

# К возможности построения некогерентных волоконно-оптических систем передачи данных по принципу спектрального кодирования сигналов на основе согласованных акустооптических фильтров\*

В.В.Проклов, О.А.Бышевский-Конопко, В.И.Григорьевский

*Предложена схема построения оптической линии связи по принципу кодового разделения множественного доступа на базе согласованных акустооптических фильтров с применением последовательностей Уолша длиной 16 отсчетов. Результаты моделирования показали, что данная линия работоспособна при разделении соседних спектральных линий не меньше, чем по двукратному критерию Рэлея.*

**Ключевые слова:** волоконно-оптические линии связи, акустооптический фильтр, кодовое разделение сигналов, многополосная фильтрация.

## 1. Введение

Известно, что в современных системах радиосвязи наибольшее распространение имеют два метода передачи множества информационных каналов по одной линии с их последующим разделением на приемной стороне. В первом методе используется разделение по принципу синхронно осуществляемых временных выборок (TDMA – time division multiple access), во втором – разделение каналов путем кодирования передаваемых сигналов (CDMA – code division multiple access). В настоящий момент последний метод признан наиболее перспективным с точки зрения удовлетворения требованиям, предъявляемым к системам радиосвязи 3G, 4G и последующих поколений [1, 2]. В то же время в области оптической связи, где до сегодняшнего дня доминирует принцип TDMA, интерес специалистов к фундаментальным преимуществам кодового метода разделения множественного доступа (под сокращенным названием O-CDMA – optical CDMA) возник лишь совсем недавно. В последнее десятилетие в этой области было проведено большое количество исследований, в которых предложены и апробированы различные принципы построения систем O-CDMA (когерентных и некогерентных систем, импульсных и спектральных типов кодирования, амплитудных и фазовых, униполярных и биполярных способов кодирования и т. п.), выяснены сравнительные преимущества и недостатки разных подходов, получены данные о возможных параметрах схем построения таких систем, а также возможных областях их применения [3, 4]. Среди активно обсуждаемых семи типов известных подходов по реализации таких систем [3] до настоящего времени особенно выделяется сво-

ими ожидаемыми характеристиками проект построения O-CDMA волоконно-оптической некогерентной линии передачи данных на базе спектрального кодирования и балансного декодирования с использованием волоконных брэгговских зеркал [5], в которой информация от 16 пользователей одновременно могла передаваться со скоростью до 1.25 Мбит/с. Следует отметить, что наряду с высокой скоростью передачи в этой линии есть один существенный недостаток – невозможность оперативной смены кода.

В настоящей работе предлагается и моделируется новый (столь же высокоскоростной, как и описанный выше, но без указанного для него недостатка) подход к построению подобной некогерентной линии передачи данных с использованием многополосной акустооптической фильтрации для спектрального кодирования и балансного декодирования сигналов при кодировании униполярными функциями Уолша с 16 отсчетами [6, 7].

## 2. Основные свойства функций Уолша

Система функций Уолша (J. Walsh) известна с 1923 г. и представляет собой полную и ортогональную систему функций, определенных на конечном интервале изменения аргумента. Полный интервал определения функции Уолша с числом отсчетов  $L$  можно разделить на  $L$  равных промежутков, на каждом из которых функция принимает значение +1 или –1. Полнота и ортогональность системы функций означает, что любую функцию сигнала, реализуемую на практике, можно представить в виде ряда по функциям Уолша с весовыми множителями, зависящими от номера функции [8].

В волоконно-оптических линиях связи для передачи информации чаще всего используется модуляция интенсивности или длины волны света, при этом, как правило, отсутствует когерентность света с разными длинами волн. Приемные устройства в таких линиях связи реагируют только на интенсивность света в некотором диапазоне длин волн. Таким образом, в отличие от радиочастотных систем, можно считать, что сигналы в волоконно-оптических линиях могут иметь только неотрицательную поляризованность. В связи с этим для кодового разделения сигналов при помощи последовательностей Уолша, состоящих

\* Доложена на Всероссийской конф. по фотонике и информационной оптике, Россия, Москва, январь 2013 г.

В.В.Проклов, О.А.Бышевский-Конопко, В.И.Григорьевский. Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, Россия, Московская обл., 141190 Фрязино, пл. Акад. Введенского, 1; e-mail: proklov@inbox.ru, byshevski@ms.ire.rssi.ru, vig324@ms.ire.rssi.ru

Поступила в редакцию 14 марта 2013 г., после доработки – 10 апреля 2013 г.

из нулей и единиц, применяется дополнительный канал передачи данных, по которому производится посылка так называемого комплементарного кода, в котором используется та же последовательность, но на месте нуля содержится единица, а на месте единицы – нуль. Рассмотрим более подробно принцип работы такой двухканальной системы с применением униполярных аналогов кодовых последовательностей Уолша.

Пусть  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$  – униполярная последовательность Уолша длиной  $N$ , каждый отсчет в которой может принимать значение либо 0, либо 1. Последовательность  $X$  будем считать «опорным» сигналом, который необходимо выделить на выходе системы передачи данных. Комплементарную к  $X$  последовательность обозначим  $\bar{X} = \{1-x_1, 1-x_2, \dots, 1-x_N\}$ . Пусть имеется также другая последовательность  $Y$ , которую будем рассматривать как «сигнал» и которая представляет собой суперпозицию  $M$  униполярных последовательностей Уолша длиной  $N$  отсчетов. Каждый отсчет этой последовательности представляется в виде

$$y_i = \sum_{k=1}^M y_i^{(k)}. \tag{1}$$

Рассмотрим следующие суммы:

$$C(X, Y) = \sum_{i=1}^N x_i y_i, \tag{2}$$

$$C(\bar{X}, Y) = \sum_{i=1}^N (1 - x_i) y_i. \tag{3}$$

Путем выделения постоянной добавки можно перейти от униполярных последовательностей к двуполярным  $X^0$  и  $Y^0$  со значениями отсчетов, равными либо  $-0.5$ , либо  $+0.5$ . Если в сигнале (1) присутствует опорная последовательность, то, используя свойство ортогональности двуполярных функций Уолша, для сумм (2) и (3) можно получить следующие выражения:  $C(X, Y) = 0.5N + 0.25N(N - 1)$  и  $C(\bar{X}, Y) = 0 + 0.25N(N - 1)$ . В этом случае разность сумм (2) и (3) равна (с точностью до множителя 0.5) интегральной норме последовательности Уолша

$$\Delta = C(\bar{X}, Y) - C(X, Y) = 0.5N. \tag{4}$$

При отсутствии в сигнале (1) опорной последовательности разность (4) равна нулю. Таким образом, величина этой разности позволяет сделать вывод о наличии полезного сигнала среди присутствующих помех.

Полученные основные формулы справедливы для последовательностей из нулей и единиц. Однако в рассматриваемой системе передачи данных используется принцип спектрального кодирования, при котором каждый отсчет последовательности описывается непрерывной функцией спектрального распределения вблизи некоторой длины волны света. Кроме того, разность длин волн соседних спектральных составляющих кода может быть непостоянной. В последующих разделах описано моделирование системы передачи данных при таких условиях.

### 3. Схема линии передачи данных

Схема построения информационного канала в волоконно-оптической системе О-CDMA, в которой многополосные акустооптические фильтры (МАОФ) используются как на стадии спектрального кодирования входного

некогерентного света, так и при его декодировании на выходе линии связи, показана на рис.1,а [2, 7].

Схема включает общий генератор импульсов, обеспечивающий синхронизацию и длительность (около 1 нс) передаваемых бит от всех возможных абонентов, число которых равно  $M$ . У каждого из абонентов имеются одинаковые наборы из электрически модулируемых широкополосных источников некогерентного света, например светодиодов (СД 1, СД 2, ..., СД  $M$ ) и одинаковых акустооптических кодеров (АО кодер 1, АО кодер 2, ..., АО кодер  $M$ ). Спектры акустических сигналов управления каждого МАОФ в кодере (рис.1,б) строго индивидуальны и соответствуют выделенной им кодирующей функции (так,  $A_1(\omega)$  и  $\bar{A}_1(\omega)$  соответствуют прямому и комплементарному коду для АО кодера 1). В состав каждого АО кодера входит электрооптический коммутатор (ЭОК). В зависимости от значения информационного бита (0 или 1) ЭОК направляет на выход АО кодера сигнал либо с выхода МАОФ-1/0, либо с выхода МАОФ-1/1. Далее, сформированные таким образом «индивидуальные спектрально различимые оптические биты» от всех абонентов направляются в общий для всех волоконно-оптический канал передачи данных.

Время переключения ЭОК составляет  $\sim 1$  нс, в результате чего пропускная способность канала будет ограничена только его быстродействием, а не параметрами МАОФ. При этом перепрограммирование кодов определяется быстродействием переключения акустооптического фильтра ( $\sim 10$  мкс), т.е. может осуществляться достаточно оперативно.

На выходе линии передачи весь оптический поток данных разветвляется на равные (по числу абонентов) части,

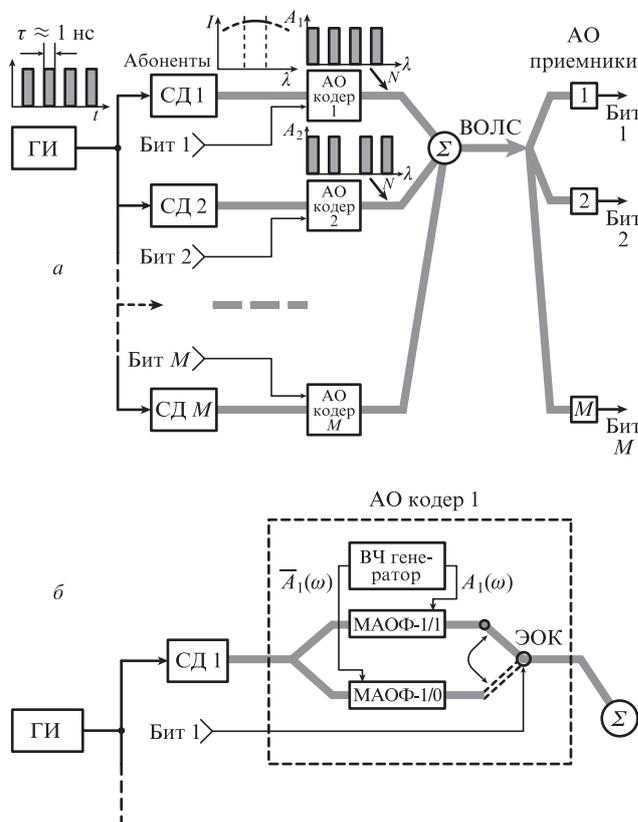


Рис.1. Схема волоконно-оптической линии передачи данных О-CDMA с акустооптическим кодированием и декодированием спектров сигналов: общая схема (а) и схема АО кодера (б).

по которым и осуществляется индивидуальная согласованная обработка совокупного сигнала с целью выделения и распознавания «своего» бита на фоне «чужих». Как уже было отмечено, в некогерентных системах О-CDMA, в отличие от когерентных радиосистем CDMA, кодовые функции содержат только положительные компоненты. Это затрудняет применение обычного метода корреляционного приема с использованием прямых и их комплексносопряженных кодов, однако в случае однополярных кодов можно применить метод «балансного приема» с использованием прямых и комплементарных кодов [2], как показано на рис.2.

По данной схеме поток света, проходящий к абоненту 1, разделяется на две равные части, каждая из которых проходит параллельную фильтрацию идентичными АО фильтрами с различными спектральными функциями управляющих сигналов – в первом функция идентична прямому коду данного абонента, а во втором – комплементарна ему. При надлежащем выборе кодового семейства результирующий сигнал на выходе фотоэлектрического приемника в первом канале ФД 1 будет включать в себя автокорреляцию сигнала от данного абонента и сумму всех кросс-корреляционных откликов от присутствующих других абонентов. Во втором канале будут все те же кросс-корреляционные отклики без сигнала автокорреляции, и, следовательно, их разница даст требуемое выделение «собственного» бита на фоне «чужих».

В настоящей работе проведено компьютерное моделирование характеристик линии передачи данных по схемам на рис.1 и 2 с использованием коллинеарной геометрии АО взаимодействия в кристалле молибдата кальция ( $\text{CaMoO}_4$ ) в диапазоне длин волн света 600–700 нм [9–11]. Подразумевалось, что сдвиговая акустическая волна со скоростью 2950 м/с распространяется вдоль кристаллографической оси  $X$ . Длина взаимодействия при этом равна 3 см, а разрешающая способность при  $\lambda = 600$  нм составляет 1.27 нм. Частотный состав акустических волн соответствовал требуемой кодирующей функции, а именно одной из функций семейства Уолша с 16 отсчетами. При моделировании использовалось 12 из 16 кодов данного семейства, удовлетворяющих условию сбалансированности, при котором число нулей и единиц в первой и второй половинах кода одинаково и не превышает четырех. В табл.1 перечислены использованные коды.

Рассмотрим подробнее алгоритм моделирования светового сигнала с выхода одного из АОФ. На акустический преобразователь АОФ подавался сигнал в виде совокупности гармонических составляющих с частотами, значения которых соответствовали единицам в последовательности кода Уолша, привязанного к конкретному пользователю. Если пользователь передает «1», то используется прямой код, тогда как для передачи «0» используется комплементарный код, который отличается от прямого тем, что значения акустических частот соответствуют нулям во временной последовательности данного кода. Таким об-

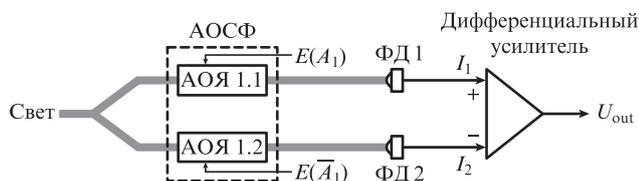


Рис.2. Схема балансного АО приемника для абонента 1.

Табл.1.

Номер кода	Кодовая последовательность	Номер кода	Кодовая последовательность
1	0101010101010101	7	0101010101010101
2	0011001100110011	8	0011001111001100
3	0110011001100110	9	0110011010011001
4	0101101001011010	10	0101101010100101
5	0011110000111100	11	0011110011000011
6	0110100101101001	12	0110100110010110

разом, интенсивность света на выходе АОФ в зависимости от длины волны описывается формулой [12]:

$$I(\lambda) \sim \sum_i \frac{\sin^2 y_i}{y_i^2}, \quad \text{где } y_i = 2\pi \frac{\Delta n L}{\lambda_i^2} (\lambda_i - \lambda); \quad (5)$$

$\Delta n$  – разность показателей преломления обыкновенного и необыкновенного лучей (расчетная величина для  $\text{CaMoO}_4$  составляет 0.00946);  $L$  – длина акустооптического взаимодействия; значения  $\lambda_i$  расположены на неравномерной сетке длин волн, которая задается из условия акустооптического синхронизма. Размерность сетки соответствует размерности используемых кодов Уолша. В формуле (5) суммирование производится по номеру  $i$ , равному номеру позиции единичного (для прямого кода) отсчета в последовательности Уолша. Таким образом, число слагаемых в формуле (5) равно восьми – числу единичных отсчетов в коде. Значения длин волн  $\lambda_i$  выбираются из условия  $f_i \lambda_i = \text{const}$ , где  $f_i$  – частоты гармонических составляющих сигнала, который подается на акустический преобразователь АОФ. Сетка частот, на которой расположены  $f_i$ , считалась равномерной.

Рассмотрим далее моделирование акустооптического согласованного фильтра (АОСФ) на приемной стороне (рис.2). Световой сигнал подается на акустооптическую ячейку (АОЯ 1), на акустический вход которой вводится управляющий сигнал, соответствующий выбранной функции Уолша. Во втором канале АОСФ (АОЯ 2) управляющий сигнал соответствует комплементарной функции Уолша. Выходные световые сигналы обеих АОЯ представляют собой результаты согласованной спектральной фильтрации. Далее сигналы с выходов АОЯ 1 и АОЯ 2 интегрируются на соответствующих фотодетекторах (ФД 1 и ФД 2) и поступают на дифференциальный усилитель. Сигнал с выхода усилителя  $U_{\text{out}}$  анализируется для принятия решения о наличии или отсутствии бита, соответствующего данному пользователю, а также о знаке этого бита в случае его наличия.

Было проведено моделирование работоспособности предложенной модели для передачи данных от 12 пользователей. Рассчитывалась величина  $U_{\text{out}}$  для всех возможных комбинаций передачи сигналов, учитывающих варианты наличия или отсутствия сигналов в любом из 12 каналов и знаков передаваемых ими битов, в сочетании с перебором всех номеров приемных каналов.

Анализ результатов моделирования показан на рис.3. По оси абсцисс отложена величина разделения соседних спектральных линий  $\Delta\lambda$ , которая выражена в промежутках длин волн  $\Delta\lambda_R$ , соответствующих критерию разрешения Рэлея между соседними точками сетки  $\lambda_i$ . Области с номерами 1, 2 и 3 отвечают случаям, когда любой из 12 пользователей передает «1», ничего не передает и передает «0» соответственно. Все возможные значения  $U_{\text{out}}$  находятся в

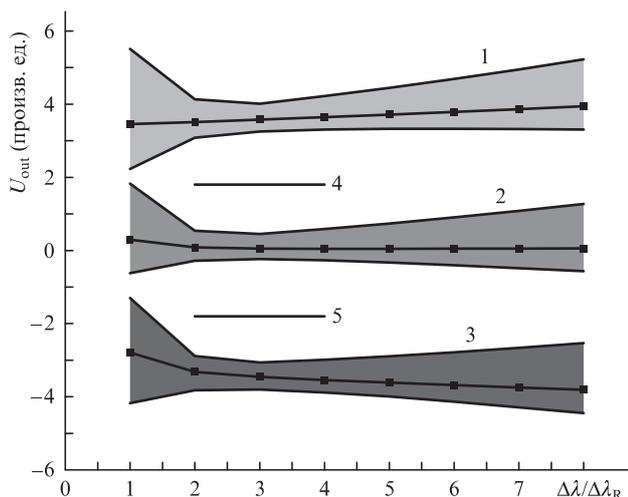


Рис.3. Диаграмма результатов моделирования.

соответствующих заштрихованных областях. Линии с точками в этих областях показывают среднее значение  $U_{\text{out}}$  при всех вариантах мешающих сигналов от других пользователей. Видно, что между этими областями существуют зоны, в которые  $U_{\text{out}}$  не попадает. Это дает возможность выбора уровня для срабатывания устройства принятия решения. Например, если  $U_{\text{out}}$  лежит выше линии 4, то принимается решение о принятии единицы. Если  $U_{\text{out}}$  лежит ниже линии 5, то принимается решение о принятии нуля. При  $U_{\text{out}}$ , лежащем между линиями 4 и 5, делается вывод, что сигнал не передавался. Проанализировав полученную зависимость вертикального размера областей  $U_{\text{out}}$  от промежутка между спектральными компонентами  $\lambda_i$ , можно сделать вывод, что расстояние между ними в длинах волн, равное двум или трем критериям Рэлея, является оптимальным с точки зрения повышения вероятности правильного принятия решения, а также умеренной ширины используемого спектрального диапазона.

#### 4. Заключение

В настоящее время в системах О-CDMA существуют проблемы создания достаточно широкополосных источников некогерентного света, а также разработки быстро и произвольно перестраиваемых оптоэлектронных дисперсионных устройств с достаточно широким диапазоном рабочих длин волн, среди которых наиболее пер-

спективными представляются многополосные акустооптические фильтры излучения на основе многочастотной АО дифракции.

В работе исследована возможность построения системы О-CDMA с использованием принципа кодирования сигналов в спектральной области, согласно которому последовательность Уолша представляется набором спектральных линий в сигнале с определенной последовательностью спектральных интервалов между ними. Из результатов моделирования следует, что данная система работоспособна при частотном разделении соседних спектральных линий не меньше, чем по двукратному критерию Рэлея. В этом случае отношение сигнал/помеха обеспечивает выбор порога для автоматического принятия решения о значении принимаемого бита.

Результаты моделирования показали, что при оптимальном выборе спектров акустических сигналов рассматриваемая система асинхронной передачи данных на частом примере отобранного семейства Уолша с 16 отсчетами может характеризоваться следующими потенциальными параметрами – диапазон длин волн света 600–641 нм, интервалы между соседними спектральными линиями 3 нм, число одновременно обслуживаемых абонентов (каналов) 12, наибольшая скорость передачи в рабочем режиме до 6 Гбит/с.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты № 12-07-00186-а и № 13-02-00479-а).

1. Gilhousen K.S. et al. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **40**, 303 (1991).
2. Kavehrad M., Zaccarh D. *J. Lightwave Technol.*, **13**, 100, (1995).
3. Yin H., Richardson D.J. *Optical Code Division Multiple Access Communication Networks* (Berlin: Springer, 2008).
4. Agrawal G.P. *Fiber-Optic Communication Systems* (New York: Wiley, 2002).
5. Kim B.K. et al. *Optical CDMA Transmitting Apparatus and Method for Transmitting Bipolar Data*, US Patent 7308199 (11.12.2007).
6. Hinkov I., Hinkov V., Iversen K., Ziemann O. *Electron. Lett.*, **31**, 384 (1995).
7. Proklov V.V. *Proc. ISTC-Samsung Forum* (Москва, 2001, с. 42).
8. Залманзон Л.А. *Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях* (М.: Наука, 1989).
9. Harris S.E., Nieh S.T.K., Winslow D.K. *Appl. Phys. Lett.*, **15**, 325 (1970).
10. Мазур М.М., Махмудов Х.М., Пустовойт В.И. *Квантовая электроника*, **15**, 711 (1988).
11. Shcherbakov A.S., Maximov J., Lucero D.S., Perez K.J.S. *Proc. SPIE Int. Soc. Opt. Eng.*, **7917**, 791715-1 (2011).
12. Chang I.C. *Opt. Eng.*, **16**, 455 (1977).