



УДК 621.391.63

А. И. Беляев, А. В. Мякинков
Нижегородский государственный технический
университет им. Р. Е. Алексеева

Способ высокоскоростной передачи цифровых данных через нестационарный оптический канал с использованием многоуровневой амплитудной модуляции для радиолокационных станций с фазированными антенными решетками

Рассмотрена высокоскоростная передача цифровых данных с приемных модулей фазированной антенной решетки в цифровой вычислительный модуль с использованием отечественной элементной базы. Предложен способ передачи информации через нелинейный и нестационарный оптический канал, характеристики которого зависят от температуры, с использованием многоуровневой амплитудной модуляции. Предложены алгоритмы кадровой и символьной синхронизации. Приведены результаты математического моделирования.

Высокоскоростная передача информации, нелинейный нестационарный оптический канал, отечественная элементная база, многоуровневая амплитудная модуляция, кадровая и символьная синхронизация, вероятность битовой ошибки

Радиолокационные станции (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР), содержащими большое число элементов, достаточно востребованы в настоящее время [1]. Это обусловлено преимуществами ФАР по отношению к другим типам направленных антенн, характеризующихся близкими значениями коэффициента направленного действия. Основными преимуществами являются возможность электронного управления лучом и одновременное формирование нескольких независимых лучей, а также широкие возможности применения адаптивных методов компенсации активных шумовых помех. Однако при большом числе элементов решетки N увеличивается и объем информации, поступающий от ФАР к модулю обработки. Рассмотрим 1920-элементную ФАР, где в каждом элементе производится аналого-цифровое преобразование сигнала на промежуточной частоте и цифровой перенос спектра на нулевую частоту с выделением квадратурных компонент комплексной огибающей и последующим понижением частоты дискретизации до значения, равного полосе частот сигнала. В предположении, что квадратурные каналы ком-

плексной огибающей представляются в 16-рядном коде, получим поток данных 122.88 Гбит/с. Для организации канала связи между такой антенной решеткой и модулем обработки требуется канал с соответствующей пропускной способностью. Таким каналом может служить волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС), так как она не только обеспечивает высокую скорость передачи данных, но и нечувствительна к воздействию преднамеренных электромагнитных помех, что очень важно при проектировании РЛС с ФАР, которые должны сохранять работоспособность в условиях радиоэлектронного противодействия [2].

При передаче данных через ВОЛС практически всегда используется бинарная модуляция интенсивности светового потока. Для получения электрических сигналов, управляющих током накачки лазера с частотой несколько гигагерц и выше, в настоящее время широко применяются высокоскоростные устройства преобразования параллельного кода в последовательный и обратно (сериалайзеры/десериалайзеры) [3]. Другая известная технология – использование метода волнового мультиплексирования потоков данных

(WDM) [4]. Первый способ невозможно реализовать с использованием отечественных микросхем вследствие их недостаточной производительности. Недостаток второго способа – невозможность его применения в радиолокационной технике в силу ограниченного рабочего диапазона температур оптических мультиплексоров/демультиплексоров ($-5 \dots +75$ °C).

В технике специального назначения для решения проблем высокоскоростной передачи информации и цифровой обработки сигналов (ЦОС) необходимо использовать отечественные микросхемы. В настоящее время они являются аналогами зарубежных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) или сигнальных процессоров. Необходимо учитывать ограниченное быстродействие отечественных микросхем и соответствующим образом ограничивать полосу частот сигнала, передаваемого по ВОЛС.

Для уменьшения ширины спектра сигнала предлагается вместо традиционной для оптических линий связи бинарной модуляции светового потока использовать многоуровневую амплитудную модуляцию, увеличивая тем самым длительность символа и уменьшая ширину спектра передаваемого сигнала. При преобразовании выходного сигнала оптического приемника в цифровой код это позволит использовать отечественные аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Например, имеется возможность построить систему из нескольких АЦП 5101HB015 производства ЗАО "ПКК Миландр"¹, осуществляющих выборку с максимальной частотой дискретизации 125 МГц. Смещая опорные тактовые сигналы последующего АЦП на $1/4$ интервала преобразования относительно предыдущего, можно дискретизировать сигнал с полосой 250 МГц четырьмя АЦП.

Ширина спектра сигнала с многоуровневой амплитудной модуляцией ограничивается при помощи формирующего фильтра с частотной характеристикой типа корня из приподнятого косинуса

[5]. Использование такого же фильтра на приемной стороне позволит минимизировать уровень межсимвольной интерференции (МСИ) при оценке амплитуды символа.

При использовании указанного способа уменьшения ширины спектра за счет применения многоуровневой амплитудной модуляции возникают трудности, связанные с обеспечением синхронизации и детектирования данных в условиях нелинейного нестационарного канала передачи информации. Нелинейность ватт-амперной характеристики (ВАХ) лазера может составлять 0.3...30 % [6]. Нестационарность канала заключается в зависимости ВАХ лазера от температуры [7].

В настоящей статье применительно к системе передачи данных через ВОЛС с использованием многоуровневой амплитудной модуляции рассмотрены алгоритмы кадровой и символьной синхронизации. Приведены результаты математического моделирования предложенных алгоритмов для случая нелинейного нестационарного оптического канала связи. Произведено сравнение помехоустойчивости системы для случаев, когда рабочий участок ВАХ лазера аппроксимируется линейной и нелинейной функциями. Выполнено сравнение помехоустойчивости системы передачи данных при использовании бинарной и многоуровневой модуляции.

Модель системы передачи информации. Структурная схема моделируемой системы передачи информации изображена на рис. 1, где ГИП – генератор информационной последовательности, ФФ – формирующий фильтр, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ЛД – лазерный диод, ИТВ – имитатор теплового воздействия, ОД – оптический детектор, ГШ – генератор шума, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, СФ – согласованный фильтр, БК – блок коммутации, СС – система синхронизации, БС – блок синхронизации, БУ – блок управления, ШС – шинный селектор, РУ – решающее устройство.

Пусть необходимо обеспечить передачу цифровых данных со скоростью V бит/с при имею-

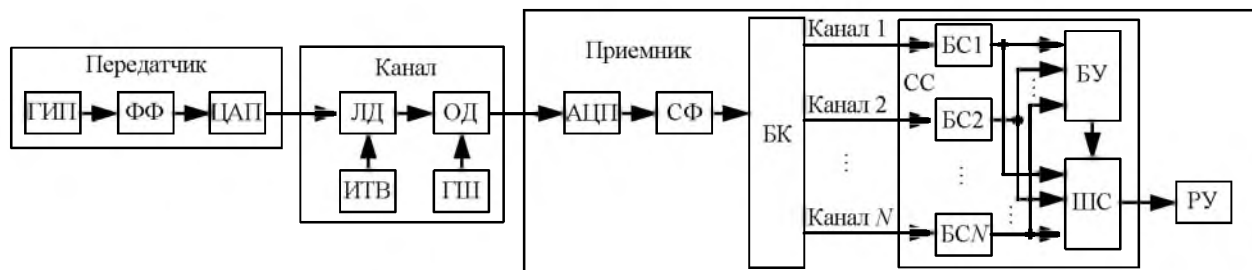


Рис. 1

¹ http://milandr.ru/uploads/Products/product_278/spec_5101HB015.pdf

щемся ограничении на ширину полосы сигнала Δf , обусловленной быстродействием АЦП. Ширина спектра передаваемого сигнала при использовании бинарной модуляции $\Delta f_{\text{дв}}$ численно примерно равна значению B . Следовательно, число уровней модуляции, при котором будет обеспечено необходимое уменьшение ширины спектра сигнала при сохранении скорости передачи данных, определяется как $M = 2^m$, где $m = \text{ceil}(\Delta f_{\text{дв}}/\Delta f)$, причем $\text{ceil}(\cdot)$ – функция преобразования дробного числа к ближайшему большему целому.

Необходимо учитывать, что при использовании неортогональных M -арных сигналов повышение числа M приводит к уменьшению разности между уровнями в $2^m - 1$ раз, что обуславливает рост вероятности символьной ошибки при сохранении мощности передатчика (ЛД). Поскольку мощность ЛД ограничивается длиной рабочего участка ВАХ, максимальное число уровней модуляции ограничивается требованием обеспечения заданной вероятности символьной ошибки.

С другой стороны, для практической реализации системы необходимо, чтобы максимальная частота тактирования входных цепей ПЛИС, на которые поступают отсчеты с АЦП, была не меньше, чем частота дискретизации $f_{\text{д}}$, соответствующая числу уровней квантования M , при котором обеспечивается достаточная для практического применения системы помехоустойчивость. При этом возможна ситуация, когда частота $f_{\text{д}}$ поступления цифровых отсчетов от АЦП окажется больше максимальной частоты тактирования конфигурируемых логических блоков ПЛИС $f_{\text{T max}}$. В этом случае необходимо распараллеливать высокоскоростной поток данных с АЦП на N каналов, в каждом из которых частота поступления цифровых отсчетов в N раз меньше, чем $f_{\text{д}}$ [8]. При моделировании полагалось, что СФ работает на частоте $f_{\text{д}}$, а конфигурируемые логические блоки ПЛИС – на частоте $f_{\text{T max}} < f_{\text{д}}$, что требует параллельной обработки отсчетов. Распределение отсчетов по каналам обеспечивает БК (рис. 1).

При использовании M -арной модуляции в качестве математической модели сообщения, поступающего с приемопередающего модуля (ППМ) ФАР в систему обработки и содержащего отсчеты комплексной огибающей (КО) принятого колебания, использована последовательность случайных целых чисел, равномерно распределенных на интервале

$[1, M]$. В структурной схеме модели (рис. 1) эта последовательность формируется при помощи ГИП.

ФФ имеет частотную характеристику типа корня из приподнятого косинуса, которой соответствует импульсная характеристика (ИХ)²:

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} \left(1 - r + 4 \frac{r}{\pi} \right), & t = 0; \\ \frac{r}{\sqrt{2T}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{4r} \right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos \left(\frac{\pi}{4r} \right) \right], & t = \pm T/(4r); \\ \frac{1}{\sqrt{T}} \frac{\sin \left[\pi \frac{t}{T} (1-r) \right] + 4r \frac{t}{T} \cos \left[\pi \frac{t}{T} (1+r) \right]}{\pi \frac{t}{T} \left[1 - \left(4r \frac{t}{T} \right)^2 \right]}, & t \neq 0, t \neq \pm T/(4r), \end{cases}$$

где T – период следования символов, определяющий скорость передачи информации; r – коэффициент сглаживания, равный половине ширины переходной полосы ФФ, нормированной на частоту его среза. Дисперсия помехи МСИ зависит от длительности импульсной характеристики фильтра и от значений нестабильности частоты кварцевых генераторов приемника и передатчика.

Сформированный сигнал после цифроаналогового преобразования поступает на вход ЛД, для аппроксимации ВАХ которого использованы полиномиальные функции. В модели имитируется работа одномодового ЛД. Выбор одномодового ЛД обусловлен его возможностью обеспечить более высокую скорость передачи данных по сравнению с многомодовым ЛД, а также отсутствием модовой дисперсии при использовании одномодового волокна.

Основными искажающими сигнал факторами одномодового волокна являются хроматическая дисперсия и затухание. Например, для стандартного одномодового кабеля SMF-28е значение хроматической дисперсии составляет 22 пс/(км · нм), при этом затухание составляет 0.35 дБ/км на длине волны 1310 нм [9]. Так как длина оптического волокна в РЛС с ФАР не превышает нескольких десятков метров, то влиянием этих величин можно пренебречь.

Известные ВАХ лазера с резонатором Фабри–Перо для различных температур изображены на рис. 2, а [7]. На рис. 2, б изображены ВАХ лазерного

² Joost M. Theory of root-raised cosine filter. Krefeld, Germany, 2010. URL: <http://michael-joost.de/rcfilter.pdf>

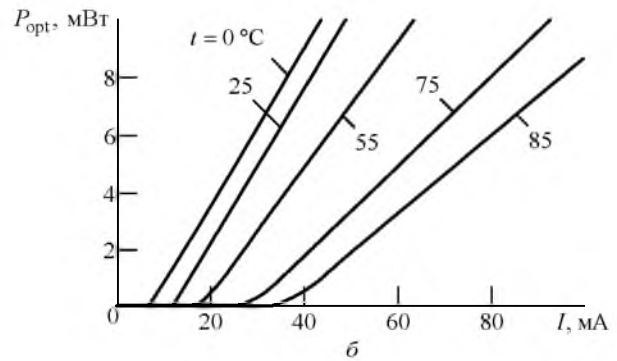
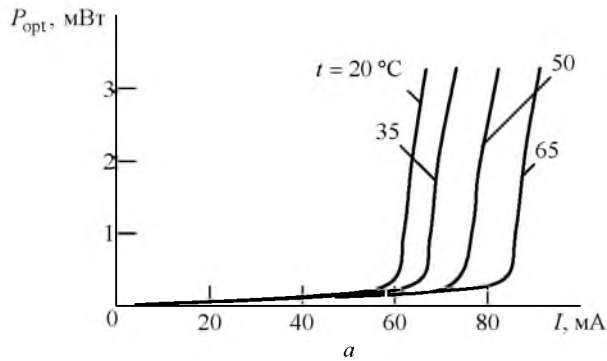


Рис. 2

модуля LDI-DFB-1550-10 производства LasersCom, полученные из технической документации³.

На рис. 3, а, б показан принцип аппроксимации рабочего участка ВАХ ЛД. При аппроксимации учтены зависимости порогового тока накачки ЛД, излучаемой мощности, соответствующей пороговому току, и крутизны ВАХ от температуры. В исследовании рассмотрен вариант аппроксимации с использованием трех функций:

- параболы (1), аппроксимирующей рабочий участок (4–5), с изменяющимся коэффициентом нелинейности (0 % – прямая линия (рис. 3, б), 1...100 % – парабола (рис. 3, а));

- параболы (2), аппроксимирующей область токов до рабочего участка (от начала координат до точки 4), вершина которой находится на прямой (3), проходящей через начало координат;

- прямой (3), проходящей через начало координат и вершину параболы (2) в области токов до рабочего участка (4).

На рис. 3, в, г изображены результаты аппроксимации рабочего участка параболой и прямой соответственно для различных температур.

В результате анализа ВАХ на рис. 2, б установлено, что сдвиг начальной точки рабочего участка (рис. 3, 4) в зависимости от температуры составляет около 2.78 %/°C, а конечной точки (рис. 3, 5) – около 6.67 %/°C от исходных значений этих точек при температуре $t = 25$ °C.

Начальная точка рабочего участка в зависимости от температуры сдвигается по прямой (рис. 3, б), параллельной прямой (рис. 3, 7), аппроксимирующей

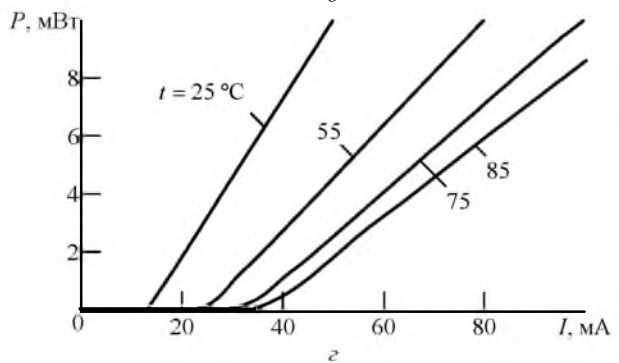
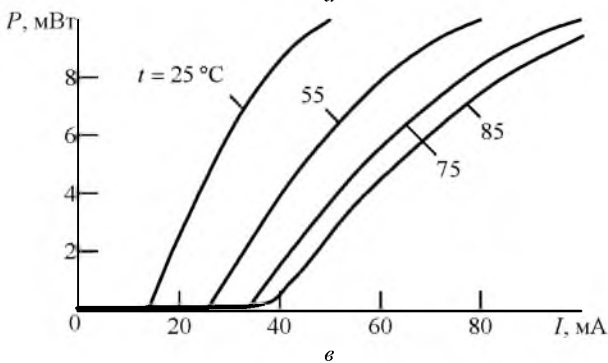
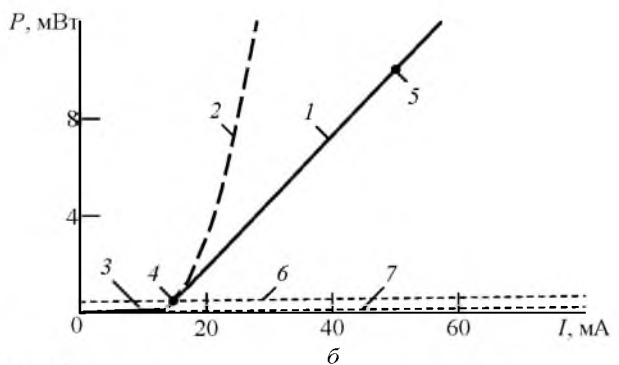
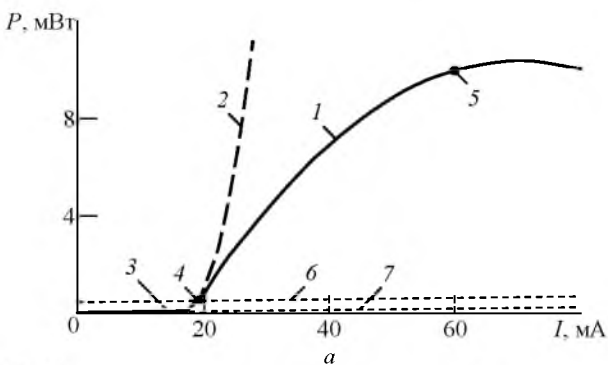


Рис. 3

³ http://media.wix.com/ugd/e11320_c123f46282ef436da5f96ed0a7f9e697.pdf

щей область токов до рабочего участка (рис. 3, 3). Ордината конечной точки рабочего участка зафиксирована и определяется максимальной мощностью ЛД, равной 10 мВт. Изменение температуры в модели обеспечивается ИТВ по заданному закону, например по синусоидальному.

Известно, что основным источником шума в оптических системах является ОД, шум которого можно считать гауссовским случайным процессом, причем в зависимости от типа ОД преобладает либо тепловой, либо дробовый шум [7], [10]. Следовательно, ГШ должен генерировать белый гауссовский шум в заданной полосе частот, который добавляется к сигналу на выходе ОД.

Алгоритм кадровой и символьной синхронизации. Количество каналов, на которые необходимо распараллелить обработку отсчетов входного сигнала, определяется соотношением допустимой частоты дискретизации и максимальной частоты тактирования: $N_k = f_d / f_{T \max}$. В каждом из каналов алгоритм кадровой и символьной синхронизации заключается в следующем. Перед началом передачи данных на вход ФФ подается синхронизирующий сигнал треугольной формы, состоящий из монотонно нарастающих от 1 до M и впоследствии монотонно убывающих от M до 1 значений символов (рис. 4, 1). По окончании синхронизирующего сигнала на этот вход поступают информационные символы (рис. 4, 2). Полученный совокупный сигнал после цифроаналогового преобразования $[I(t)]$ модулирует ЛД. Синхронизирующий сигнал после цифроаналогового преобразования содержит осцилляции, которые устраняются после СФ на приемной стороне.

Из рис. 4, построенного для рабочего участка тока ЛД 15...50 мА при температуре 25 °С, следует, что максимальный размах сигнала при передаче информационных символов из-за МСИ превышает амплитуду синхронизирующего сигнала приблизительно на 20 %. Можно показать, что для предотвращения выхода значений сигнала

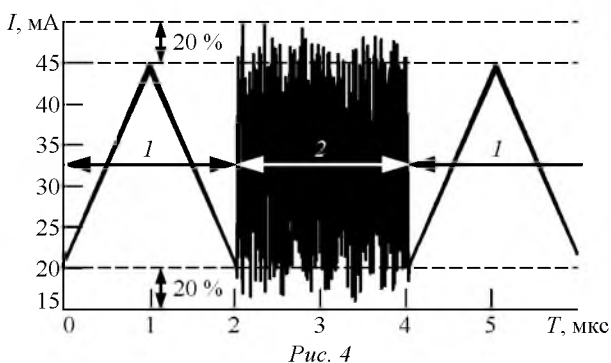


Рис. 4

за рабочий участок ВАХ ЛД необходимо значения всех уровней сигнала снизить примерно на 10.7 % по отношению к уровням, соответствующим границам рабочего участка ВАХ. На приемной стороне после применения СФ с частотной характеристикой типа корня из приподнятого косинуса МСИ практически устраняется, благодаря чему уровни треугольного синхронизирующего сигнала и информационного сигнала выравниваются (рис. 5) (S – нормированный сигнал на выходе СФ; k – номер отсчета цифрового сигнала).

Синхронизация осуществляется блоком СС, на вход которого с выхода СФ поступают цифровые отсчеты. Алгоритм кадровой синхронизации состоит в обнаружении монотонно возрастающих значений цифровых отсчетов в каждом из N БС, выполняемом в 3 этапа. На первом этапе (рис. 5, τ_1) при приеме нарастающих значений цифровых отсчетов предварительно обнаруживается сигнал с положительным знаком производной по критерию "R из R". На втором этапе (рис. 5, τ_2) при условии положительного решения на этапе τ_1 обнаружение сигнала с положительным знаком производной подтверждается при приеме нарастающих значений цифровых отсчетов сигнала треугольной формы по критерию "D из $M - R$ ", где $D = M - R - K_{\text{ош}}$ ($K_{\text{ош}}$ – допустимое число ошибок обнаружения). Если на этапе τ_2 число ошибок обнаружения не превышает допустимого уровня, алгоритм кадровой синхронизации переходит к третьему этапу, в противном случае – повторяется с первого этапа. На третьем этапе (рис. 5, τ_3) при обнаружении смены знака производной сигнала в каждом из N_k каналов обработки запускаются процедуры символьной синхронизации (рис. 5, сигнал C) и детектирования сигналов, а при отсутствии смены знака алгоритм кадровой синхронизации выполняется повторно с первого этапа.

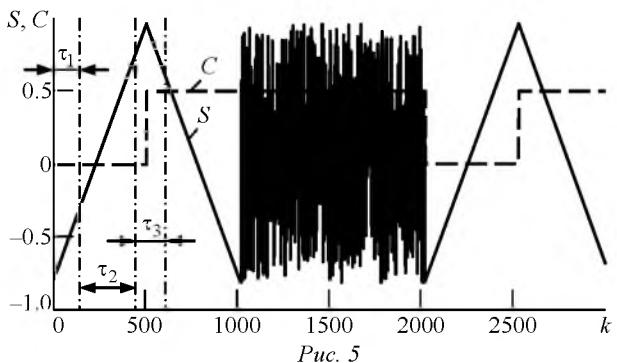


Рис. 5

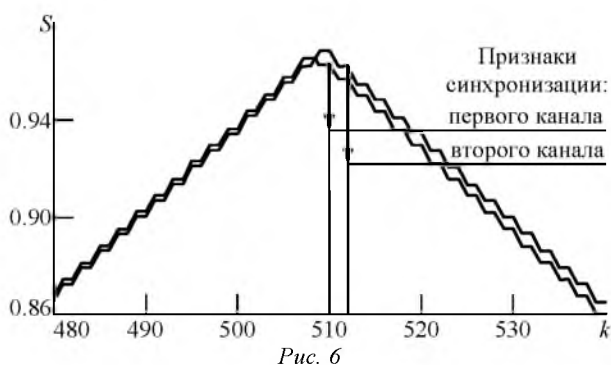


Рис. 6

Символьная синхронизация заключается в поиске среди N БС максимального значения цифровых отсчетов в окрестности точки изменения знака производной, осуществляемом в БУ. Выход канала, в котором найдено максимальное значение, с помощью ШС подключается к входу РУ. Далее монотонно спадающие от M до 1 цифровые отсчеты синхронизирующего сигнала используются для записи опорных значений, с которыми сравниваются амплитуды детектируемых символов в РУ. По окончании спада сигнала треугольной формы РУ готово к детектированию информационных символов. В РУ имеется счетчик символов, с помощью которого определяется конец передачи информационной последовательности. Длительность информационной последовательности и, следовательно, коэффициент счета счетчика выбираются исходя из характеристик стабильности кварцевых опорных генераторов приемника и передатчика. После приема всех информационных символов алгоритм кадровой синхронизации повторяется с первого этапа T_1 .

На рис. 6 показано увеличенное изображение в области установки признака символьной синхронизации (см. рис. 5). Из рисунка видно, что в одном из каналов в момент изменения знака производной наблюдается максимум. Необходимо определить номер канала, в котором этот максимум обнаружен, и подключить этот канал с помощью ШС под управлением БУ к входу РУ. Признак достижения символьной синхронизации устанавливается после

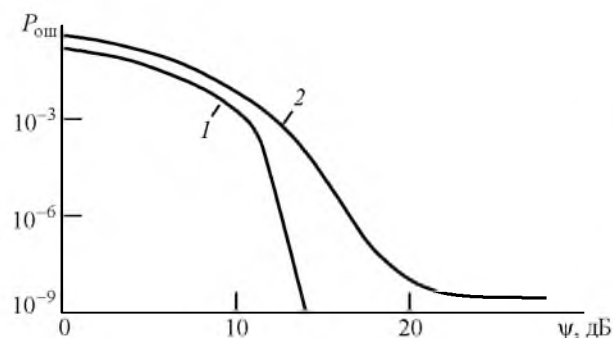


Рис. 7

нахождения максимального значения цифровых отсчетов в окрестности точки изменения знака производной среди двух каналов обработки и сбрасывается по окончании приема информационной последовательности. Если в течение определенного интервала времени признак установки символьной синхронизации не установлен во всех каналах, символьная синхронизация не устанавливается.

Результаты математического моделирования. Моделирование работы системы проходило при следующих основных параметрах: диапазон токов рабочего участка 15...50 мА; максимальная излучаемая мощность ЛД 10 мВт; начальная температура ЛД 25 °С; полоса частот сигнала 250 МГц; частота дискретизации 500 МГц; число уровней M амплитудной модуляции 256; порядок ФФ и СФ для реализации полной симметричной ИХ 40; константа первого этапа обнаружения $R = 16$; константы второго этапа обнаружения $D = 192$, $K_{\text{ош}} = 48$.

На рис. 7 приведены полученные в результате моделирования зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ от ОСШ ψ в случае использования в системе традиционной бинарной модуляции светового потока (кривая 1) и в случае использования 256-арной амплитудной модуляции (кривая 2). Моделирование проводилось при коэффициенте нелинейности 0 % и температуре 25 °С.

Из рис. 7 следует, что система, использующая бинарную модуляцию, обладает большей помехоустойчивостью по сравнению с системой, использующей 256-арную амплитудную модуляцию. При этом для системы, использующей 256-арную модуляцию, с ростом ОСШ вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ приближается к значению порядка 10^{-9} . Это можно объяснить влиянием соседних символов друг на друга в силу конечной ИХ фильтров.

На рис. 8 приведены полученные в результате моделирования зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ от температуры ЛД в случае использования в системе 256-арной амплитудной модуляции, а также показано влияние коэффициента

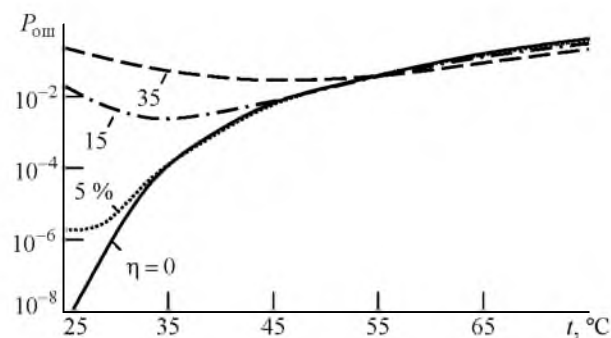


Рис. 8

нелинейности η на вид этой зависимости. При моделировании предполагалось, что в системе реализуется идеальная термостабилизация рабочей точки, т. е. мгновенное смещение рабочей точки ВАХ ЛД при изменении температуры, обеспечивающее нахождение входного тока ЛД в пределах рабочего участка ВАХ. На практике для стабилизации ВАХ в процессе работы ЛД используют фотодиоды обратной связи [9].

Уровень шума выбирался таким, что при температуре 25 °С и нелинейности 0 % ОСШ на выходе СФ составляло 21.75 дБ, при этом обеспечивалась $P_{\text{ош}} = 3.75 \cdot 10^{-9}$. Уровень шума в ходе моделирования оставался постоянным для различных температур и коэффициентов нелинейности.

Из рис. 8 видно, что при линейном рабочем участке ЛД ($\eta = 0$) обеспечивается наибольшая помехоустойчивость при температуре ЛД, не превышающей 55 °С. При больших температурах ЛД системы с рабочими участками, характеризующимися большим коэффициентом нелинейности, оказываются даже несколько более помехоустойчивыми. Это можно объяснить значительным уменьшением крутизны ВАХ с ростом температуры, что снижает влияние нелинейности рабочего участка. В области температур ЛД до 55 °С системы с нелинейными рабочими участками обла-

дают значительно меньшей помехоустойчивостью, поскольку из-за взаимного влияния символов при наличии в канале нелинейности вероятность ошибки не может быть меньше определенного значения даже в отсутствие шума, так как нелинейность изменяет структуру сигнала и соотношения между уровнями.

Еще одним фактором ухудшения помехоустойчивости является повышение влияния нелинейности с ростом крутизны ВАХ. С учетом совокупного действия рассмотренных факторов имеются оптимальные значения температур ЛД, при которых достигается максимальная помехоустойчивость для $\eta > 0$.

Рассмотренная система, несмотря на проигрыш в 7 дБ для $P_{\text{ош}} = 3.75 \cdot 10^{-9}$ по сравнению с традиционной для оптических линий связи бинарной модуляцией светового потока, обладает преимуществом, заключающимся в возможности использования отечественной элементной базы для высокоскоростной передачи цифровых данных по ВОЛС.

Предложенный алгоритм кадровой и символьной синхронизации обеспечивает возможность адаптации к каналу связи с нелинейной амплитудной характеристикой, изменяющейся в зависимости от температуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Активные фазированные антенные решетки / под ред. В. Л. Гостюхина. 3-е изд. М.: Радиотехника, 2011. 304 с.
2. Бейли Д., Райт Э. Волоконная оптика. Теория и практика. М.: Кудиц-образ, 2006. 320 с.
3. Смирнов М. Современные методы передачи данных // Электронные компоненты. 2010. № 11. С. 84–87.
4. Слепов Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. М.: Радио и связь, 2000. 468 с.
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. М.: Изд. дом "Вильямс", 2007. 1104 с.
6. Игнатов А. Н. Оптоэлектронные приборы и устройства: учеб. пособие М.: Эко-Трендз, 2006. 272 с.
7. Оптические устройства в радиотехнике: учеб. пособие / под ред. проф. В. Н. Ушакова. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2009. 264 с.
8. Заявка на изобретение МПК H04B10/12. Способ передачи данных по оптическому каналу связи и устройство для его реализации / А. В. Мякинков, А. И. Беляев, Д. М. Смирнова, Е. А. Букварев; заявитель и патентообладатель НГТУ; № 2014132419 от 05.08.2014.
9. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и перспективы: сб. ст. под ред. С. А. Дмитриева и Н. Н. Слепова. 2-е изд. / ООО "Волоконно-оптическая техника". М., 2005. 576 с.
10. Гауэр Дж. Оптические системы связи / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 504 с.

A. I. Belyaev, A. V. Myakinkov
Nizhny Novgorod state technical university

The method of high-speed digital data transfer over unsteady optic channel with using M-ary amplitude-shift keying for phased array antenna radar stations.

The problem of high-speed digital data transfer from a phased array antenna receiving module to the digital signal processing module with using domestically produced circuitry is concerned. The method of information transfer over nonlinear unsteady optic channel with using M-ary amplitude-shift keying is proposed. The channel characteristics depend on temperature. The algorithms frame and symbol synchronization are concerned. Mathematical modeling results are presented.

High-speed transfer of information, nonlinear unsteady optic channel, domestically produced circuitry, M-ary amplitude-shift keying, frame and symbol synchronization, BER

Статья поступила в редакцию 21 апреля 2015 г.