolosov V.V., Levitskii M.E.* Controlling the spatial structure of vector beams synthesized by a fiber laser array // *Opt. Laser Technol.* 2022. V. 154. P. 108351. DOI: 10.1016/j.optlastec.2022.108351.
  29. *Бейтмен Г., Эрдеи А.* Высшие трансцендентные функции. Т. 2. М.: Наука, 1974. 296 с.
  30. *Fleck J.A., Morris J.R., Feit M.D.* Time-dependent propagation of high energy laser beams through the atmosphere // *Appl. Phys. A.* 1976. V. 10, N 2. P. 129–160.
  31. *Голуб М.А., Карпеев С.В., Казанский Н.Л., Мирзов А.В., Сисакян И.Н., Сойфер В.А., Уваров Г.В.* Фазовые пространственные фильтры, согласованные с поперечными модами // *Квант. электрон.* 1988. Т. 15, № 3. С. 617–618.
  32. *Воляр А.В., Брецько М.В., Акимова Я.Е., Егоров Ю.А.* Сортировка пучков Лагерра-Гаусса по радиальному

числу посредством моментов интенсивности // Компьютерная оптика. 2020. Т. 44, № 2. С. 155–166.

33. *Berkhout G.C.G., Lavery M.P.J., Courtial J., Beijersbergen M.W., Padgett M.J.* Efficient sorting of orbital angular momentum states of light // *Phys. Rev. Lett.* 2010. V. 105, N 15. P. 153601. DOI: 10.1103/PhysRevLett.105.153601.
34. *Mirhosseini M., Malik M., Shi Z., Boyd R.W.* Efficient separation of the orbital angular momentum eigenstates of light // *Nat. Commun.* 2013. V. 4, N 1. P. 2781. DOI: 10.1038/ncomms3781.
35. *Willner A.E., Huang H., Yan Y., Ren Y., Ahmed N., Xie G., Bao C., Li L., Cao Y., Zhao Z., Wang J., Lavery M.P.J., Tur M., Ramachandran S., Molisch A.F., Ashrafi N., Ashrafi S.* Optical communications using orbital angular momentum beams // *Adv. Opt. Photon.* 2015. V. 7. P. 66–106. DOI: 10.1364/AOP.7.000066.
36. *Li C., Zhao S.* Efficient separating orbital angular momentum with radial varying phase // *Photon. Res.* 2017. V. 5, N 4. P. 267–270. DOI: 10.1364/PRJ.5.000267.
37. *Wang B., Wen Y., Zhu J., Chen Y., Yu S.* Sorting full angular momentum states with Pancharatnam-Berry metasurfaces based on spiral transformation // *Opt. Express.* 2020. V. 28, N 11. P. 16342–16351. DOI: 10.1364/OE.393859.
38. *Anguita J.A., Neifeld M.A., Vasic B.V.* Turbulence-induced channel crosstalk in an orbital angular momentum-multiplexed free-space optical link // *Appl. Opt.* 2008. V. 47, N 13. P. 2414–2429. DOI: 10.1364/AO.47.002414.

*V.P. Aksenov, O.V. Bogdanov, V.V. Dudorov, V.A. Kagadey, P.O. Kazinsky, V.V. Kolosov, P.S. Koro-lev, G.Yu. Lazarenko, M.E. Levitsky, V.A. Ryakin.* **Transmission of orbital angular momentum multiplexed signal with coherent laser beam combining.**

A new method for wireless byte-by-byte optical transmission of a digital signal multiplexed by the value of orbital angular momentum (OAM) of electromagnetic wave is presented. The transmitter is a round array of coherent laser beams formed by splitting original narrow-band laser radiation into eight channels. Data transmission channels with different OAM values are formed through interference combining of eight coherent laser beams in the far diffraction zone. The amplitude and phase of these beams vary proportionally to the values of Fourier images of information signals coming from the programmable controller to the amplitude and phase modulators of the round array of laser beams. The wave field propagates in space and comes at the input of the receiving telescope. To demultiplex the signal, the sorter of OAM modes is used. It comprises beam splitters, vortex phase plates, focusing lenses, photodetectors, and a comparator. The sorter distributes the incoming radiation into eight channels, which differ in the OAM values in the range from  $-3$  to  $+4$ . Upon the processing, the structure of a digital signal byte is reconstructed at the vortex phase plates at the photodetectors inputs. The combining of eight laser beams in the comparator yields the complete structure of the transmitted digital signal. A conceptual diagram of an experimental setup implementing this method is proposed. The possibility of its practical implementation is demonstrated through numerical simulation. Some technical methods improving the efficiency of the method are suggested, and the advantages of the method are described.

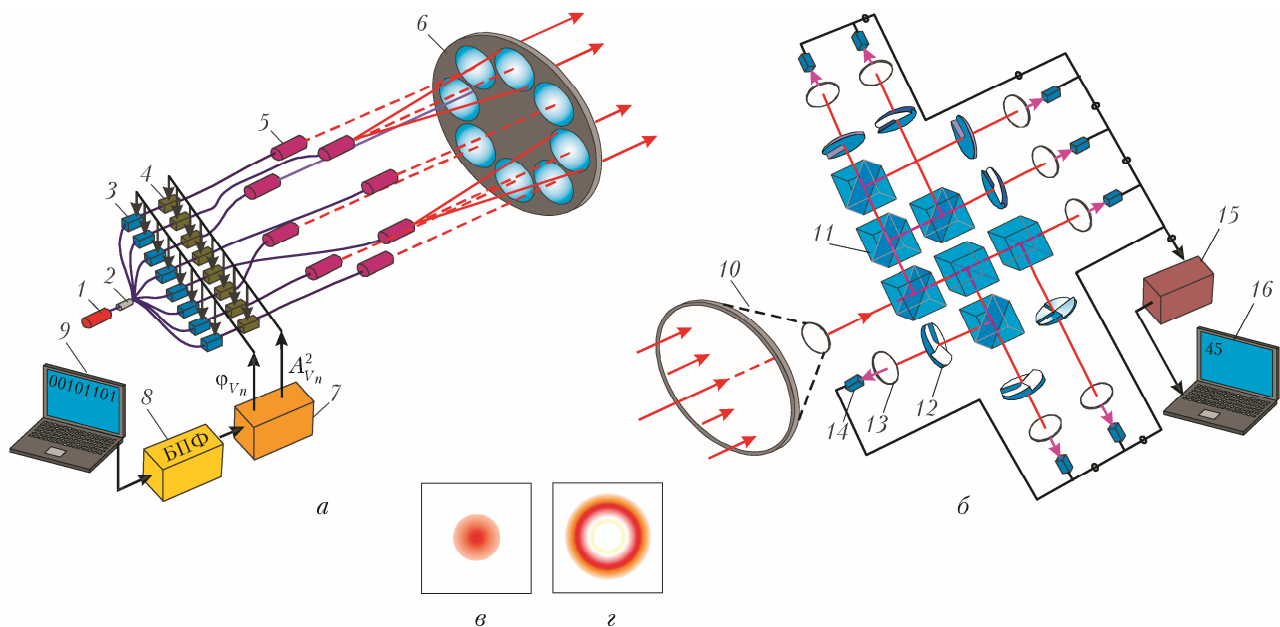


Рис. 1. Концептуальная схема мультиплексирования-демультиплексирования ОУМ-мод: *a* – передатчик-мультиплексор: 1 – лазер, 2 – волоконный делитель, 3 – модуляторы фазы, 4 – модуляторы амплитуды, 5 – волоконные позиционеры, 6 – коллимирующие линзы, 7 – программируемый контроллер фазы и амплитуды, 8 – БПФ-процессор, 9 – управляющий компьютер; *б* – приемник-дешифратор: 10 – приемный коллимирующий телескоп, 11 – светоделители, 12 – вихревые фазовые пластинки, 13 – фокусирующие линзы, 14 – фотоприемники с малой диафрагмой, 15 – компаратор, 16 – компьютер; *в* – интенсивность в плоскости фотоприемника 14 с ненулевым, *г* – с нулевым значением на оси

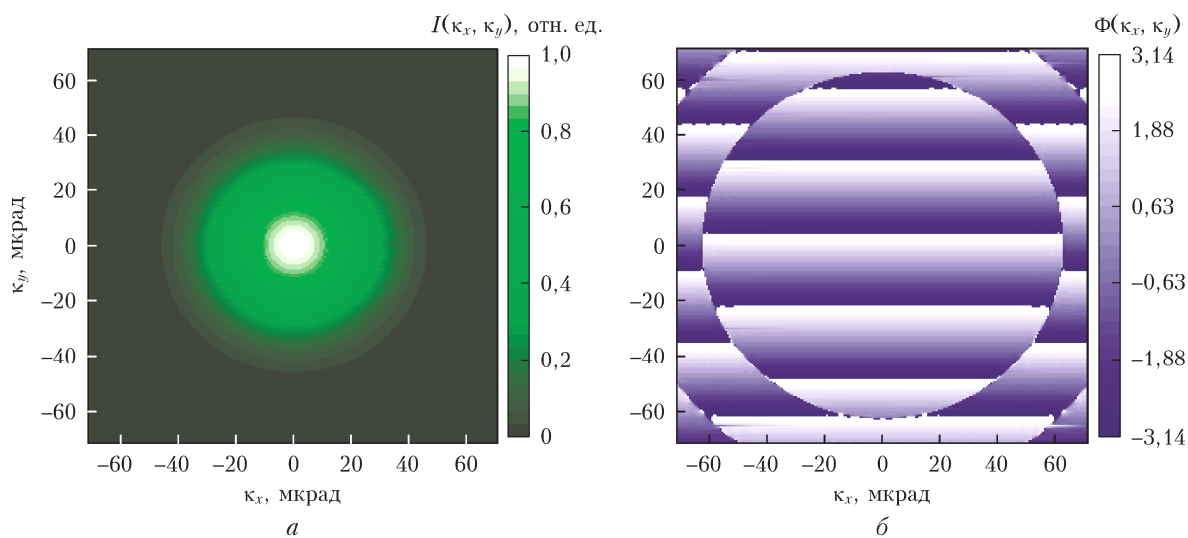


Рис. 2. Интенсивность  $I(\kappa_x, \kappa_y)$  (*a*) и фаза  $\Phi(\kappa_x, \kappa_y)$  (*б*) в плоскости приема  $z = f$  при передаче байта [11111111]

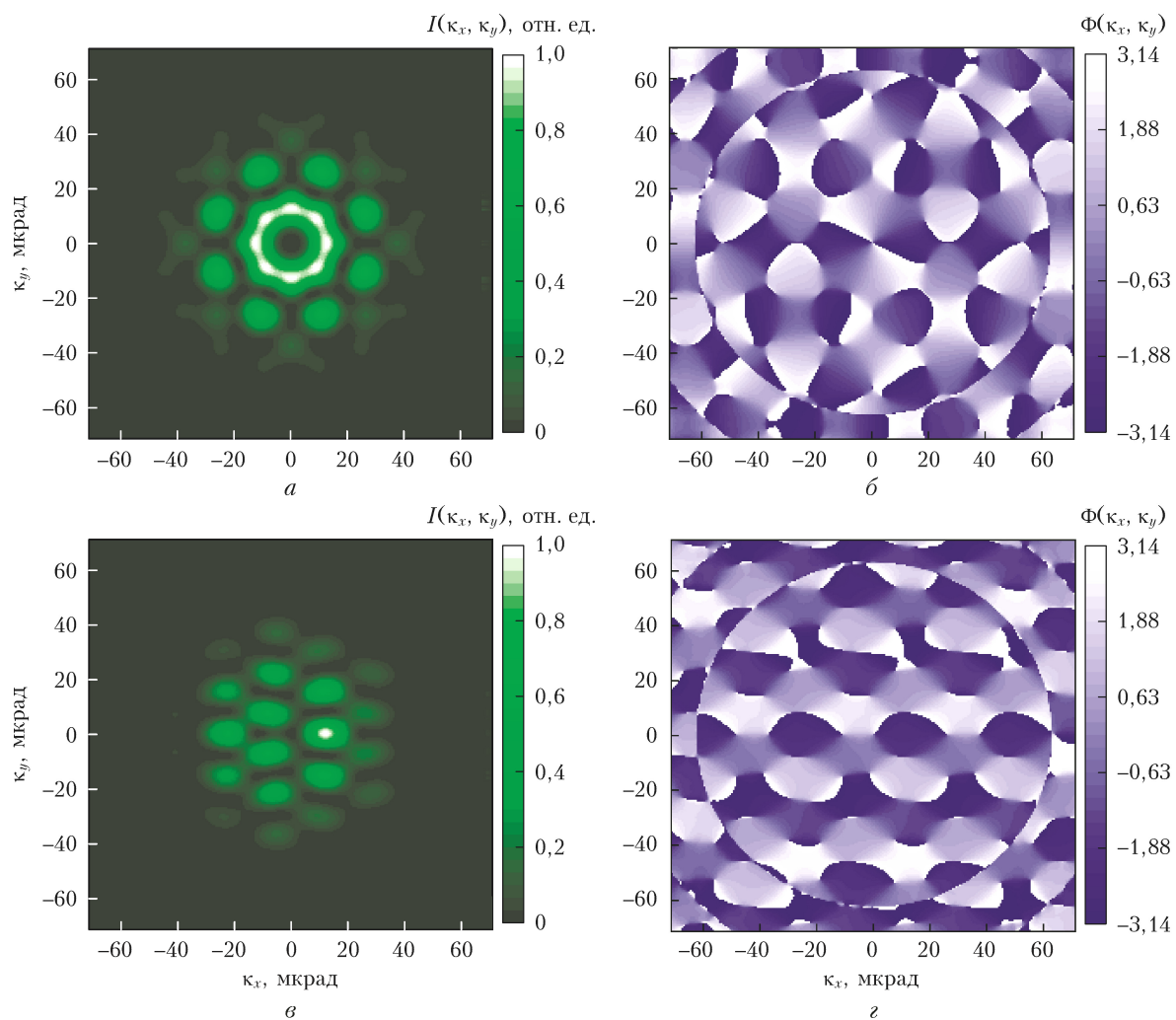


Рис. 6. Интенсивность  $I(\kappa_x, \kappa_y)$  (*a*, *в*) и фаза  $\Phi(\kappa_x, \kappa_y)$  (*б*, *г*) в плоскости приема  $z = f$  при передаче байтов [001000000] (число 32) и [00101101] (число 45)