

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ АКУСТООПТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ФИЛЬТРАЦИИ СВЕТА ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

© 2013 г. В. В. Проклов, О. А. Бышевский-Конопко, В. И. Григорьевский
Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Российская Федерация, 141190, Фрязино, Московской обл., пл. Введенского, 1
E-mail: proklov@inbox.ru

Поступила в редакцию 14.03.2013 г.

Проведено систематическое исследование возможности создания многочастотных согласованных акустооптических фильтров света и на этой основе новых принципов построения некогерентных оптических систем передачи данных с кодовым разделением каналов (О-CDMA) и гиперспектральных датчиков дистанционного зондирования Земли с додетекторной оптимальной фильтрацией оптической информации.

DOI: 10.7868/S003384941309012X

ВВЕДЕНИЕ

Современная акустооптика (АО) представляет собой развитое высокотехнологичное научно-техническое направление, имеющее широкий спектр практических приложений в различных отраслях народного хозяйства. Физической основой ее приложений является эффект резонансного (синхронного) взаимодействия волн звука и света при их совместном распространении в фотоупругой среде, в результате которого происходит дифракция падающего света [1, 2]. Эффективность АО-дифракции при этом может быть достаточно велика (вплоть до ~100%), зависящие от частоты звука углы отклонения выходящего луча света от первоначального направления распространения луча могут изменяться в достаточно большом диапазоне; например, число различных по критерию Рэлея положений выходного луча может достигать $N \sim 500$, причем с возможностью их оперативного (~1 мкс) и произвольно переключения. В настоящее время многие из этих свойств широко используются в целях управления параметрами лучей света: модуляции интенсивности, изменения поляризации, отклонения и сдвига его несущей частоты, а также для функциональной обработки входной оптической или акустической информации типа спектрального и корреляционного анализа СВЧ-сигналов с большой «базой» ($BT > 10^2$, где B и T – полоса частот и длительность сигнала), оптической перестраиваемой полосовой фильтрации в системах спектроскопии и спектрометрии оптического из-

лучения, контроля состава жидкости, окружающей среды и т.п. [3–5].

Вместе с тем обзор литературы в области АО показывает, что до настоящего времени еще мало исследованы и недостаточно связаны между собой такие разделы, как взаимодействие некогерентного полихроматического света с многочастотным звуком, возможности обеспечения заданных сочетаний спектральных составов света и звука с подавлением эффекта интермодуляционных искажений, развитие принципов выполнения вычислительных операций линейной алгебры и других преобразований информации в спектральной области.

Более глубокое изучение указанных разделов может позволить существенно расширить круг АО-приложений; например, осуществить эволюцию современных методов перестраиваемой во времени полосовой оптической фильтрации к методам более сложных функциональных видов обработки оптических сигналов и изображений типа спектральной коррекции сигналов, повышения контраста изображений или даже согласованного приема сигналов на фоне помех.

В данной работе приведены результаты новых исследований в этих направлениях, а также рассмотрены примеры потенциально перспективных областей их применения, таких как оптические некогерентные телекоммуникационные системы с кодовым разделением множественного доступа (О-CDMA) и гиперспектральные АО-датчики для систем дистанционного зондирования Земли.

1. ОСНОВОПОЛАГАЮЩИЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ, АДАПТИВНОЙ И СОГЛАСОВАННОЙ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СПЕКТРОВ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

Более 40 лет тому назад появились первые публикации о принципах работы перестраиваемых АО-фильтров оптического излучения и о некоторых основных схемах их построения, в которых спектральная полосовая фильтрация света осуществлялась путем последовательной (иногда произвольной) во времени перестройки центральной частоты звука [6–11]. В основе работы таких устройств лежит главное условие высокоэффективной АО-дифракции – брэгговский синхронизм волн света и звука, из которого следует, что угол отклонения света θ при АО-дифракции связан с длиной волны света λ и частотой звука f_s соотношением $\theta = F(\lambda f_s)$, при этом для фиксированного угла выхода $\lambda f_s = \text{const}$.

В начале 1990-х годов появились идеи об использовании АО-взаимодействия в планарных и полосковых волноводных структурах, в которых обеспечивалась связь потоков многочастотного звука и многоволнового света, что давало возможность выполнения операций скалярного умножения спектрально кодированных оптических и акустических сигналов, положенных в основу построения аналоговых и цифровых векторно-матричных умножителей [12–21].

Несколько позже в ряде работ был предложен принцип построения корреляционного приема оптических сигналов с униполярной кодовой модуляцией их спектра на основе “балансной схемы” при использовании взвешенных “прямых” и “комплементарных” бинарных кодов [18–21]. Главное достоинство использования схемы балансного приема – простота реализации некогерентного способа приема/передачи оптических униполярных кодированных сигналов для преодоления их “несбалансированности”, затрудняющей обычную для радиотехнических систем амплитудно-фазовую реализацию оптимального корреляционного приема.

Вопрос об активном использовании многополосной (с многочастотным звуком) АО-фильтрации, требующей высокой дифракционной эффективности, долгое время не рассматривали, поскольку в классической работе Д. Хехта [22] было показано, что при АО-взаимодействии света с многочастотным звуком в общем случае возникают особые механизмы нелинейности, обусловленные интермодуляционными эффектами высших порядков.

Однако в последние годы актуальность исследований многочастотной АО-дифракции сильно возросла, когда в ряде работ [23–26] были установлены условия существенного подавления вредных интермодуляционных эффектов путем подбора геометрии анизотропной АО-дифракции в кристаллической среде и соответствующего синтеза управляющих акустических сигналов.

Недавно появились первые предложения по использованию многочастотной АО-дифракции для осуществления многополосной управляемой фильтрации оптических изображений, способной выполнять определенные виды адаптивной спектральной обработки (повышение контраста изображения определенных объектов на фоне помех, коррекцию формы коротких оптических импульсов) [27–36].

Из вышеизложенного следует, что в области методов АО-фильтрации света уже произошла заметная эволюция от относительно простой процедуры медленно перестраиваемой во времени узкополосной АО-фильтрации к адаптивной широкополосной АО-фильтрации, способной корректировать спектральный состав проходящего света. Следует, однако, отметить, что на этом пути пока не имеет решения очень важная разработка – АО-метод согласованной (корреляционной) фильтрации сигналов на фоне помех по их априорно известным признакам. Этот вопрос будет рассмотрен в следующем разделе.

2. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ АО-МЕТОДЫ СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ И ВОЗМОЖНЫЕ ОБЛАСТИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

А. Оптические телекоммуникационные системы с кодовым разделением множественного доступа (O-CDMA)

Постановка вопроса. Задача построения недорогих, но имеющих высокую пропускную способность, оптических систем передачи данных с кодовым разделением множественного доступа (O-CDMA), предполагает решение специфических проблем, связанных с необходимостью применения униполярных кодов (из-за некогерентности используемого света). Большое значение при этом приобретает поиск надежных источников равномерного широкополосного оптического излучения и управляемых оптических дисперсионных устройств для спектрального кодирования и декодирования света в достаточно широком диапазоне длин волн излучения. В настоящее время наиболее перспективны для этих целей в качестве широкополосных источников некогерентного света – светодиоды (типа LED), а в качестве перестраиваемых дисперсионных элементов и устройств

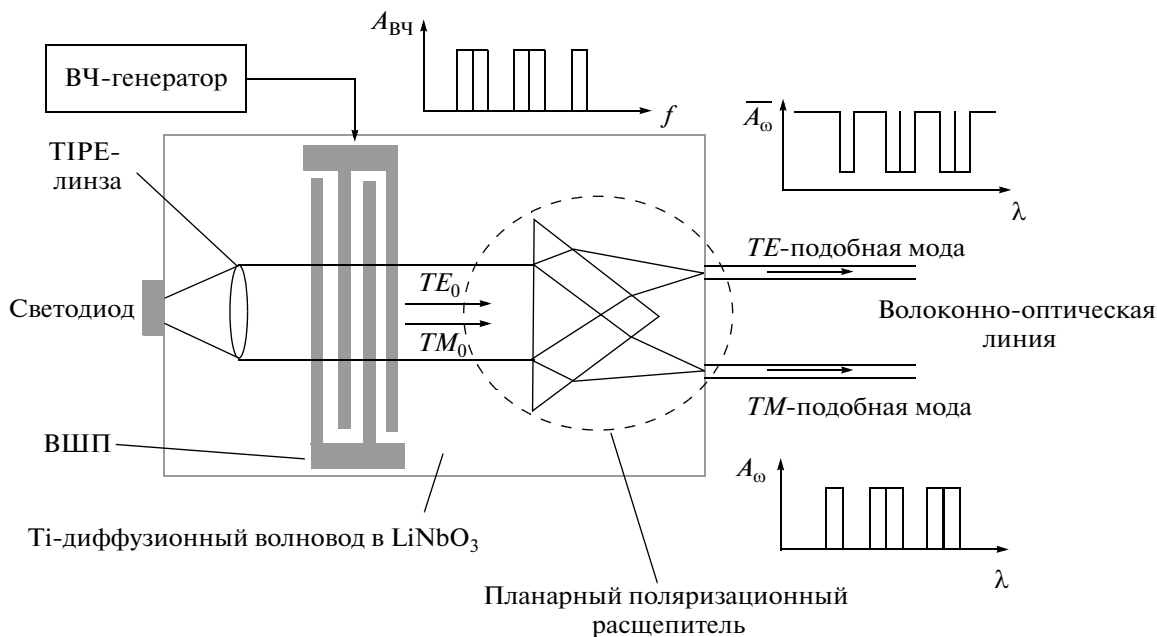


Рис. 1. Схема АО спектрального кодера на основе планарного АО-чипа на YX-LiNbO₃ [20].

корреляционной обработки кодированных сигналов – многополосные фильтры излучения на основе многочастотной АО-дифракции.

В частности, в направлении построения некогерентных оптических систем передачи данных были выполнены начальные теоретические и экспериментальные исследования принципов работы АО-элементов спектрального кодирования цифровой информации. В работе [19] впервые экспериментально реализован эффект спектрального кодирования некогерентного света 15-битовыми *m*-последовательностями (на длинах волн $\lambda = 850...950$ нм при спектральном разрешении $\delta\lambda = 0.4$ нм) на базе АО-взаимодействия поверхностных акустических волн (ПАВ) и оптических мод в планарных Тi-диффузионных волноводах в ниобате лития.

Несколько позже на базе такой же волноводной технологии были предложены принципиальные схемы построения волоконно-оптических линий передачи данных по принципу О-CDMA и даны обнадеживающие оценки их основных технических и информационных параметров. Согласно [20], принципиальная схема (рис. 1) планарного кодирующего устройства состоит из электрически управляемого широкополосного светодиода, состыкованного с торцом планарного АО-чипа в виде Тi-диффузионного одномодового волновода из YX-LiNbO₃. На поверхность волновода нанесены протон-обменная (proton exchanged – ТИРЕ) линза, встречно-штыревой пьезопреобразователь (ВШП) и планарный поляризацiонный расщепитель (ППР) волноводных мод.

Работа такого АО-кодера заключается в том, что импульсы некогерентного широкополосного излучения от светодиода преобразуются в волноводную TE_0 -моду, проходящую через коллиматор в виде ТИРЕ-линзы. После прохождения области ВШП, где под действием напряжения многочастотного ВЧ-генератора возбуждаются ПАВ, на которых проходящий свет с длинами волн, соответствующими частотам возбужденного звука, дифрагирует с вращением плоскости поляризации (происходит трансформация мод света $TE_0 \rightarrow TM_0$). В планарном поляризацiонном расщепителе волны с ортогональными поляризациями разводятся в пространстве и поступают в два разных выходных волоконных канала. Легко видеть, что в одном выходном канале спектральный код передаваемого излучения $A_{оп}$ будет соответствовать спектру опорного ВЧ-сигнала $A_{оп}(f)$, а в другом – комплементарному коду $\bar{A}_{оп} = 1 - A_{оп}$.

На приемной стороне¹ (рис. 2) оба указанных выше волоконных канала передают свои кодированные сигналы в соответствующие планарные каналы одного широкого АО-чипа из YX-LiNbO₃, где в них одновременно происходит АО-дифракция с поворотом плоскости поляризации входящего света (каждый из этих процессов аналогичен тому, который происходит на передающей стороне линии с той лишь разницей, что их здесь

¹ Здесь предполагается, что при прохождении света по волоконной линии его поляризация сохраняется, хотя при некотором усложнении схемы приемника это условие не обязательно.

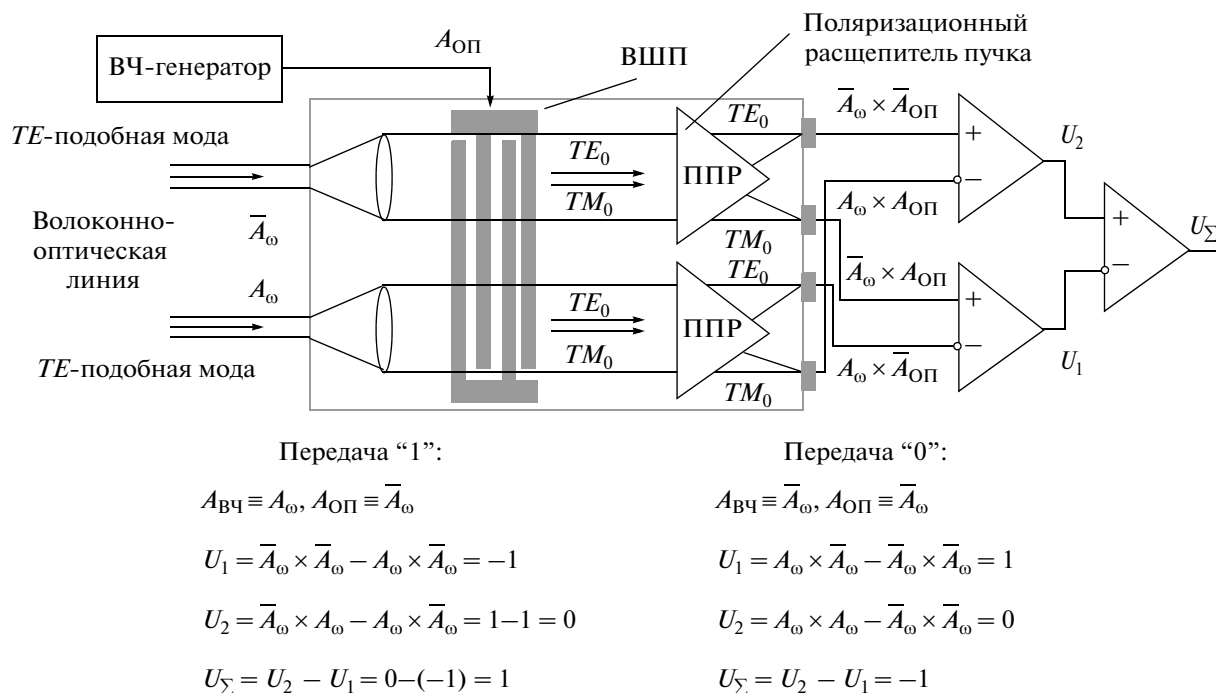


Рис. 2. Схема балансного приемника с декодером на основе планарного АО-чипа на YX-LiNbO₃ [20].

два: $TE_0 \rightarrow TM_0$ и $TE_0 \leftarrow TM_0$). После соответствующих ППР на выходе двух каналов образуются одинаково поляризованные лучи, которые собираются и детектируются в четырех фотоприемных элементах, состыкованных с торцом волновода. Следует заметить, что сигналы на выходах этих элементов соответствуют всем возможным скалярным произведениям кодовых векторов, участвующих в процессе $\bar{A}_{\omega} \cdot \bar{A}_{\text{оп}}$, $A_{\omega} \cdot A_{\text{оп}}$, $\bar{A}_{\omega} \cdot A_{\text{оп}}$, $A_{\omega} \cdot \bar{A}_{\text{оп}}$ (рис. 2), а их балансный прием, как показано в нижней части рисунка, дает на выходе значение передаваемого информационного бита.

В работе [20] выполнена приближенная оценка возможных параметров описанной схемы О-CDMA на базе волноводного АО-фильтра с Ti-волноводами и ТПР-линзами на подложках YX-LiNbO₃ с учетом известных к тому времени характеристик устройств этого типа. Расчеты проводили для длины волны $\lambda_0 = 1.55$ мкм с широкополосным источником света (LED) с рабочей полосой длин волн $\Delta\lambda = 100$ нм при использовании достижимых одночастотных спектральных характеристик планарных АО-элементов (центральная частота ПАВ $f_0 = 186$ МГц, полоса частот ПАВ $\Delta f_{\text{АО}} = 13.6$ МГц, спектральные разрешения (по критерию Рэлея) $\delta f_{\text{АО}} = 60$ кГц и $\delta\lambda = 0.43$ нм при длительности акустического импульса $T_{\text{ак}} = 17$ мкс, дифракционная эффективность $\eta_0 = 0.9$ при управляющей мощности $P_{\text{ак}} = 20$ мВт). Приближенная оценка параметров линии передачи в дан-

ных условиях: максимальная скорость передачи данных до 600 Мбит/с для каждого из 100 абонентов, полная пропускная способность по всем каналам до 60 Гбит/с.

Это дает лишь общие представления о принципах построения и возможных параметрах оптических линий связи при использовании АО-методов согласованной фильтрации (АОСФ), поскольку при реализации информационных систем на базе аналоговых устройств очень важен учет качества и точности исполнения ими функциональных преобразований при обработке сигналов, что требует дальнейшего более детального анализа свойств новой технологии².

Развитие нового подхода. Для более точного анализа характеристик согласованной АО-фильтрации в данной работе рассмотрена конкретная принципиальная схема построения информационного канала в волоконно-оптической системе О-CDMA, в которой используются три идентичных многополосных АО-фильтра (МАОФ) как на стадии кодирования некогерентного света, так и при его декодировании на выходе линии связи [37, 38] (рис. 3).

Схема содержит общий генератор импульсов (ГИ), обеспечивающий синхронизацию, перио-

² Следует заметить, что при анализе потенциальной помехоустойчивости систем передачи информации, в которых используются аналоговые процессоры с присущими им "неидеальностями", крайне важно учитывать и соответствующие "информационные потери".

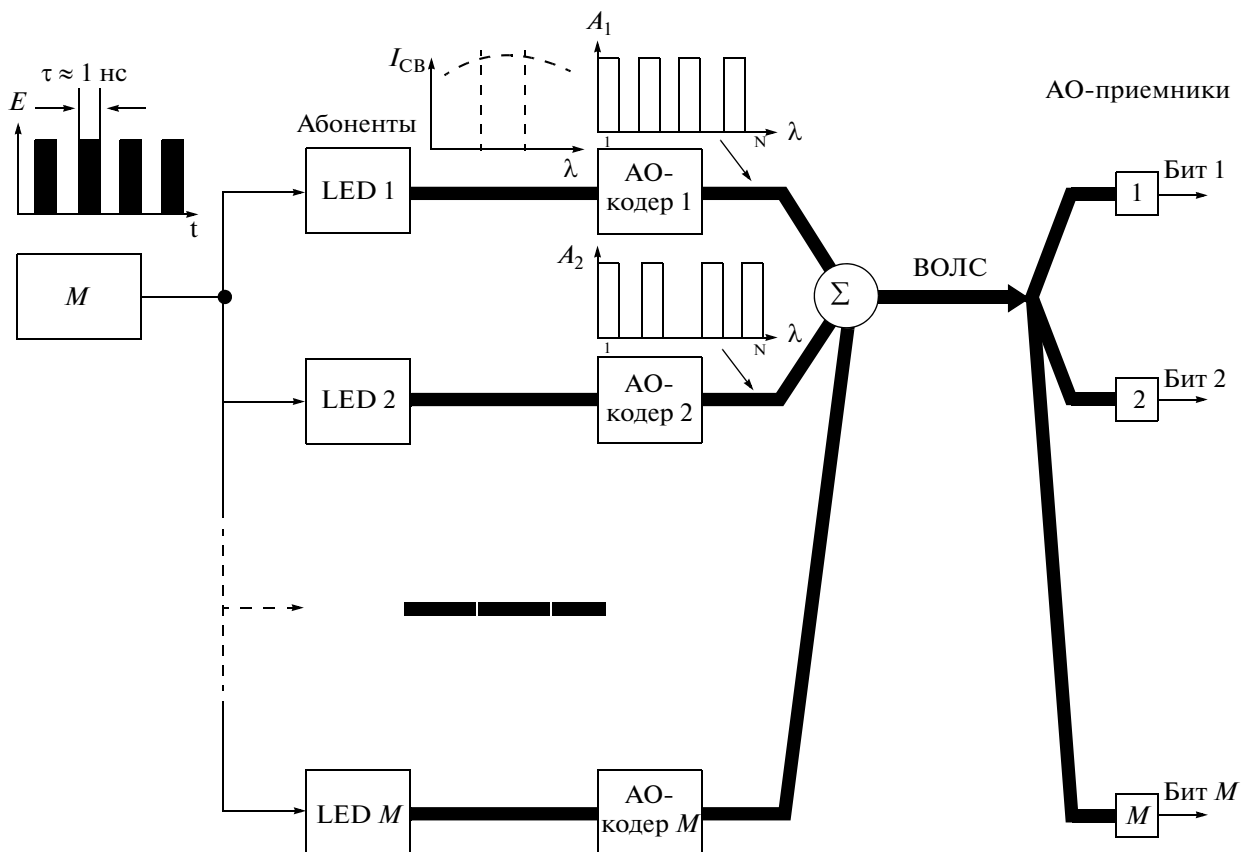


Рис. 3. Принципиальная схема волоконно-оптической линии передачи данных O-CDMA с АО-кодированием сигналов.

дичность и длительность битов (~ 1 нс), передаваемых одновременно всеми абонентами, число которых равно M . У каждого из абонентов имеются одинаковые наборы из электрически модулируемых широкополосных источников некогерентного света, например люминесцентных светодиодов (LED 1, LED 2, ..., LED M) и одинаковых АО-кодеров (АО-кодер 1, АО-кодер 2, ..., АО-кодер M). Спектры акустических сигналов управления каждого МАОФ в кодере (рис. 4) строго индивидуальны и соответствуют выделенной им кодирующей функции (функции $A_1(\omega)$ и $\bar{A}_1(\omega)$ соответствуют прямому и комплементарному коду). 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 путем "индивидуальные спектрально-различимые оптические биты" от всех абонентов направляются в общий для всех волоконно-оптический канал передачи данных.

Время переключения ЭОК составляет ~ 1 нс, в результате чего пропускная способность канала будет ограничена только его быстродействием, а

не МАОФ. При этом перепрограммирование кодов определяется быстродействием переключения акустооптического фильтра (~ 10 мкс), т.е. может осуществляться достаточно оперативно.

На выходе линии передачи весь оптический поток данных разветвляется на M равных частей (по числу абонентов), в каждой осуществляется индивидуальная согласованная обработка совокупного сигнала с целью выделения и распознавания "своего" бита на фоне "чужих". Важно отметить, что в некогерентных системах O-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 комплексно-сопряженных кодов. Однако, как уже отмечалось ранее, в таком случае эффективен метод "балансного приема". При этом свет, приходящий к любому из абонентов, разделяется на две равные части, каждая проходит параллельную фильтрацию идентичными АО-фильтрами с различными спектральными функциями управляющих сигналов – в первом случае функция идентична прямому коду данного абонента, а во втором – комплементарна ему. При надлежащем выборе кодового семейства

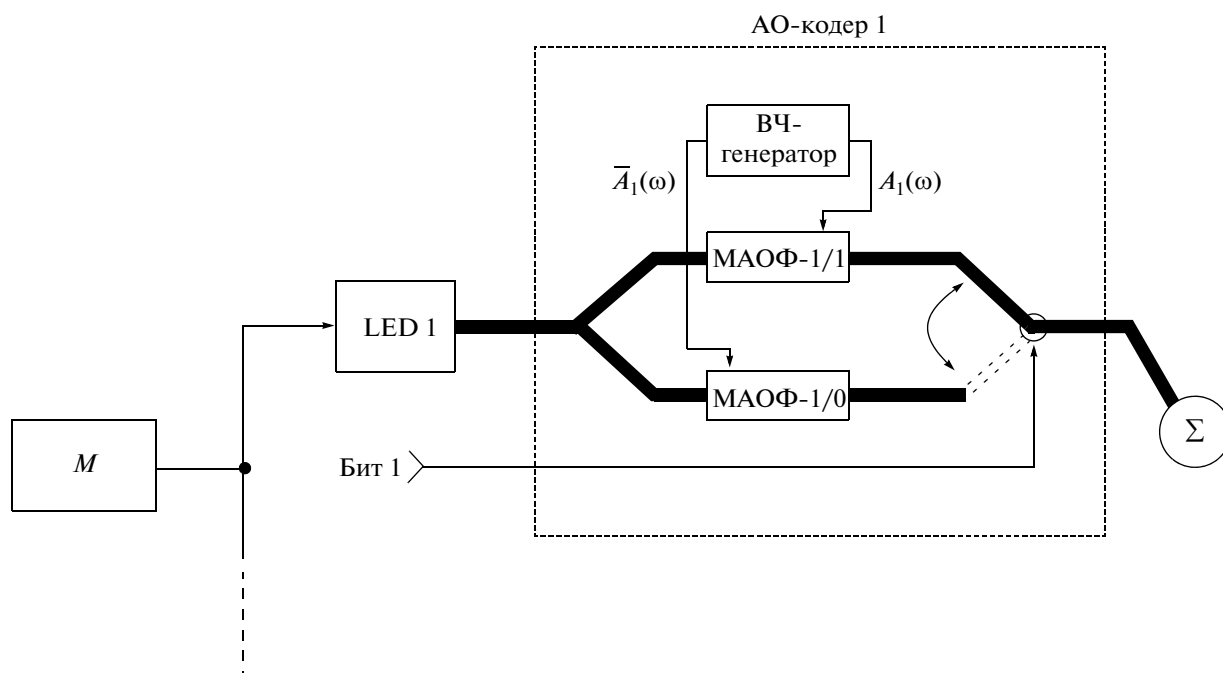


Рис. 4. Схема АО-кодера.

результат на выходе фотоэлектрического приемника в первом канале будет содержать автокорреляцию сигнала от данного абонента и сумму всех кросскорреляционных откликов от присутствующих других абонентов. Во втором канале будут присутствовать все те же кросскорреляционные отклики без сигнала автокорреляции. Следовательно, их разница даст требуемое выделение “собственного” бита на фоне “чужих”.

В данной работе проведено компьютерное моделирование характеристик такой линии передачи с использованием коллинеарной геометрии АО-взаимодействия в кристалле CaMoO_4 в диапазоне длин волн света 600...700 нм [6, 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 на длине волны света 600 нм составляет 1.27 нм. Частотный состав акустических волн соответствовал назначаемой кодирующей функции, а именно, одной из функций 16-битового семейства Уолша. При моделировании использовали 12 из 16 кодов данного семейства, удовлетворяющих условию сбалансированности (в первой и второй половинах кода числа нулей и единиц равны и не превышают четырех одинаковых идущих подряд).

Рассмотрим подробнее алгоритм моделирования светового сигнала с выхода одного из АО-фильтров. На акустический преобразователь АО-фильтра подавали сигнал в виде совокупности гармонических составляющих с частотами, зна-

чения которых соответствовали единицам во временной последовательности кода Уолша, привязанного к конкретному пользователю. Если пользователь передает “1”, то используется прямой код, в то время как для передачи “0” используется комплементарный код, который отличается от прямого тем, что значения акустических частот соответствуют нулям во временной последовательности данного кода. Таким образом, интенсивность света на выходе АО-фильтра в зависимости от длины волны света описывается следующей формулой [10]:

$$I(\lambda) \sim \sum_i \frac{\sin^2(x_i)}{x_i^2}, \quad x_i = 2\pi \frac{\Delta n L}{\lambda_i^2} (\lambda_i - \lambda), \quad (1)$$

где Δn – разница показателей преломления обыкновенного и необыкновенного лучей (в расчете эта величина для CaMoO_4 составляет 0.00946), L – длина АО-взаимодействия, значения λ_i расположены на неравномерной сетке из длин волн, которая задается из условия АО-синхронизма. Размерность сетки соответствует размерности используемых кодов Уолша. В формуле (1) суммирование проводится по номеру i , равному номеру позиции единичного (для прямого кода) бита в последовательности Уолша. Таким образом, число слагаемых в формуле (1) равно восьми – числу единичных бит в коде. Значения длин волн λ_i выбирают из условия $f_i \lambda_i = \text{const}$, где f_i – частоты гармонических составляющих сигнала, который подается

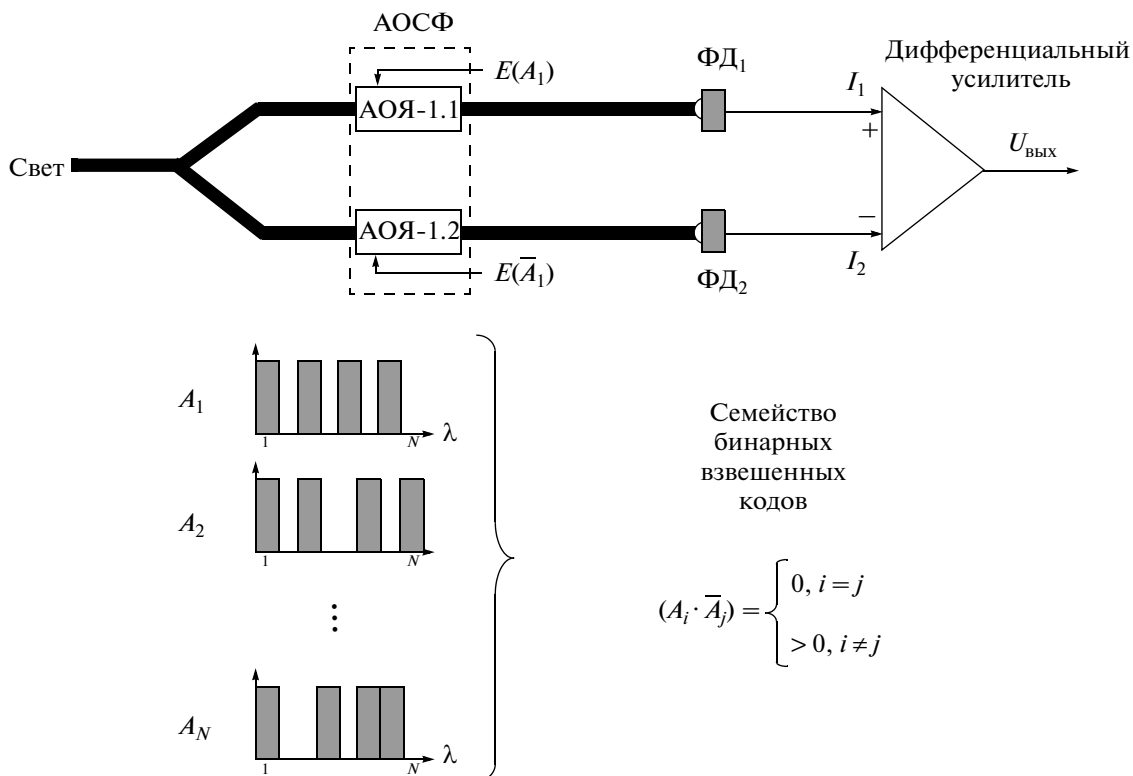


Рис. 5. Схема балансного АО-приемника для каждого абонента.

на акустический преобразователь МАОФ. Сетка частот f_i предполагалась равномерной.

Рассмотрим далее моделирование АОСФ на приемной стороне (рис. 5). Половина мощности светового сигнала подается на АО-ячейку (АОЯ-1), на акустический вход которой введен управляющий сигнал, соответствующий прямой выбранной функции Уолша. Другая половина мощности входного сигнала поступает во второй канал АОСФ (АОЯ-2), управляющий сигнал в которой соответствует комплементарной функции Уолша. Разность выходных световых сигналов двух АОЯ представляет собой результат согласованной спектральной фильтрации, значение которого получается путем фотоэлектрического детектирования сигналов с выходов АОЯ-1 и АОЯ-2 и вычитания второго из первого в дифференциальном усилителе. Далее сигнал с выхода усилителя $U_{\text{вых}}$ анализируется для принятия решения о наличии или отсутствии бита, соответствующего данному пользователю, а также о значении этого бита (в случае его наличия).

При моделировании для передачи данных от 12 пользователей была рассчитана величина $U_{\text{вых}}$ для всех возможных комбинаций передачи сигналов, учитывающих все варианты наличия или отсутствия сигналов в любом из 12 каналов, а также вариантов передаваемых ими информационных

битов (0 или 1), в сочетании с перебором всех номеров приемных каналов.

Анализ результатов моделирования показан на рис. 6. По оси абсцисс отложена величина межбитового разделения соседних спектральных линий $\Delta\lambda_{\text{МБ}}$, которая выражена в промежутках длин волн, выбранных в соответствии с критерием разрешения Рэля между соседними точками сетки λ_j . Области 1, 2 и 3 отвечают случаям, когда любой из 12 пользователей передает “1”, ничего не передает или передает “0” соответственно. Все возможные значения $U_{\text{вых}}$ находятся в соответствующих заштрихованных областях. Линии с точками в этих областях показывают среднее значение $U_{\text{вых}}$ при всех вариантах мешающих сигналов от других пользователей. Видно, что между этими областями существуют зоны, в которые значение $U_{\text{вых}}$ не попадает. Это дает возможность выбора уровня срабатывания устройства принятия решения. Например, если значение $U_{\text{вых}}$ лежит выше линии 4, то принимается решение о принятии “1”. Если значение $U_{\text{вых}}$ лежит ниже линии 5, то принимается решение о принятии “0”. При значении $U_{\text{вых}}$, лежащем между линиями 4 и 5, делают вывод, что сигнал не передавался. Анализируя полученную зависимость вертикального размера областей $U_{\text{вых}}$ от промежутка между спектральными компонентами λ_j , можно сделать вывод, что

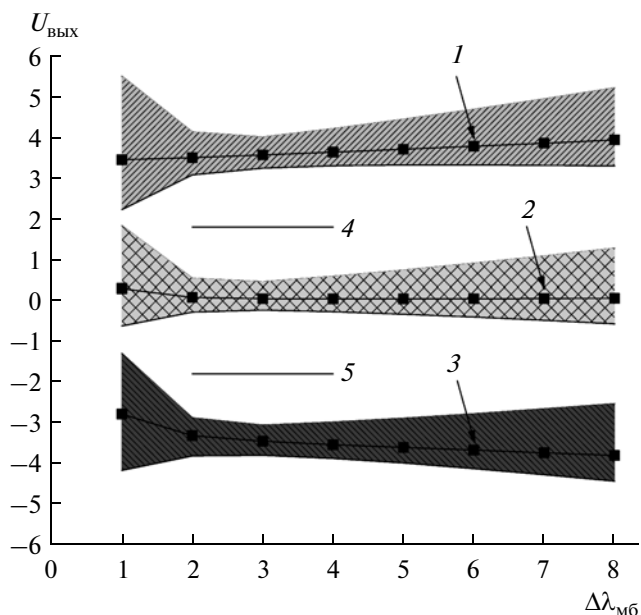


Рис. 6. Диаграмма результатов моделирования.

расстояние, равное трем критериям Рэля, является оптимальным с точки зрения повышения вероятности правильного принятия решения, а также умеренной величины использования спектрального диапазона.

Результаты моделирования показали, что данная система работоспособна при частотном разделении соседних спектральных линий не меньше, чем по двукратному критерию Рэля. В этом случае отношение сигнал/помеха обеспечивает выбор порога для автоматического принятия решения о значении принимаемого бита. Оценка показывает, что максимальная скорость передачи

для рассмотренной линии в диапазоне длин волн 600...641 нм может достигать 6×10^9 бит/с.

Б. АО согласованная обработка сигналов в гиперспектральных оптических датчиках дистанционного зондирования Земли

Проблемы обработки сигналов в современных гиперспектральных оптических датчиках. В последнее десятилетие наиболее распространены оптические изображающие системы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) с большим числом спектральных каналов, устанавливаемые на авиационных и космических платформах [39]. Гиперспектральные системы, направленные на существенное расширение круга решаемых задач в области ДЗЗ, должны охватывать широкий спектральный диапазон, содержащий видимую и инфракрасную области спектра с разрешением от единиц до десятков нанометров. При этом обработка в реальном времени данных, поступающих на борт летательного аппарата, часто оказывается трудновыполнимой. Действительно, объем “куба данных” (рис. 7) о пространственных и спектральных характеристиках наземных объектов, постоянно накапливаемых в датчике, за время съемки только одного “кадра” может достигать гигабайтов за время порядка нескольких секунд. Это приводит к серьезным проблемам не только по обработке информации на борту, но и по ее накоплению и передаче на наземные центры обработки.

Многие проблемы связаны с тем, что в настоящее время в основном применяется подход, при котором входной поток оптической информации (исходное цветное изображение местности) разделяется на множество N_i ($i = 1, 2, \dots, N$) узкополосных каналов с выходными фотоприемными матрицами (ΦM_i), регистрирующими распреде-

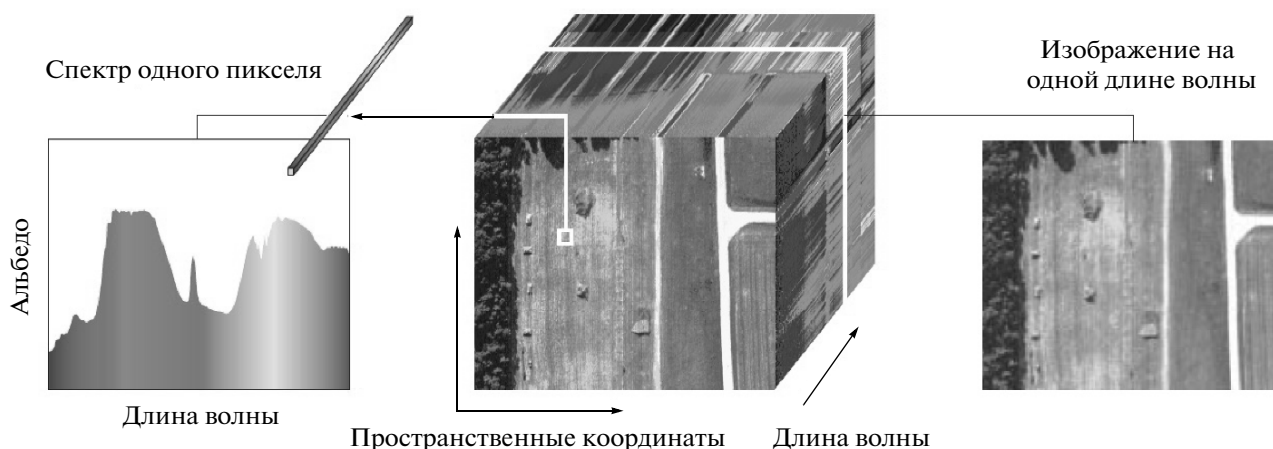


Рис. 7. Схема потока данных, поступающих на вход гиперспектрального датчика [39].

ление мощности света по изображению на выбранной длине волны λ_i . Таким образом, на выходе всех N каналов получается большое число “узкополосных” аналоговых изображений, которые далее обрабатываются в высокопроизводительных цифровых машинах.

В связи с этим методы АО адаптивной и согласованной фильтрации оптических сигналов, обсуждаемые в данной работе, актуальны, поскольку устройства на их основе принципиально способны выполнять “додетекторную обработку оптической информации”.

К возможности использования МАОФ в перспективных гиперспектральных оптических датчиках. Как уже отмечалось, спектр света, прошедшего через многочастотный АО-фильтр МАОФ с заданной спектральной функцией пропускания, соответствует произведению спектральной функции падающего света на спектральную функцию пропускания АО-фильтра. В частности, в разд. 2, посвященном О-CDMA, на этом основывалась корреляционная обработка сигналов, кодированных спектральными последовательностями, принадлежащими одному ортогональному семейству Уолша. Вместе с тем, как это будет показано ниже, подобный подход может быть применим и к обсуждаемой в данном разделе процедуре разделения спектров отражения света от различных объектов природы.

Рассмотрим, следующую постановку задачи.

Пусть с борта летательного аппарата наблюдается излучение, исходящее из определенного наземного пикселя Δx в результате отражения солнечного света³ от расположенных в нем двух из множества возможных предметов, характеризующихся известными спектральными “образами” (нормированными спектрами отражения). Например, в представлении N -мерного спектрального пространства (рис. 8а) один из них представляет образ одного из многих типов местного “фона” с нормированным спектром отражения b_j ($j = 1, 2, \dots, M$), а другой – один из возможных “объектов” с нормированным спектром отражения a_i ($i = 1, 2, \dots, K$). Заметим, соотношение яркостей света, отраженного от участков фона B_j и объекта A_i , неизвестно.

Требуется разработать метод спектральной адаптации АО-фильтра для улучшения отношения сигнал/помеха (контраста изображения объекта на заданном фоне) либо, что еще лучше, метод согласованной АО-фильтрации с учетом спектральных признаков как объекта, так и фона для их корреляционного разделения и идентификации “объекта” из множества других возможных.

³ Будем полагать для простоты, что падающий некогерентный солнечный свет имеет одинаковую интенсивность во всем диапазоне рассматриваемых длин волн.

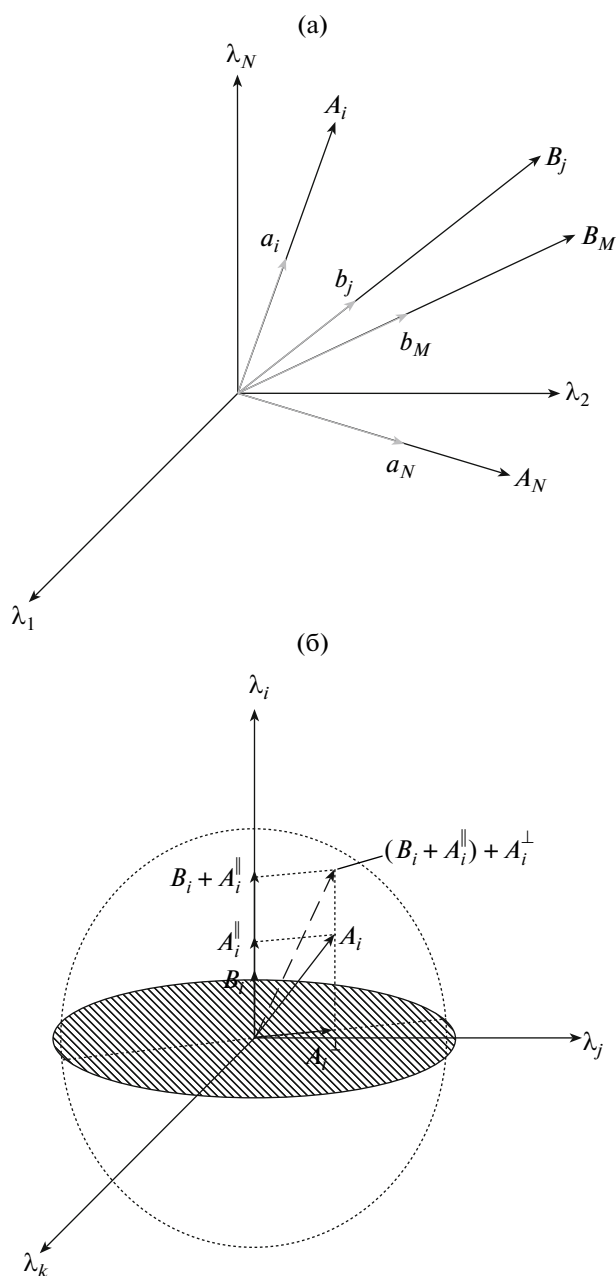


Рис. 8. Иллюстрации общего представления нормированных и реальных спектральных образов объектов и фонов в N -мерном спектральном пространстве (а) и векторной схемы получения двух ортогональных проекций при наличии двух реальных векторов – фона B_0 и объекта A_i (б).

Были предложены следующие два метода решения задачи на базе использования МАОФ и АОСФ.

В первом случае с учетом того, что после прохождения через МАОФ спектр дифрагированного света представляет собой совокупность попарных произведений всех спектральных компонент оптического вектора и вектора пропускания МАОФ с

компьютерным синтезом спектра звука, возникают две возможности адаптированной АО-фильтрации:

1) “эффект относительного ослабления фона”, возникающий при проектировании (АО-умножении) вектора всего падающего света на вектор предполагаемого сигнала (при этом свет от объекта проходит на выход без ослабления, в то время как фоновый свет ослабляется пропорционально косинусу угла между векторами фона и сигнала);

2) “эффект максимального контраста” сигнала над уровнем фона⁴, возникающий при задании (путем расчета и синтеза соответствующих частот звука) нормированного вектора АО-пропускания в направлении проекции вектора предполагаемого сигнала на плоскость перпендикулярную вектору фона.

Во втором случае может осуществляться полностью согласованная АО-фильтрация при помощи двух параллельно работающих каналов, содержащих МАОФ-1 и МАОФ-2, при следующем алгоритме обработки:

1) для каждого из возможных векторных образов объектов a_i расчетным путем можно установить плоскость, которую они образуют совместно с вектором нормированного фона b_0 , и определить в ней два ортогональных направления: продольное и поперечное по отношению к вектору фона (рис. 86),

2) все входное излучение АО-методом разделяется на две вышеупомянутые ортогональные проекции, на выходах каналов МАОФ-1 и МАОФ-2 можно получить две проекции входного вектора:

$(B_0 + A_i^{\parallel})$ и (A_i^{\perp}) соответственно, расчетная сумма энергий которых может быть сопоставлена с “истинной” величиной энергии входящего света, полученной путем прямого измерения мощности всего прошедшего света при фотоэлектрическом детектировании в отдельном канале методом прямого детектирования ($|B_0| + |A_i|$) без участия акустооптики:

$$[B_0 + A_i^{\parallel}] = ([\vec{B}_0 + \vec{A}_i] \cdot \vec{b}_0)_{\text{АО}} = |B_0| + |A_i^{\parallel}|, \quad (2)$$

$$|A_i^{\perp}| = ([\vec{B}_0 + \vec{A}_i] \cdot \vec{b}_0^{\perp})_{\text{АО}}, \quad (3)$$

3) из сопоставления “расчетно-измерительных данных” для всех “предполагаемых образов объ-

⁴ Следует отметить, что в этом случае при проектировании на плоскость, ортогональную положительному вектору возможно появление отрицательных значений отдельных векторных компонент N -мерного пространства, которые при используемой здесь “фильтрации мощности некогерентного света” необходимо фильтровать в отдельном (дополнительном) канале МАОФ, результаты которого в дальнейшем должны складываться с сигналом на выходе основного канала со знаком минус.

ектов” (гипотез) с “истинной величиной энергии входящего света” получим для них среднеквадратичные отклонения Δ_i от экспериментально измеренного модуля входного вектора, из которых можно выбрать гипотезу с минимальным среднеквадратичным отклонением $\Delta_{\text{мин}}$, и признать ее наиболее правдоподобной⁵.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено систематическое исследование возможности создания новых некогерентных оптических систем передачи данных с кодовым разделением каналов О-CDMA на базе использования акустооптических АО-устройств спектрального кодирования и декодирования сигналов. Рассмотрена работа системы О-CDMA при использовании трех МАОФ, для которой проведено компьютерное моделирование на примере кодов Уолша и коллинеарных АО-фильтров на основе кристаллов молибдата кальция. Расчеты показывают, что при оптимальном выборе спектров акустических сигналов рассматриваемая система асинхронной передачи данных может быть охарактеризована следующими потенциальными характеристиками: диапазон длин волн света 600...641 нм, интервалы между соседними спектральными линиями 3 нм, число одновременно обслуживаемых абонентов (каналов) 16 и наибольшая скорость передачи в рабочем режиме до 6×10^9 бит/с.

Впервые предложено использование МАОФ в области обработки сигналов в гиперспектральных датчиках дистанционного зондирования Земли, способных осуществлять додетекторную согласованную фильтрацию оптической информации. Такая первичная АО-обработка может либо существенно ускорить процесс принятия решений в гиперспектральной системе, либо существенно сократить объем данных для постобработки цифровыми средствами современной бортовой вычислительной техники.

Показано, что дальнейшее развитие рассмотренных АО-методов спектральной обработки оптической информации может привести к весьма существенному прогрессу в области создания перспективных некогерентных оптических систем телекоммуникаций, гиперспектральных оптических датчиков дистанционного зондирования Земли.

⁵ Заметим, что использование измерительной техники на базе МАОФ может быть очень продуктивным и для более точного анализа фактора правдоподобия при идентификации объектов, поскольку достаточно быстрый программируемый синтез управляющих сигналов в МАОФ по аналогии с [25, 26] может быть применен для оптимизации выбора сигнала с минимальным среднеквадратичным отклонением $\Delta_{\text{мин}}$.

Авторы благодарны В.Н. Курскому и А.В. Герусу за плодотворные дискуссии при подготовке рукописи данной статьи.

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (гранты №№ 12-07-00186-а и 13-02-00479-а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гуляев Ю.В., Проклов В.В., Шкердин Г.Н. // Успехи физ. наук. 1978. Т. 124. № 1. С. 61.
2. Балакшиев В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985.
3. Acousto-Optic Signal Processing/ Eds. by Berg N.J., Pellegrino J.M. N.Y.: Marcel Dekker, 1996.
4. Акустооптические процессоры спектрального типа / Под ред. Проклова В.В., Ушакова В.Н. М.: Радиотехника, 2011.
5. Магдич Л.Н., Молчанов В.Я. Акустооптические устройства и их применение. М.: Сов. радио, 1978.
6. Harris S.E., Nich S.T.K., Fiegelson R.S. // Appl. Phys. Lett. 1970. V. 17. № 5. P. 223.
7. Chang I.C. // Appl. Phys. Lett. 1974. V. 25. № 9. P. 323.
8. Kusters J.A., Wilson D.A., Hammond D.L. // J. Opt. Soc. Amer. 1974. V. 64. № 4. P. 434.
9. Аксенов Е.Т., Есепкина Н.А., Щербаков А.С. // Письма в ЖТФ. 1976. Т. 2. № 5. С. 215.
10. Chang I.C. // Optical Engineering. 1977. V. 16. № 5. P. 455.
11. Мазур М.М., Махмудов Х.М., Пустовойт В.И. // Квантовая электроника. 1988. Т. 15. № 4. С. 711.
12. Proklov V.V., Bashlakov A.U., Gulyaev Yu.V., Sokolovsky S.V. // Int. J. Optical Computing. 1990. V. 1. № 1. P. 141.
13. Проклов В.В., Соколовский С.В. Цифровой векторно-матричный умножитель. Авторское свид. СССР № 1566981. Б. И. 1992. № 5. С. 263.
14. Проклов В.В., Башлаков А.У., Соколовский С.В. Вопросы оптимизации архитектуры цифровых акустооптических матричных процессоров: Препринт ИРЭ АН СССР. № 9 (560). М.: ИРЭ АН СССР, 1991.
15. Проклов В.В., Бышевский-Конопко О.А., Филатов А.Л. // Радиотехника. 2000. № 1. С. 50.
16. Goto N., Miyazaki Y. // Inst. Electronics, Information and Commun. Engineers Trans. on Electronics. 1987. V. E70. № 10. P. 981.
17. Proklov V.V., Byshevski-Konopko O.A., Kurskii V.N. // Proc. 1999 IEEE Int. Ultrasonic Symp. N.Y.: IEEE, 1999. V. 1. P. 609.
18. Kavehrad M., Zaccarin D. // J. Lightwave Technology. 1995. V. 13. № 3. P. 534.
19. Hinkov I., Hinkov V., Iversen K., Ziemann O. // Electron. Lett. 1995. V. 31. № 5. P. 384.
20. Proklov V.V. // Proc. of the ISTC-Samsung Forum: Partnership development in Russia/CIS. Moscow, October 9–10, 2001. P. 42.
21. Shcherbakov A.S., Aguirre Lopez A. // J. Optics A: Pure and Appl. Optics. 2003. V. 5. № 5. P. 471.
22. Hecht D.L. // IEEE Trans. 1977. V. SU-24. № 1. P. 7.
23. Proklov V.V., Antonov S.N., Rezyov Yu.G., Vainer A.V. // Proc. 2006. IEEE Int. Ultrasonics symposium. N.Y.: IEEE, 2006. P. 248.
24. Антонов С.Н., Вайнер А.В., Проклов В.В., Резвов Ю.Г. // РЭ. 2008. Т. 53. № 4. С. 478.
25. Антонов С.Н., Вайнер А.В., Проклов В.В., Резвов Ю.Г. // ЖТФ. 2008. Т. 78. № 6. С. 79.
26. Antonov S.N., Vainer A.V., Proklov V.V., Rezyov Yu.G. // Appl. Optics. 2009. V. 48. № 7. P. 171.
27. Shnitser P.I., Agurok I.P. // Proc. SPIE. 1997. V. 3140. P. 157.
28. Shnitser P., Agurok I., Sandomirsky S. et al. // Proc. SPIE. 2000. V. 4025. P. 229.
29. Gurevich B.S., Andreyev S.V., Belyaev A.V. et al. // Proc. SPIE. 2005. V. 5828. P. 53.
30. Liua J., Shua R., Maa Y., Wang J. // Proc. SPIE. 2012. V. 7857. P. 1K1.
31. Molchanov V.Ya., Chizhikov S.I., Makarov O.Yu. et al. // Appl. Optics. 2009. V. 48. № 7. P. C118.
32. Shnitser P., Rheaum L., McNamee S. // CD-ROM Proc. NASA 2005 Nat. Conf. Small Business Innovation Research (SBIR). Washington: NASA, 2005. <http://sbir.gsfc.nasa.gov>
33. Пустовойт В.И., Тущенко В.В. // РЭ. 1998. Т. 43. № 4. С. 461.
34. Gurevich B.S., Andreyev S.V. // Proc. SPIE. 2005. V. 5828. P. 53.
35. Купченко Л.Ф., Рыбьяк А.С. // Радиотехника. 2011. № 4. С. 32.
36. Купченко Л.Ф., Рыбьяк А.С., Проклов В.В., Антонов С.Н. // Прикладная радиоэлектроника. 2011. Т.10. № 1. С. 16.
37. Proklov V.V., Byshevski-Konopko O.A. // Abstr. XV Int. Conf. for Young Researchers "Wave Electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems" Saint-Petersburg, 5–10 Sep. 2012. SPb.: State Univ. Aerospace Instrumentation, 2012. P. 26.
38. Бышевский-Конопко О.А., Григорьевский В.И., Проклов В.В. // Сб. науч. тр. II Всерос. конф. по фотонике и информационной оптике. М.: НИЯУ МИФИ, 2013. С. 119.
39. Manolakis D., Marden D., Shaw G.A. // Lincoln Laboratory J. 2003. V. 14. № 1. P. 79.