

# **«СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ СИГНАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССОРЫ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ»**

## **конспект лекций**

11.04.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

Оптоэлектронные технологии (фотоника) в инфокоммуникациях

## 1. Введение

Основное преимущество волоконно-оптической связи основывается на использовании чрезвычайно широкой спектральной полосы пропускания и низких потерях в оптоволокне. Другие преимущества по сравнению с коаксиальными кабелями и симметричными парами являются легкий вес и небольшой размер оптического волокна, а также защищенность от электромагнитных помех и перехвата. Однако при внедрении методов оптического усиления, технологий спектрального мультиплексирования, применение сложных форматов модуляции для повышения битовой скорости спектральных каналов негативные эффекты хроматической и поляризационной модовой дисперсии (PMD) и нелинейности волокна становятся все более существенными и значительно ограничивают характеристики систем связи. С увеличением скорости передачи оптического сигнала выше 40 Гбод/с и уменьшением временного интервала для символа менее 25 пс качество передачи становится чрезвычайно чувствительно для дисперсии и искажений. Фактически, устойчивость системы к нескомпенсированной дисперсии и PMD обычно пропорциональна квадрату скорости передачи. Строгие требования к точности компенсации дисперсии и компенсации PMD усложнили проектирование и обслуживание высокоскоростных оптических систем. Дальнейшее увеличение скорости передачи данных по каналам свыше 40 Гбит/с оказалось довольно сложной задачей. Для повышения производительности систем связи в течение многих лет использовалась стратегия переноса задач обработки сигналов из электрической области в оптическую.

Полностью оптические коммуникационные сети когда-то считались конечной целью индустрии оптических коммуникаций. Был реализован ряд методов обработки в оптической области. Нашли применение модули компенсации хроматической дисперсии (DCM) с волокнами с отрицательной дисперсией или с волоконными решетками Брэгга, методы компенсации PMD на основе методов адаптивной оптики, полностью оптическое преобразование длины волны и пакетная коммутация, основанные на нелинейностях полупроводниковых усилителей.

С другой стороны, обработка сигналов на основе цифровой электроники может быть очень гибкой и может обеспечить высокую спектральную эффективность для радиочастотной (RF) и беспроводной связи. Высокоэффективные алгоритмы цифровой обработки сигналов (DSP), такие как быстрое преобразование Фурье (FFT) и цифровая фильтрация, были разработаны для компенсации различных эффектов ухудшения и оптимизации производительности беспроводных систем. Однако в течение многих лет скорость цифровых электронных схем была недостаточной для работы с волоконно-оптическими системами связи,

которые обычно имеют гораздо более широкую полосу пропускания и более высокие скорости передачи данных.

За последние три десятилетия скорость обработки цифровой электроники резко увеличилась. Быстродействие КМОП-интегральных схем удваивается примерно каждые 2 года. Стоимость и энергопотребление на одну цифровую операцию также значительно снизились. Это дало возможность отрасли волоконно-оптической связи пересмотреть свою стратегию, воспользовавшись преимуществами доступных высокоскоростных цифровых электронных технологий КМОП. Фактически, некоторые функциональные возможности оптической области в волоконно-оптических сетях связи в последние годы были перенесены обратно в электронную область. Это позволило значительно улучшить технические характеристики, функциональные возможности и гибкость. Например, электронная компенсация хроматической дисперсии и PMD были реализованы в высокоскоростных когерентных оптических системах передачи.

Еще одним важным достижением последних лет является повторное внедрение комплексной модуляции оптического поля и когерентного обнаружения. Хотя когерентное обнаружение было первоначально введено и активно использовалось исследовательским сообществом в начале 1980-х годов, оно не привело к коммерческому успеху в основном из-за недостаточной зрелости некоторых ключевых компонентов. Например, полупроводниковые лазеры с узкой спектральной шириной линии с внешним резонатором, разработанные для когерентных оптических систем в 1980-х годах, были слишком громоздкими и слишком дорогими. Хотя их можно было использовать в качестве лабораторного оборудования, но было невозможно интегрировать эти лазеры с внешним резонатором в оптические передатчики для волоконно-оптических систем связи. В последние годы были разработаны миниатюрные лазерные диоды с внешним резонатором и шириной спектральной линии 100 кГц на основе технологии MEMS (микроэлектромеханические системы), которая соответствует телекоммуникационным стандартам и при этом имеет относительно низкую стоимость. Также было показано, что интегрированные многосекционные лазерные диоды DFB способны производить одночастотное оптическое излучение со спектральной шириной линии менее 500 кГц. На основе этих новых устройств когерентные волоконно-оптические системы были повторно представлены в 2010-х годах вместе с более мощными возможностями DSP в электронной сфере.

С помощью сложной модуляции оптического поля и когерентного обнаружения информация может быть закодирована как по интенсивности, так и по фазе оптической несущей. Форматы комплексной модуляции высокого уровня, такие как QPSK (квадратурная

фазовая манипуляция) и QAM (квадратурная амплитудная модуляция), могут использоваться для кодирования данных для достижения высокой спектральной эффективности. В когерентном приемнике, который линейно переводит сложное оптическое поле в электронную область, информация о фазе, переносимая оптическим сигналом, сохраняется. Влияние хроматической дисперсии, рассматриваемая как частотно-зависимая DGD, может быть электронно компенсировано в приемнике. PMD также можно компенсировать в электронной области с помощью адаптивного DSP, который декоррелирует оптические сигналы, переносимые двумя модами поляризации в одномодовом волокне. Это также позволяет поляризационное мультиплексирование в волокне двух ортогонально поляризованных мод, несущих независимый поток данных, таким образом пропускная способность может быть удвоена.

В когерентном приемнике, как показывает опыт, суммарная спектральная ширина линии между лазерным источником в передатчике и гетеродином в приемнике должна быть на 4–5 порядков меньше, чем скорость передачи символов оптического сигнала. В этом диапазоне оптическая фаза несущей может быть восстановлена с помощью DSP в приемнике, и информация, переносимая оптической фазой сигнала, может быть зарегистрирована корректно.

Помимо когерентных систем, системы прямого обнаружения могут также получить преимущества от высокоскоростного DSP за счет адаптивной оптимизации характеристик системы. Возможность эффективного формирования спектра, а также точная цифровая компенсация искажений и перекрестных помех сделали DSP незаменимым инструментом для всех волоконно-оптических систем. В то время как WDM и оптическое усиление являются фирменными технологиями для четвертого поколения волоконно-оптических систем, применение высокоскоростного DSP и повторное введение когерентного обнаружения можно рассматривать как уникальную особенность пятого поколения волоконно-оптических систем.

Этот раздел посвящен технологиям, улучшившим характеристики высокоскоростных оптических систем, использующим цифровую электронную обработку сигналов (DSP).

## Цифровой сигнальный процессор. Общие сведения.

DSP (Digital Signal Processor) (в переводе с английского языка, означает цифровой сигнальный процессор (ЦСП) или, его еще называют, как сигнальный микропроцессор (СМП) с его архитектурой, оптимизированной для оперативных потребностей цифровой обработки сигналов) - специализированный микропроцессор, особенностью работы которого является поточный характер обработки больших объемов данных в реальном масштабе времени и, обычно, с интенсивным обменом данных с другими внешними устройствами. (Нужен для преобразования сигналов, представленных в виде цифр, как правило, в режиме реального времени).

*Реальный масштаб времени* (реальное время работы, Real Time Scale) – это такой режим работы устройства, при котором регистрация и арифметическая обработка (а при необходимости и анализ, визуализация, сохранение, систематизация, синтез и передача по каналам связи) данных производится без потерь информации, поступающей от ее источника

### Цель DSP

Цель DSP состоит в том, чтобы обычно измерять, фильтровать и/или сжимать непрерывные реальные аналоговые сигналы. Большинство микропроцессоров общего назначения могут также успешно выполнить алгоритмы цифровой обработки сигналов, но у выделенного DSP обычно есть лучшая степень эффективности, таким образом, они более подходят в портативных устройствах, таких как мобильные телефоны, из-за ограничений потребляемой мощности. DSP часто использует специальную архитектуру памяти, которая в состоянии выбрать многократные данные и/или инструкции одновременно.

Типичная система цифровой обработки



## Цифровая обработка

Алгоритмы цифровой обработки сигналов обычно требуют быстрое выполнение большого количества математических операций и неоднократность на ряде выборок данных. Сигналы (возможно, от аудио или видео) постоянно преобразовываются из аналогового в цифровой сигнал, используются в цифровой форме, и затем преобразовываются назад в аналоговую форму. У многих приложений DSP есть ограничения на задержку; т.е. для системы, чтобы функционировать, операция DSP должна быть завершена в некотором установленном времени и задержана, обработка не жизнеспособна.

## Преимущества DSP

Большинство микропроцессоров общего назначения и операционных систем могут успешно выполнить алгоритмы DSP, но не подходят для использования в портативных устройствах, таких как мобильные телефоны из-за ограничений эффективности питания. А специализированный, цифровой сигнальный процессор, однако, имеет тенденцию предоставлять решение меньшей стоимости, с лучшей производительностью, более низкой задержкой и без необходимости специализированного охлаждения или больших батарей.

## Архитектура

Архитектура цифрового сигнального процессора оптимизирована в частности для цифровой обработки сигналов. Наиболее также поддерживаются некоторые функции, как процессор приложений или микроконтроллер, так как обработка сигналов редко - единственная задача системы. Некоторые полезные функции оптимизации алгоритмов DSP описаны в общих чертах ниже.

## Архитектура и ее особенности

Архитектура ЦСП имеет ряд особенностей, в отличие от микропроцессоров общего применения. Она заключается в максимальном ускорении выполнения однотипных задач по цифровой обработке сигналов (поиск сигналов, преобразование Фурье и т.п.). В математике такие задачи приводятся к более простым по правилу "разделяй и властвуй". В нашем случае таким типом подзадач является поэлементное произведение элементов многокомпонентных векторов действительных чисел (это числа, которые могут быть записаны в виде конечной или бесконечной (периодической или непериодической) десятичной дроби.) и последующему суммированию результатов произведения.

Исходя из этого, процессоры специально оптимизируют под определенные операции(в нашем случае под перемножение и суммирование). В следствии чего растет производительность и быстродействие. Первоочередно ЦСП направлены на многократное умножение с очень быстрым расчетом адресов перемножаемых элементов массивов:

"Умножение с накоплением"(как правило, реализована аппаратно и выполняется за один машинный цикл) ( $M = M + X \times Y$ ), где  $M$ ,  $X$  и  $Y$  — элементы действительных массивов с автоматическим расчетом адресов элементов массивов. (MAC)

Аппаратная реализация многократного повторения заданного набора команд.

Использование нескольких портов обращения к памяти DSP для одновременного(за один машинный такт) выбора команд и двух аргументов операции для быстрого выполнения умножения с накоплением.

Способность к векторно-конвейерной обработки при помощи генераторов адресных последовательностей.

Однако архитектура изменялась из-за ограниченности аппаратных ресурсов первых ЦСП. Память делилась на независимые сегменты, детерминированная работа команд(время выполнения известно) дала начало планированию работы в реальном времени, из-за маленького конвейера несанкционированные переходы происходят гораздо быстрее чем в универсальных, редкий набор регистров и инструкций.

Архитектура программного обеспечения

По стандартам процессоров общего назначения, системы команд DSP часто некорректны. Один смысл для архитектуры программного обеспечения - то, что оптимизированные руками подпрограммы ассемблерного кода, обычно, упаковываются в библиотеки для повторного использования, вместо того, чтобы полагаться на усовершенствованные технологии компилятора, чтобы обработать существенные алгоритмы.

Цифровые сигнальные процессоры иногда используют жестко фиксированное по времени кодирование, чтобы упростить аппаратные средства и эффективность кодирования умножения. Многократные арифметические модули могут потребовать, чтобы архитектура памяти поддерживала несколько выполнений за командный цикл. Специальные средства

управления циклом, такие как архитектурная поддержка выполнения нескольких командных слов в очень трудном цикле, без издержек для вызовов команды или тестирования выхода.

#### Аппаратная архитектура

##### Архитектура памяти

DSP обычно оптимизируется под потоковую передачу данных и использует специальную архитектуру памяти, которая в состоянии выбрать многократные данные и/или инструкции одновременно, такие как Гарвардская архитектура или измененная архитектура фон Неймана, которые используют отдельную программу и памяти данных (иногда даже параллельный доступ на многократных шинах данных).

DSP может иногда полагаться на поддержку кода, чтобы знать об иерархиях кэша и связанных задержках. Это - компромисс, который допускает лучшую производительность. Кроме того, используется широкое применение прямой доступ к памяти.

##### Адресация и виртуальная память

DSPS часто использует многозадачные операционные системы, но не имеет никакой поддержки виртуальной памяти или защиты. Операционные системы, которые используют виртуальную память, требуют большего количества времени для переключения среди процессов, которое увеличивает задержку.

##### Аппаратные средства адресации по модулю

Разрешает реализацию круговых буферов, без необходимости тестировать на упаковку

Бит-реверсная адресация, специальный способ адресации

Полезно для вычисления быстрого преобразования Фурье

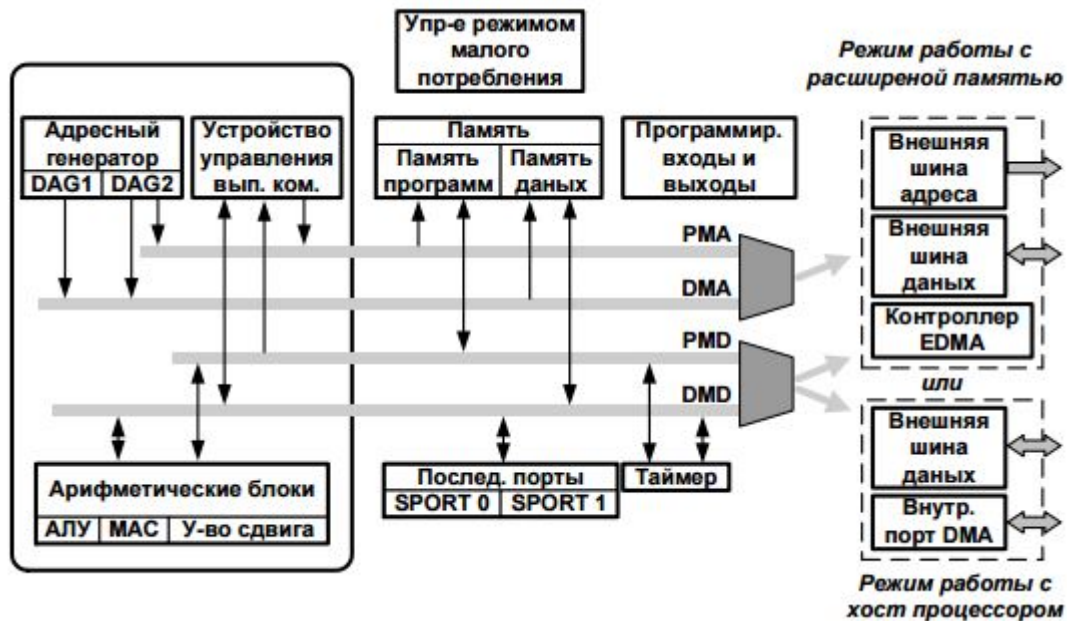
Исключение блока управления памятью

Модуль вычисления адреса памяти

Примеры: TMS320Cxxxx, ADSP-21XX

Рис. 1. Архитектура процессоров семейства ADSP-218x





## Особенности ЦСП

### Характерные особенности ЦСП (DSP):

- оперативные запоминающие устройства, постоянное запоминающее устройство;
- интерфейсы как последовательный, так и параллельный;
- схема обработки прерываний;
- центральный пункт управления оптимизировано для многократно повторяющихся математических операций в реальном масштабе времени.

### Основные параметры ЦСП:

- Тип арифметики(с фиксированной/плавающей точкой).
- Разрядность данных(для фиксированной/плавающей - 16/32 бита, соответственно).
- Быстродействие.
- Тактовая частота(внутренняя и/или внешняя) и Время командного цикла(время выполнения одного этапа команды).
- Количество выполняемых команд за единицу времени.
- Количество выполняемых операций за единицу времени (MIPS).
- Количество выполняемых операций с плавающей точкой за единицу времени.
- Количество выполняемых операций умножения с накоплением за единицу времени.
- Виды (RAM и флэш-память) и объём внутренней памяти(сколько данных ЦСП может обработать без обращения к внешней памяти).

Адресуемый объём памяти.

Количество и параметры портов ввода-вывода.

Состав внутренних дополнительных устройств(таймеры, компрессоры и тд).

Напряжение питания и потребляемая мощность.

Состав и функциональность средств разработки и поддержки.

Перечень языков программирования, для которых есть компиляторы под данную систему;

Наличие и возможности средств отладки готовых программ;

Доступность документации и технической поддержки;

Наличие библиотек стандартных подпрограмм и математических функций;

Наличие, доступность и возможности совместимых устройств — АЦП, ЦАП, контроллеры питания и т. д.

Допустимые параметры окружающей среды.

Другие, в зависимости от назначения.

### Сферы применения

Выделяют достаточно много сфер применения ЦСП.

Коммуникации (Кодирование информации и/или уплотнение каналов(спектральное))

Распознавание чего-либо

Анализатор спектра (прибор для наблюдения и измерения относительного распределения энергии электрических (электромагнитных) колебаний в полосе частот) и т.д.

Зачастую, это сферы, где необходима быстросредействующая обработка каких либо сигналов (информации).

### История

До того, как появились микросхемы DSP, множество приложений DSP были реализованы, используя секционные микропроцессоры. BS Chip(разрядно-модульный кристалл) AMD 2901 со своим набором компонентов пользовался популярностью. AMD также создавала аналогичные модели, однако, очень часто обнаруживались характерные особенности конкретной разработки. Эти секционные архитектуры временами содержали периферийную микросхему множителя. Примерами этих множителей был ряд от TRW, включая TDC1008 и TDC1010, некоторые из которых включали аккумулятор, обеспечивая необходимую функцию умножения с накоплением (MAC) .

В 1976г. году Ричард Уиггинс предложил концепцию "Speak & Spell" Полу Бредлову, Ларри Брантингхаму, и Джину Францу в научно-исследовательском центре Texas Instruments (Даллас). Два года спустя, в 1978г., они создали первую "Speak & Spell" с технологической главной центральной частью, являющейся TMS5100, как первый цифровой сигнальный процессор отрасли. Это также влекло другие этапы, будучи первой микросхемой, для использования кодирования с линейным предсказанием, чтобы выполнить речевой синтез.

В свою очередь, Intel 1978г. производил "процессор аналогового сигнала"-2920. Он включал конвертер из аналогового сигнала в цифровой и обратно, на микросхеме с встроенным внутри сигнальным процессором, но он не обладал аппаратным множителем и не пользовался спросом на рынке. В 1979г. АМІ выпускал периферийный прибор обработки данных-S2811. Он создавался, как связующее устройство микропроцессора, со способностью настройки владельцем. S2811, аналогично, не пользовался спросом на рынке.

В 1980г. реализован первый автономный процессор: DSP – NEC  $\mu$ PD7720 и AT&T DSP1 – были представлены на МК (Международной Конференции) Твердотельных схем '80. Эти два процессора вдохновили исследование в телекоммуникациях PSTN.

АльтамираDX1 - другое раннее DSP, используемое квадрафонические целочисленные конвейеры с задержанными ответвлениями и предсказаниями ветвлений.

TMS32010 - еще один ЦСП, произведенный Texas Instruments (TI), и представленный в 1983г., обладал большим успехом. Он основывался на Гарвардской архитектуре, и так содержал индивидуальную инструкцию и память данных. Он обладал специальной системой команд с инструкциями: загрузка с накоплением или умножение с накоплением. Он умел работать над 16-ти разрядными числами и для умножения на это требовалось 390 нс. TI - теперь лидер рынка в ЦСП общего назначения.

Около пяти лет назад начало распространяться 2-е поколение ЦСП. У них было 3-и памяти для хранения 2-х операндов в одно и то же время, и включали аппаратные средства, для ускорения сложных циклов, а также существовал наименьший адресуемый элемент, способный к адресации цикла. Какие-то из них управляются на 24-х-разрядных переменных и похожей модели, но для MAC затратилось 21 нс. Это такие устройства, как: AT&T DSP16A, Motorola 56000.

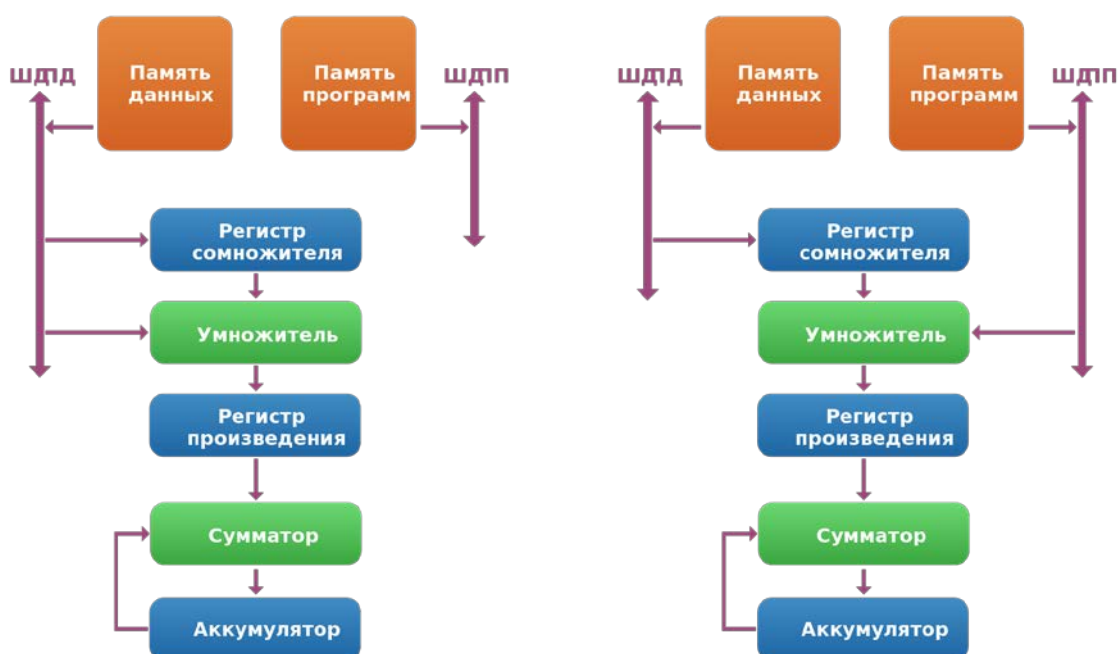
Основное улучшение 3-го поколения - разработка специальных модулей и инструкций в канале передачи данных, или редкое использование в роли сопроцессоров. Эти модули позволили достаточно сильное прямое аппаратное ускорение, определенных, но тяжело

решаемых математических проблем, как преобразование Фурье или операции над матрицами. Некоторые микросхемы, как Motorola MC68356, даже включали больше, чем одно ядро процессора, для параллельной работы.

Четвертое поколение лучше всего характеризуется изменениями в системе команд и кодировании/декодировании инструкции. Были добавлены расширения SIMD, VLIW и появились суперскалярная архитектура. Как всегда, тактовые частоты увеличились, MAC потребовал 3 нс.

## Классификация ЦСП по архитектуре

Следует отметить, что приведённая ниже классификация[2] достаточно условна, так как разнообразие технических решений зачастую не позволяет однозначно отнести каждое конкретное устройство к одному из указанных типов. Поэтому нижесказанное следует скорее использовать как материал для понимания особенностей архитектуры ЦСП, чем для реальной классификации каких-либо изделий.



Особенности архитектуры ЦСП удобно рассматривать на примере конкретного алгоритма цифровой обработки данных,

## Стандартные ЦСП

### Два варианта исполнения команды MAC на ЦСП Texas Instruments

На рисунке показано два варианта выполнения команды MAC на стандартном ЦСП. В первом варианте оба операнда хранятся в памяти данных, поэтому на их выборку требуется два такта, то есть время выполнения  $n$  сложений равно  $2n$ . Во втором случае один из операндов хранится в памяти программ, поэтому команда выполняется за один такт, и общее время выполнения цикла будет равно  $n$  тактов (следует уточнить, что в реальности для исполнения за один такт MAC должна исполняться внутри специальной команды цикла для исключения повторной выборки самого кода команды, что требует дополнительного такта). Здесь видно,

что эффективная реализация алгоритма требует использования памяти программ для хранения данных.

Одним из вариантов, позволяющим отказаться от использования памяти программ для хранения данных, является применение т. н. «двухпортовой памяти», то есть памяти, имеющей два комплекта входных шин — двух шин адреса и данных. Такая архитектура позволяет произвести одновременное обращение по двум адресам (правда, при этом они должны находиться в разных адресуемых блоках). Данное решение применяется в ЦСП компаний Motorola (DSP56000) и Lucent (DSP1600).

При указанной архитектуре повысить производительность можно только увеличением тактовой частоты.

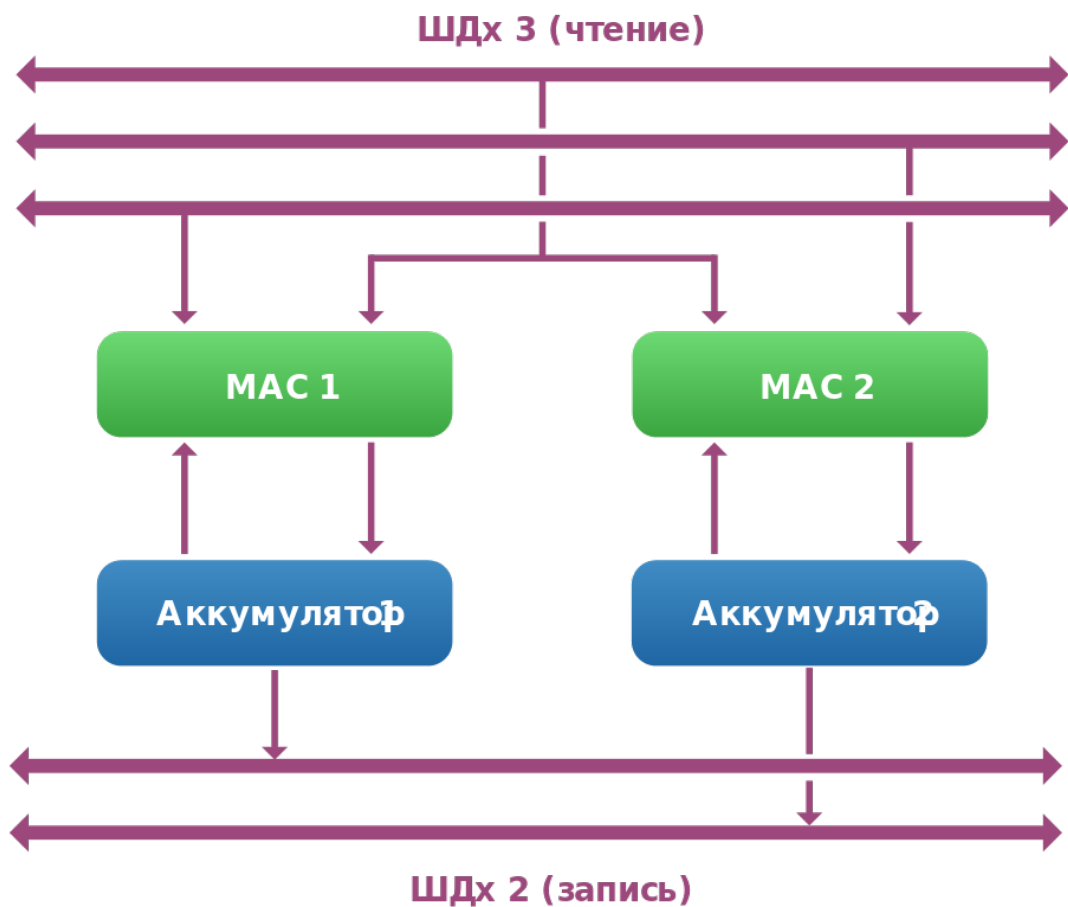
#### Улучшенные стандартные ЦСП

«Улучшенные стандартные ЦСП» для повышения производительности системы, по сравнению со стандартными ЦСП, используют следующие методы повышения параллелизма:

- Увеличение количества операционных и вычислительных устройств;
- Введение специализированных сопроцессоров;
- Расширение шин для увеличения количества передаваемых данных;
- Использование памяти с многократным доступом (несколько обращений за такт);
- Усложнение системы команд;

Многие из этих способов применялись уже начиная с самых первых процессоров, поэтому зачастую их невозможно однозначно классифицировать как «стандартные» или «улучшенные».

Исполнение двух операций MAC на ЦСП Texas Instruments TMS320C55x



На рисунке показан пример реализации вычисления двух параллельных команд МАС. Для этого в ЦСП присутствуют два модуля МАС и два аккумулятора. Блоки МАС получают данные по трём шинам одновременно, причём одно из значений является для них общим. Таким образом, происходит одновременное исполнение двух команд:

$$AK1 := AK1 + D1 \times D2$$

$$AK2 := AK2 + D1 \times D3$$

Особенность показанного решения состоит в том, что к выполнению двух параллельных команд с одним общим сомножителем можно свести многие алгоритмы ЦОС, например:

КИХ-фильтр с симметричными коэффициентами. В качестве одинаковых сомножителей используются коэффициенты фильтра, а на отдельные шины подаются два разных набора

отсчётов сигнала, то есть параллельно рассчитываются две половины фильтра, которые затем суммируются.

Двухканальная обработка. На общую шину подаются отсчёты сигнала, а на отдельные — наборы коэффициентов.

В некоторых процессорах (Lucent DSP16xxx, ADI ADSP-2116x) используются два одинаковых ядра, каждый со своей памятью, то есть одна команда выполняется одновременно в двух ядрах с различными данными. Это позволяет обойти ограничение на использование полностью независимых данных.

Характерным недостатком таких процессоров можно считать необходимость в высокой квалификации разработчика, так как эффективное использование указанных особенностей требует программирования на языке ассемблера, хорошего знания архитектуры и системы команд, то есть эти устройства считаются «недружественными» к языкам высокого уровня.

ЦСП с архитектурой VLIW

Основная статья: VLIW

Основное отличие VLIW-процессоров состоит в том, что коды команд ещё на этапе компиляции собираются в большие «суперкоманды» и выполняются параллельно. Обычно такие процессоры используют RISC-архитектуру с фиксированной длиной команды, где каждая из них выполняется в отдельном операционном модуле. К характерным особенностям таких процессоров можно отнести:

Большой набор операционных модулей, работающих независимо друг от друга. В состав таких модулей могут входить:

Арифметические:

модули арифметических операций и операций сравнения;

модули логических операций;

модули умножения чисел с плавающей и фиксированной точкой;

модули генерации констант.

Модули генерации адреса, в том числе для линейных и циклических буферов;

Необходимость оптимизации компилятора под каждую модель процессора, так как между моделями может меняться состав и функции вычислительных блоков, что влечёт за собой изменение перечня команд, которые могут выполняться одновременно;

Необходимость в наличии сверхшироких шин данных (порядка 128 бит), чтобы код операции, состоящий из отдельных команд (до 8-ми), мог быть получен из памяти за одно обращение.



Высокие требования к объёму памяти программ, что также связано с большой длиной операции.

Обычно, если процессор имеет несколько одинаковых модулей, то при создании программы на ассемблере имеется возможность указания только типа необходимого операционного модуля, а конкретное устройство будет назначено компилятором. С одной стороны, это упрощает программирование таких устройств, а с другой стороны, позволяет достаточно эффективно использовать их ресурсы.

### Суперскалярные ЦСП

Основная статья: Суперскалярность

Суперскалярные процессоры также характеризуются большим набором параллельных операционных модулей и возможностью одновременного исполнения нескольких команд. Однако, по сравнению с VLIW, они имеют две характерные особенности:

Команды процессора не группируются в блоки, каждая из них поступает в процессор независимо;

Команды для параллельного исполнения группируются внутри процессора на основе состава и текущей загруженности операционных блоков, а также зависимости между данными.

С помощью описанного подхода можно обойти следующие недостатки VLIW:

Неэффективное использование памяти из-за большой длины групповой операции;

Зависимость скомпилированного кода от состава операционных модулей конкретного процессора.

Платой за решение этих проблем становится значительное усложнение схемы процессора, в котором появляется модуль планирования выполнения команд.

Суперскалярные процессоры планируют исполнение команд не только на основе информации о загруженности операционных блоков, но и на основе анализа зависимостей между данными. К примеру, команда сохранения результата арифметической операции не может быть выполнена раньше самой операции вычисления, даже если модуль обращения к памяти в данный момент свободен. Эта особенность приводит в том числе к тому, что один и тот же набор команд может по-разному исполняться в различных местах программы, что делает невозможным точную оценку производительности. Особенно это важно для систем, работающих в реальном времени, ведь оценка по наихудшему результату приведёт к тому, что ресурсы процессора будут использованы не полностью. Таким образом, в этих системах задача точной оценки производительности суперскалярных ЦСП остаётся открытой.

## Гибридные ЦСП

### Блок-схема гибридного ЦСП

Под гибридными ЦСП обычно понимают специализированные устройства, сочетающие в себе функцию микроконтроллера и цифрового сигнального процессора. Обычно такие изделия предназначены для выполнения одной функции — например, управления электрическими двигателями, или другими объектами в реальном времени. Другой широкой областью их применения в последнее время становится мобильная телефония, где ранее использовались два процессора — один обычный для управления функциями аппарата (дисплеем, клавиатурой), а другой для обработки голосовых сигналов (кодирование и т. д.).



Блок-схема гибридного ЦСП

Классификация ЦСП по назначению

В целом, по назначению ЦСП можно разделить на две группы:

ЦСП общего назначения;

Проблемно-ориентированные ЦСП.

«Проблемная ориентация» обычно относится не к дополнительным командам, а к набору встроенных специализированных периферийных устройств. Например, ЦСП, предназначенные для управления электродвигателями, могут содержать на кристалле генераторы сигналов ШИМ, контроллеры локальной промышленной сети и т. д. Процессоры, используемые для обработки голосовых сигналов, часто содержат модули манипуляции разрядами (ВМУ) и сопроцессоры исправления ошибок. В цифровых фото- и видеокамерах применяются ЦСП с модулями кодирования/декодирования MPEG1, MPEG4, JPG, MP3, AAC и др.

### **Программирование ЦСП**

Для программирования ЦСП обычно используют один из двух языков — ассемблер и С. Основные особенности ассемблеров ЦСП совпадают с аналогичными языками обычных микропроцессоров и, в целом, могут быть описаны как:

Язык ассемблера является машинно-ориентированным, то есть каждое семейство процессоров имеет язык, отличающийся от языка других семейств;

Одна команда на ассемблере обычно эквивалентна одной команде машинного языка;

При программировании на ассемблере программисту доступны все ресурсы процессора и системы, что позволяет использовать их максимально эффективно;

От программиста требуется хорошее знание архитектуры каждого конкретного процессора, с которым он работает, то есть требуемая квалификация персонала должна быть достаточно высокой;

Создание и отладка программ на ассемблере — длительный трудоёмкий процесс, также требующий высокой квалификации.

С другой стороны, при использовании языков среднего и высокого уровня, в частности, С, можно заметно упростить и ускорить создание программ, но при этом ресурсы системы будут использоваться менее эффективно, по сравнению с программой, целиком написанной на ассемблере.

В реальности обычно используется подход, совмещающий достоинства как языков высокого уровня, так и эффективности программ на ассемблере. Выражается это в том, что

стандартные библиотеки обычно создаются на ассемблере, как и критичные ко времени исполнения и объёму памяти части кода. В то же время вспомогательные модули могут создаваться на языке высокого уровня, ускоряя и упрощая разработку программной системы в целом.

### Особенности ассемблеров ЦСП

К интересным особенностям ассемблеров ЦСП можно отнести следующее:

Наличие двух форм записи многих команд — мнемонической и алгебраической. Мнемоническая форма аналогична записи команд для обычных микропроцессоров, например, `ADD dst, src`. Другая, алгебраическая, в ассемблерах стандартных микропроцессоров используется реже, в то время как на языке ЦСП упомянутая команда может быть записана в виде `dst = dst + src`. Обычно ассемблеры ЦСП понимают обе формы записи, но, например, ассемблеры Analog Devices и Lucent Technologies используют только алгебраическую запись.

Средства организации стандартных структур, например, специальных аппаратных команд повторения одной команды или блока кода. При этом, в отличие от команд повторения обычных процессоров, ЦСП может пропускать цикл выборки кода повторяемой команды, что уменьшает время выполнения каждого повторения как минимум на 1 цикл шины, что при двухцикловой команде даёт двойной выигрыш по времени.

### Совместимость внутри семейств ЦСП

Обычно ЦСП выпускаются семействами, и изделия внутри семейств имеют аналогичные языки ассемблера, или даже совместимы на уровне машинных кодов. Также внутри семейства обычно используются одинаковые наборы библиотек подпрограмм. Как и в обычных микропроцессорах, зачастую старшие модели ЦСП могут исполнять машинный код младших моделей, либо их ассемблер включает все команды младших моделей как подмножество собственного набора команд.

### Отладка программ

Обычно отладка программ, написанных для ЦСП, производится с помощью специальных средств, включающих программные имитаторы и эмуляторы. В их состав также часто входят средства профилирования (измерения скорости выполнения блоков кода).

Цифровые сигнальные процессоры (DSP, Digital Signal Processors) принимают на вход предварительно оцифрованные физические сигналы, например, звук, видеоизображение, показания температуры, давления и положения, и производят над ними математические манипуляции. Внутренняя структура цифровых сигнальных процессоров специально разрабатывается таким образом, чтобы они могли очень быстро выполнять такие математические функции, как “сложение”, “вычитание”, “умножение” и “деление”.

Сигналы необходимо обработать так, чтобы информация, которую они содержат, могла быть отображена графически, проанализирована или преобразована в полезный сигнал иного типа. В реальном мире обнаружение сигналов, соответствующих физическим явлениям, таким как звук, свет, температура или давление, и манипуляции ими осуществляется аналоговыми компонентами. Затем, аналого-цифровой преобразователь берет реальный сигнал и преобразовывает его в цифровой формат в виде последовательности нулей и единиц. На данном этапе в процесс вступает цифровой сигнальный процессор, который осуществляет сбор оцифрованной информации и ее обработку. Далее он выдает оцифрованную информацию обратно в реальный мир для дальнейшего использования. Выдача информации осуществляется одним из двух способов – в цифровом или в аналоговом формате. Во втором случае оцифрованный сигнал пропускается через цифро-аналоговый преобразователь. Все эти действия выполняются на очень высокой скорости.

Для иллюстрации этой концепции рассмотрим приведенную ниже блок-схему, на которой показано, как цифровой сигнальный процессор используется в составе MP3 аудиоплеера. В фазе записи аналоговый звуковой сигнал поступает в систему от приемника или иного источника. Этот аналоговый сигнал преобразовывается в цифровой сигнал при помощи аналого-цифрового преобразователя и передается в цифровой сигнальный процессор. Цифровой сигнальный процессор выполняет кодирование в формат MP3 и сохраняет файл в память. В фазе воспроизведения файл извлекается из памяти, декодируется цифровым сигнальным процессором и преобразовывается при помощи цифро-аналогового преобразователя обратно в аналоговый сигнал, который может быть воспроизведен в акустической системе. В более сложном примере цифровой сигнальный процессор может выполнять дополнительные функции, например, регулировку громкости, частотную компенсацию и обеспечение интерфейса пользователя.

Информация, формируемая цифровым сигнальным процессором, может быть использована компьютером, например, для управления системами безопасности, телефонами, домашними кинотеатрами или сжатием видеоизображений. Сигналы могут подвергаться

сжатию (компрессии) для более быстрой и эффективной передачи из одного места в другое (например, в системах телеконференций для передачи речи и видеоизображений по телефонным линиям). Сигналы также могут подвергаться дополнительной обработке для повышения их качества или предоставления информации, которая изначально недоступна для восприятия человеком (например, в задачах эхокомпенсации в мобильных телефонах или компьютерного улучшения качества изображений). Физические сигналы могут обрабатываться и в аналоговой форме, однако цифровая обработка обеспечивает повышенное качество и быстродействие.

Поскольку цифровой сигнальный процессор является программируемым, он может быть использован в самых разнообразных задачах. При создании проекта вы можете написать собственное программное обеспечение или использовать программное обеспечение, обеспечиваемое компанией Analog Devices или сторонними компаниями.

Более подробную информацию о преимуществах применения цифровых сигнальных процессоров при обработке сигналов реального мира вы можете найти, прочитав первую часть статьи Цифровая обработка сигналов 101 – Вводный курс в проектирование систем цифровой обработки сигналов, которая называется “Зачем нужен цифровой сигнальный процессор?”

## Архитектура сигнального процессора

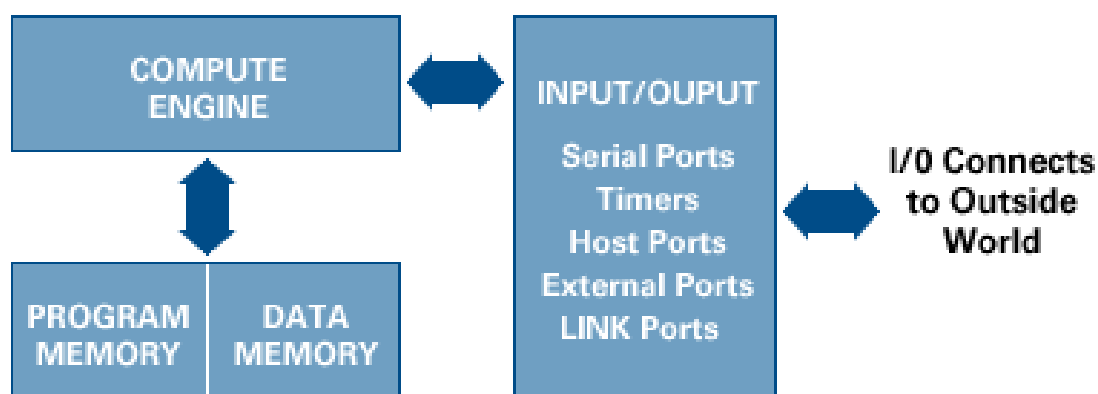
Цифровой сигнальный процессор включает в себя следующие ключевые компоненты:

Память программ: Содержит программы, которые цифровой сигнальный процессор использует для обработки данных

Память данных: Содержит информацию, которую необходимо обрабатывать

Вычислительное ядро: Выполняет математическую обработку, обращаясь к программе, содержащейся в памяти программ, и данным, содержащимся в памяти данных

Подсистема ввода/вывода: Осуществляет спектр функций для интерфейса с внешним миром



## Обзор архитектуры процессоров SHARC

### Супергарвардская Архитектура (Super Harvard Architecture)

32-разрядные процессоры с плавающей точкой SHARC® компании Analog Devices основаны на расширенной гардвардской (супергарвардской) архитектуре, которая обеспечивает сочетание исключительной производительности ядра и памяти с превосходной пропускной способностью ввода/вывода. В супергарвардской архитектуре оригинальная концепция отдельных шин памяти программ и памяти данных расширена за счет добавления процессора ввода/вывода с отдельными шинами. Помимо архитектурных решений, призванных удовлетворить потребности самых ресурсоемких задач обработки сигналов в режиме реального времени, в процессорах SHARC интегрированы блоки памяти большого объема и различные специализированные периферийные модули, предназначенные для упрощения процесса проектирования и сокращения времени от задумки концепции до выхода продукта на рынок.



На сегодняшний день линейка процессоров SHARC включает в себя четыре поколения программно совместимых продуктов, варьирующихся от компонентов начального уровня стоимостью менее 10\$ до компонентов с наивысшим быстродействием, которые обеспечивают производительность арифметических операций в форматах с фиксированной и плавающей точкой до 450 МГц/2700 MFLOPs (миллионов операций с плавающей точкой в секунду). Независимо от выбранного продукта все процессоры семейства SHARC обладают общим набором особенностей и функциональных возможностей, которые могут представлять интерес во многих отраслях электроники и задачах цифровой обработки сигналов. Эта унификация функциональных возможностей позволяет пользователям процессоров SHARC использовать существующее программное обеспечение и накопленный опыт при переходе к продуктам семейства с большей производительностью и большей степенью интеграции.

#### Общие архитектурные особенности

Арифметика с 32/40-разрядными числами в формате с плавающей точкой стандарта IEEE

32-разрядные умножители чисел в формате с фиксированной точкой с 64-разрядным произведением и 80-разрядным накоплением

Отсутствие арифметического конвейера; все вычисления выполняются за один такт

Аппаратная поддержка адресации циклических буферов

32 указателя адреса для поддержки 32 циклических буферов

Аппаратная поддержка до шести вложенных циклов с нулевыми непроизводительными издержками

Алгебраический синтаксис языка ассемблера с богатым набором операций

Набор команд с поддержкой условных арифметических операций, манипуляции битами, деления и взятия квадратного корня, а также извлечения и внесения битовых полей

Контроллер прямого доступа к памяти (DMA) для фоновых пересылок данных с нулевыми непроизводительными издержками, осуществляемых на максимальной рабочей частоте без вмешательства ядра процессора

Продукты первого поколения семейства SHARC обладают производительностью до 66 МГц/ 198 MFLOPs и образуют фундамент семейства процессоров SHARC. Их простой в применении набор команд, поддерживающий 32-разрядные данные в формате с фиксированной точкой и 32/40-разрядные в формате с плавающей точкой, в комбинации с большим объемом памяти и продвинутыми портами связи позволяют использовать данные процессоры в широком спектре задач, требующих параллельных вычислений, в таких областях, как бытовая

аудиоаппаратура, медицинские системы визуальной диагностики, военная электроника, промышленная и измерительная техника.

Продукты второго поколения семейства SHARC дают повышение производительности в задачах обработки сигналов в два раза (100 МГц / 600 MFLOPs) за счет поддержки режима SIMD (Single-Instruction, Multiple-Data, одна команда-много данных). Благодаря расширению аппаратных средств количество вычислительных ресурсов, доступных для системного программиста, удваивается по сравнению с процессорами SHARC первого поколения. Продукты второго поколения содержат два набора умножителей, АЛУ, устройств сдвига и регистровых файлов данных, что приводит к значительному увеличению общей производительности системы в разнообразных задачах. Особый интерес это может представлять для бытовых, автомобильных и профессиональных аудиосистем, в которых режим SIMD обеспечивает эффективное выполнение алгоритмов, связанных с обработкой стереосигналов.

Продукты третьего поколения семейства SHARC основаны на усовершенствованной архитектуре SIMD, которая позволяет увеличить производительность процессорного ядра до 450 МГц/2700 MFLOPs. В них также интегрированы разнообразные конфигурации постоянной памяти (ROM) и специализированные периферийные модули для аудиосистем, обеспечивающие сокращение времени от задумки концепции до выпуска продукта на рынок и сократить общую стоимость компонентов системы. Повышенный уровень производительности и интеграции периферийных модулей позволяет рассматривать процессоры SHARC третьего поколения в качестве однокристальных решений для разнообразных приложений обработки звука.

Четвертое поколение процессоров SHARC<sup>®</sup> на сегодняшний день включает в себя ADSP-21486, ADSP-21487, ADSP-21488 и ADSP-21489. Эти процессоры обладают повышенной производительностью, имеют аппаратные ускорители операций фильтрации, прикладные периферийные модули и периферийные модули для аудиосистем, а также новые конфигурации памяти с поддержкой новейших алгоритмов декодирования объемного звука. Все устройства совместимы друг с другом по выводам и обладают полной программной совместимостью со всеми предыдущими процессорами SHARC. Эти новые представители четвертого поколения семейства процессоров SHARC построены на базе ядра, работающего в режиме SIMD с поддержкой арифметических операций над 32-разрядными числами в формате с фиксированной точкой и 32-/40-разрядными числами в формате с плавающей точкой, что делает их особенно привлекательными для высококачественных систем обработки звука.

## **Обзор архитектуры процессоров Blackfin**

Процессоры Blackfin - это новая разновидность 16-/32-разрядного встраиваемого процессора, который разработан с учетом требований к вычислительной производительности и потребляемой мощности, предъявляемых в современных встраиваемых системах связи, обработки звука и видеоизображений. Процессоры Blackfin, основанные на микросигнальной архитектуре (Micro Signal Architecture, MSA), которая разработана совместно с корпорацией Intel, совмещают в себе 32-разрядный набор команд, характерный для процессоров типа RISC, два блока обработки сигналов с 16-разрядным умножением-накоплением (multiply accumulate, MAC) и упрощающие практическое применение атрибуты, типичные для универсальных микроконтроллеров. Эта комбинация позволяет процессорам Blackfin одинаково хорошо справляться как с задачами обработки сигналов, так и с функциями управления, и во многих случаях избавляет от необходимости применения отдельных гетерогенных процессоров. Такая способность значительно упрощает реализацию программного и аппаратного обеспечения.

Процессоры семейства Blackfin также обладают наилучшими в отрасли показателями потребляемой мощности, поддерживая работу с напряжением питания вплоть до 0.8 В. Подобная комбинация высокой производительности и низкого энергопотребления крайне важна для удовлетворения потребностей современных и будущих систем обработки сигналов в таких областях, как широкополосная беспроводная связь, мобильная связь и обработка звука/видеоизображений в устройствах с подключением к сети Internet.

Применение любого процессора семейства Blackfin дает разработчику системы целый ряд фундаментальных преимуществ:

Комбинация высокопроизводительной обработки сигналов и эффективного выполнения функций управления открывает множество новых рынков и приложений.

Возможности динамического управления энергопотреблением (DPM, Dynamic Power Management) позволяют разработчику изменять потребляемую устройством мощность в соответствии с требованиями к проектируемой системе.

Простые в применении смешанный набор 16-/32-разрядных команд и комплект средств разработки обеспечивают минимизацию времени, затрачиваемого на проектирование продукта.

Высокопроизводительное процессорное ядро

Архитектура процессоров Blackfin основана на ядре RISC MK/DSP с 10-уровневым конвейером и смешанным набором 16-/32-разрядных команд, который разработан специально для обеспечения оптимальной плотности кода. Архитектура процессоров Blackfin также обладает полной поддержкой режима SIMD (одна команда - много данных) и имеет

специализированные команды для ускорения обработки неподвижных и видеоизображений. Она хорошо подходит для выполнения всех требуемых задач обработки/анализа сигналов, а также эффективного выполнения функций управления в стиле МК с архитектурой RISC MCU в рамках одноядерного или двухъядерного устройства. Благодаря оптимальной плотности кода и малой потребности в его оптимизации можно добиться сокращения времени от задумки концепции до выхода готовой продукции на рынок без характерных для традиционных процессоров проблем, связанных с потолком производительности.

#### Прямой доступ к памяти с высокой пропускной способностью

Все процессоры Blackfin имеют несколько независимых контроллеров прямого доступа к памяти (DMA), которые поддерживают автоматизированный обмен данными с ядром с минимальными непроизводительными издержками. Пересылки DMA могут осуществляться между областями внутренней памяти и любым из множества поддерживающих режим DMA периферийных модулей. Также пересылки могут осуществляться между периферийными модулями и внешними устройствами, подключаемыми к интерфейсам внешней памяти, включая контроллер SDRAM и контроллер асинхронной памяти.

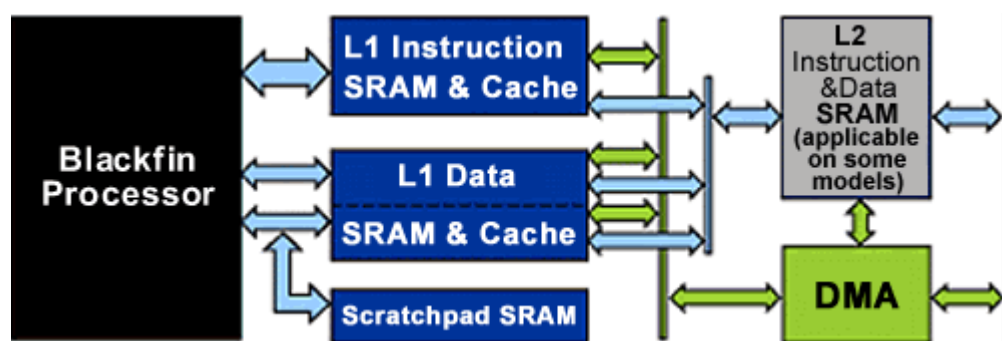
#### Команды для обработки видеоизображений

В дополнение к аппаратной поддержке 8-разрядных слов данных, которые являются стандартными для многих алгоритмов обработки пикселей, архитектура процессоров Blackfin включает в себя команды, которые предназначены специально для повышения производительности в задачах обработки видеоизображений. Так, например, дискретное косинусное преобразование (DCT, Discrete Cosine Transform) поддерживается операцией округления IEEE 1180, а команда "SUM ABSOLUTE DIFFERENCE" (сумма модулей разности) может быть использована в алгоритмах определения движения, которые применяются стандартах сжатия видеоизображений MPEG2, MPEG4 и JPEG.

Реализация алгоритмов сжатия видеоизображений программными средствами позволяет производителям оборудования адаптироваться к эволюции стандартов и новым требованиям к функциональным возможностям без внесения изменений в аппаратную часть. Расширенный набор команд позволяет рассматривать процессоры Blackfin в качестве потенциальных кандидатов для решения задач, которые прежде решались преимущественно при помощи специализированных микросхем, медиапроцессоров с архитектурой VLIW или аппаратных чипсетов. Применение процессора Blackfin, в конечном итоге, поможет снизить общую стоимость системы, сократив при этом время от задумки концепции до выхода готовой продукции на рынок.

### Эффективное выполнение задач

Архитектура процессоров Blackfin также обладает рядом достоинств, которые наиболее часто встречаются в процессорах для задач управления с архитектурой RISC. К ним относятся иерархическая система памяти с широкими возможностями, превосходная плотность порождаемого кода и множество характерных для микроконтроллеров периферийных модулей, включая контроллер уровня MAC 10/100 Ethernet, порты UART и SPI, контроллер CAN, универсальные таймеры с поддержкой ШИМ, сторожевой таймер, часы реального времени, а также контроллеры синхронной и асинхронной памяти. Все перечисленные особенности дают разработчику системы огромную свободу при одновременной минимизации стоимости системы



### Иерархическая модель памяти

Архитектура памяти процессоров Blackfin поддерживает блоки памяти первого (L1) и второго (L2) уровня. Память L1 подключена непосредственно к ядру процессора, работает с полной системной тактовой частотой и обеспечивает максимальную производительность для критичных к времени исполнения сегментов алгоритма. Память L2 имеет больший объем и несколько меньшую производительность, однако обращение к ней, все равно, производится быстрее, чем к внешней памяти.

Структура памяти L1 реализована таким образом, что она обеспечивает производительность, необходимую для задач обработки сигналов, и при этом обладает простой моделью программирования, характерной для универсальных микроконтроллеров. Это достигается за счет того, что память L1 может быть сконфигурирована как статическая оперативная память (SRAM), кэш-память или их комбинация. Благодаря поддержке моделей программирования SRAM и кэш-памяти разработчики систем могут разместить критичные к обработке в режиме реального времени наборы данных, для которых необходима высокая пропускная способность и малая задержка обращения, в SRAM, а задачи управления/поддержки ОС, работающие в более "мягком" режиме реального времени - в кэш памяти.

Блок управления памятью (Memory Management Unit, MMU) обеспечивает формат защиты памяти, который, в комбинации с поддерживаемыми ядром пользовательским

режимом и режимом супервизора, позволяет реализовать полнофункциональную операционную систему реального времени (ОСРВ). ОСРВ работает в режиме супервизора, выделяя блоки памяти и другие системные ресурсы для пользовательского программного обеспечения, которое работает в пользовательском режиме. подобным образом MMU обеспечивает изолированную и защищенную среду для надежной работы систем и приложений.

#### Превосходная плотность кода

Архитектура процессоров Blackfin поддерживает команды разной длины. Очень часто используемые команды управления кодируются компактными 16-разрядными словами, а команды обработки сигналов, используемые при интенсивных математических вычислениях - 32-разрядными словами. Процессор смешивает 16-разрядные команды управления с 32-разрядными командами обработки сигналов, komponуя их в 64-разрядные группы для максимально компактного размещения в памяти. При кэшировании и выборке команд ядро автоматически использует полную разрядность шины, поскольку ограничения на выравнивание команд отсутствуют. Комбинация этих двух особенностей позволяет процессорам Blackfin достигать показателей плотности кода, сопоставимой с передовыми RISC процессорами.

#### Динамическое управление энергопотреблением

Во всех процессорах Blackfin реализовано множество методов сбережения электроэнергии. Ядро процессоров Blackfin работает со стробированным тактовым сигналом и способно выборочно отключать питание функциональных модулей в каждой команде. Процессоры Blackfin также поддерживают несколько режимов пониженного энергопотребления для периодов времени, характеризующихся малой активностью или отсутствием активности ЦП. И, наконец, вероятно наиболее важной особенностью является интегрированная в процессорах Blackfin схема динамического управления энергопотреблением, при помощи которой можно независимо управлять рабочей частотой И напряжением питания в зависимости от требований к производительности, предъявляемых исполняемым в текущий момент времени приложением. Переходы из одного состояния могут осуществляться непрерывно под управлением ОСРВ или пользовательской программы. Большинство процессоров Blackfin имеют интегрированную схему стабилизации напряжения ядра и способны работать с напряжением ядра от 0.8 В, благодаря чему они идеально подходят для портативных устройств, в которых требуется длительный срок службы батарей.

#### Простота применения

Один процессор Blackfin может быть использован в многих задачах, в которых прежде требовалась комбинация высокопроизводительного сигнального процессора и отдельного

эффективного управляющего процессора. Это значительно сокращает время и стоимость проектирования, позволяя, в конечном итоге, ускорить процесс выхода нового продукта на рынок. Кроме того, в ходе разработки может быть использован один набор инструментов, за счет чего сокращаются начальные вложения разработчика системы и упрощается процесс обучения новым средствам.

## Когерентное обнаружение

Когерентное обнаружение привлекло большое внимание к оптической связи в 1980-х годах и считалось эффективной технологией для достижения высокой чувствительности и, следовательно, увеличения расстояний между ретрансляторами. Отчасти из-за трудностей с реализацией в реальном времени, а отчасти из-за появления оптических усилителей в 1990-х годах преимущество когерентного обнаружения в чувствительности приемника уменьшилось, и прямое обнаружение стало основной технологией обнаружения для систем оптической связи до 2010 года.

С развитием высокоскоростной электроники и технологии цифровой обработки сигналов (DSP) когерентное обнаружение возродилось в конце 2000-х и коренным образом изменило индустрию оптической связи. Одной из отличительных черт современных цифровых когерентных оптических систем связи является массовое использование DSP. Не только несущая частота, восстановление фазы и отслеживание поляризации, основные препятствия для аналоговых реализаций когерентного обнаружения в предыдущие годы, могут быть реализованы с помощью DSP, большинство искажений в системах оптической передачи можно компенсировать в электрической области с помощью DSP, что значительно упрощает управление и увеличивает гибкость оптических сетей связи.

Когерентное обнаружение не только увеличивает чувствительность приемника, но, что более важно, позволяет модуляцию информацией в фазе и поляризации и, таким образом, имеет возможность значительно повысить спектральную эффективность. Благодаря быстрому развитию ключевых технологий, таких как сложные форматы модуляции, кодирование и цифровая обработка сигналов, за последние несколько лет был достигнут значительный прогресс в цифровой когерентной оптической связи, ставшей основной технологией для высокоскоростных оптических транспортных сетей.

С момента первой демонстрации оптоволоконной системы передачи в 1977 году требования к большей пропускной способности и большему радиусу действия всегда были движущими силами развития этой новой технологии связи. Менее чем за четыре десятилетия пропускная способность по одному волокну увеличилась более чем на пять порядков: с первых 45 Мбит/с с использованием прямой модуляции и прямого обнаружения до более 8,8 Тбит/с с использованием цифровой технологии когерентной оптической передачи. Между тем, дальность оптической передачи увеличилась с нескольких километров до более чем 10 000 км. Столь резкий рост емкости и охвата стал возможен благодаря серии крупных достижений в



области устройств, подсистем и системных технологий, включая лазеры, модуляторы, волокна, оптические усилители и фотодетекторы, а также способов модуляции, кодирования и коррекции искажений.

Первое поколение волоконно-оптических линий связи было разработано в конце 1970-х годов и работало по многомодовым волокнам в диапазоне 0,8 мкм с использованием полупроводниковых лазеров на основе GaAs. Хотя общая пропускная способность первой коммерческой системы составляла всего 45 Мбит/с с дальностью разнеса ретрансляторов 10 км, эти характеристики превосходили параметры коаксиальных систем.

Благодаря достижениям в области технологий полупроводниковых лазеров и фотодетекторов на основе InGaAsP и совершенствованию технологий производства одномодовых волокон второе поколение систем переместилось в диапазон длин волн 1,3 мкм, используя преимущества малого затухания и низкой дисперсии одномодовых волокон. В 1981 году в лабораторном эксперименте была продемонстрирована передача со скоростью 2 Гбит/с по одномодовому волокну длиной 44 км. К 1987 году оптоволоконные системы связи второго поколения, работающие со скоростью передачи данных до 1,7 Гбит/с и с разнесением ретрансляторов около 50 км, были коммерчески доступны. Дальность оптической передачи волоконных систем связи второго поколения была ограничена потерями в волокне на рабочей длине волны 1,3 мкм (порядка 0,5 дБ/км). Потери в кварцевых волокнах приблизились к минимуму в диапазоне 1,55 мкм. Действительно, в 1979 г. в этой спектральной области были реализованы потери 0,2 дБ/км. Однако внедрение систем третьего поколения, работающих на 1,55 мкм, сдерживалось из-за большой дисперсии волокон в области 1,55 мкм. Обычные полупроводниковые InGaAsP лазеры с резонаторами типа Фабри – Перо не могли быть использованы из-за дисперсии импульса, возникающего в результате одновременной генерации нескольких продольных мод.

Для решения проблемы дисперсии были применены два метода: разработка волокна со смещенной дисперсией для минимизации дисперсии около 1,55 мкм и использование лазера с распределенной обратной связью (DFB). Совместное использование этих двух методов позволило в 1985 г. успешно продемонстрировать скорость передачи данных до 4 Гбит/с на расстояниях более 100 км. Системы оптоволоконной связи третьего поколения, работающие на скорости 2,5 Гбит/с, стали коммерчески доступны в 1990 году с типичным оптическим радиусом действия 60–70 км. Такие системы способны работать со скоростью до 10 Гбит/с. Для дальнейшего увеличения охвата оптической передачи и уменьшения количества дорогостоящих оптико-электрооптических ретрансляторов (О-Е-О) для передачи на большие расстояния в

конце 1980-х годов усилия были сосредоточены на технологии когерентной оптической передачи. Цель заключалась в повышении чувствительности оптического приемника за счет использования местного генератора (гетеродина) для усиления принимаемого оптического сигнала. Потенциальные преимущества технологии когерентной передачи были продемонстрированы во многих системных экспериментах. Однако коммерческое внедрение таких систем было отложено из-за появления в 1989 году волоконных усилителей, на основе волокон легированных эрбием (EDFA). Четвертое поколение волоконных систем связи использует оптическое усиление для увеличения разнесения ретрансляторов О–Е–О и мультиплексирование с разделением по длине волны (WDM) для увеличения общей емкости. Пришествие технологии WDM в сочетании с EDFA начали революцию, которая привела к удвоению пропускной способности системы каждые 6 месяцев (или около того). В результате к 2001 году оптические системы связи работали со скоростью более 1 Тбит/с. В большинстве WDM систем потери в волокне компенсируются путем размещения EDFA на расстоянии 60–80 км друг от друга. Усилители EDFA стали коммерчески доступными к 1990 году. В 1991 году была экспериментально продемонстрирована возможность передачи данных на расстояние более 21 000 км со скоростью 2,5 Гбит/с и более 14 300 км со скоростью 5 Гбит/с. Эти характеристики доказали, что полностью оптическая подводная система передачи на основе усилителя может использоваться для межконтинентальной связи. К 1996 году с использованием реальных подводных кабелей была продемонстрирована не только передача на расстояние 11 300 км со скоростью 5 Гбит/с, но также стали доступны коммерческие трансатлантические и транстихоокеанские кабельные системы. С тех пор во всем мире было развернуто большое количество подводных волоконно-оптических систем связи.

В конце 1990-х и начале 2000-х годов было предпринято несколько попыток дальнейшего увеличения пропускной способности по одному волокну.

В первом варианте решения усилия были сосредоточены на увеличении пропускной способности системы за счет передачи все большего количества спектральных каналов. В основном это было достигнуто путем уменьшения полосы пропускания канала за счет лучшей стабилизации длины волны лазера и разработки устройств плотного мультиплексирования и демультимплексирования длин волн. В то же время были исследованы и новые виды схем усиления. Спектральный диапазон усиления EDFA, известный как диапазон С (conventional), охватывает только длины волн 1,53–1,57 мкм. Полоса пропускания усилителя была расширена как в длинноволновую, так и в коротковолновую стороны, что привело к появлению полос L и

S соответственно. Был интенсивно исследован метод рамановского усиления, который можно использовать для усиления сигналов во всех S, C и L диапазонах длин волн.

Второй ряд мер был направлен на увеличение битовой скорости каждого канала в сигнале WDM. Начиная с 2000 года, во многих экспериментах использовались каналы со скоростью 40 Гбит/с. Такие системы требуют высокопроизводительного оптического модулятора, а также чрезвычайно тщательного контроля хроматической дисперсией (CD) волокна, дисперсией мод поляризации (PMD) и нелинейностью волокна. Было разработано оптоволокно с компенсацией дисперсии (DCF), а также были изучены различные методы управления дисперсией для лучшего управления нелинейностью оптоволокна. Эти усилия привели в 2000 году к эксперименту со скоростью 3,28 Тбит/с, в котором 82 канала, каждый со скоростью 40 Гбит/с, были переданы на расстояние более 3000 км. В течение года пропускная способность системы была увеличена почти до 11 Тбит/с (273 канала WDM, каждый со скоростью 40 Гбит/с), но дальность передачи была ограничена 117 км. В другом рекордном эксперименте 300 каналов, каждый со скоростью 11,6 Гбит/с, были переданы на расстояние 7380 км. К концу 2000 года появились коммерческие наземные системы с пропускной способностью 1,6 Тбит/с.

До начала 2000-х годов все коммерческие оптические системы передачи использовали прямую модуляцию, простой двухуровневый формат без возврата к нулю (NRZ) и метод прямого обнаружения. Впечатляющий рост пропускной способности оптоволокна был достигнут в основном за счет развития технологий фотоники, хотя кодирование с прямым исправлением ошибок (FEC forward error correction) также сыграло значительную роль в расширении досягаемости систем WDM со скоростью 10 Гбит/с на канал.

Начиная с систем WDM со скоростью 40 Гбит/с на канал, стало очевидным, что необходимы более эффективные в спектральном отношении форматы модуляции для дальнейшего увеличения пропускной способности оптоволокна для удовлетворения постоянно растущих требований к полосе пропускания. Форматы модуляции с высокой спектральной эффективностью (SE spectral-efficiency) могут эффективно увеличить совокупную пропускную способность, не прибегая к расширению оптической полосы пропускания, которая в значительной степени ограничена полосой пропускания оптического усилителя. Использование форматов модуляции с высоким SE также помогает снизить требования к скорости трансивера. Кроме того, системы с высоким SE обычно более терпимы к дисперсии CD и PMD оптоволокна, поскольку они используют меньшую полосу пропускания при той же битовой скорости передачи данных.

Ранние попытки достичь высокой спектральной эффективности использовали прямое обнаружение. Первым широко исследованным форматом модуляции с SE более 1 бит/символ была оптическая дифференциальная квадратичная фазовая манипуляция (DQPSK) с дифференциальным обнаружением. Это формат модуляции с постоянной интенсивностью, который может передавать 2 бита/символ, что соответствует теоретической спектральной эффективности 2 бит/с/Гц. Благодаря постоянной интенсивности, свойственной этому формату модуляции, он также демонстрирует отличную устойчивость к нелинейности волокна. Для дальнейшего увеличения SE и чтобы выйти за ограничение 2 бит/с/Гц, было предложено мультиплексирование с поляризационным разделением (PDM) в сочетании с DQPSK. Однако, поскольку состояние поляризации световой волны не сохраняется во время передачи, требуется динамическое управление поляризацией на приемнике для восстановления переданных сигналов. Потребность в более высоком SE и развитии цифровой обработки сигналов (DSP) в конечном итоге возрождает когерентную оптическую связь.

Концепция цифровой когерентной связи была предложена несколькими исследовательскими группами примерно в 2004–2005 годах. Вскоре эта технология была признана лучшей технологией для систем передачи WDM 40 Гбит/с, 100 Гбит/с и выше, в основном по следующим причинам:

1) когерентная технология сохраняет информацию об амплитуде и фазе, предоставляя все четыре измерения оптического поля для кодирования информации (синфазная и квадратурная составляющие в каждой из двух ортогональных поляризаций), таким образом, предлагает гораздо большую спектральную эффективность, чем системы прямого обнаружения с модуляцией интенсивности (IMDD);

2) когерентные технологии включают мощный DSP, который помогает решить проблемы хроматической и поляризационной модовой дисперсии, с которой сталкиваются системы IMDD выше 10 Гбит/с, и тем самым обеспечивает значительно увеличенную пропускную способность на тех же или даже больших расстояниях;

3) когерентное обнаружение обеспечивает лучшую чувствительность, чем системы IMDD.

Появление цифрового когерентного обнаружения привело к значительному увеличению спектральной эффективности и пропускной способности оптического волокна за последние несколько лет. В лабораторных экспериментах SE систем оптической связи была увеличена с 0,8 бит/с/Гц до более чем 14,0 бит/с/Гц в одномодовом волокне, а пропускная способность одного волокна составила более 100 Тбит/с. Использование технологии цифрового

когерентного обнаружения также позволяет исследовать несколько новых возможностей для дальнейшего увеличения пропускной способности или производительности оптической сети. Например, емкость волокна может быть дополнительно увеличена за счет использования маломодовых волокон с помощью мультиплексирования с разделением мод (MDM), которое обеспечивается когерентным обнаружением и DSP. Когерентная технология и DSP также обеспечивают оптическую передачу с изменяемой скоростью, что имеет решающее значение для будущих гибких оптических сетей. Поскольку когерентное обнаружение обеспечивает более высокую чувствительность приемника, чем прямое обнаружение, эта технология также может способствовать развитию технологий интегральной кремниевой фотоники, которая оказывается в проигрыше по сравнению с традиционными дискретными оптическими системами по величине вносимых оптических потерь.

#### Концепция когерентного обнаружения.

После демонстрации в 2005 г. нового поколения приемников – цифровых когерентных приемников – повсеместный интерес к когерентным системам связи вновь возродился. Он обусловлен возможностями реализации в этих системах множества разнообразных многоуровневых форматов модуляции. Кроме того, цифровая обработка сигналов в электронной форме позволяет компенсировать искажения, связанные, например, с хроматической и поляризационной модовой дисперсией. Существенным недостатком первых когерентных систем связи была их высокая поляризационная чувствительность. Однако проблема была решена благодаря изобретению поляризационной диверсификации (polarization diversity).

#### Системы оптической связи прямого обнаружения без DSP

Множество коммерческих систем оптической связи по-прежнему являются системами прямого обнаружения без DSP на стороне приемника. Блок-схема системы оптической связи прямого обнаружения показана на рисунке 1. Передатчик системы оптической связи прямого обнаружения использует модуляцию интенсивности, а приемник является приемником прямого обнаружения. Входной электрический сигнал модулируется схемой возбуждения и

преобразуется в оптический сигнал для передачи по оптическому волокну. В качестве источника света обычно используется светоизлучающий диод (LED) или полупроводниковый лазерный диод (LD), в то время как источник света выбирается в соответствии с различными требованиями к характеристикам системы. После того, как оптический сигнал передается по оптическому волокну, он вводится в оптический приемник, и оптический сигнал преобразуется фотодетектором в электрический сигнал. После того, как электрический сигнал усиливается, сигнал формируется восстановлением сигнала, и, наконец, выводится электрический сигнал. Фотоприемник может использовать фотодиод (PIN) или лавинный фотодиод (APD), где чаще всего используется PIN.

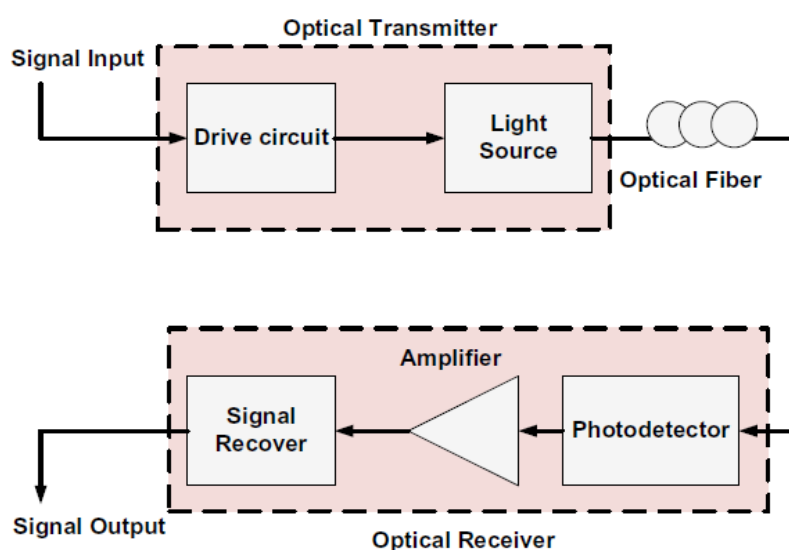


Рисунок 1. Схема системы связи с прямым обнаружением

Система оптической связи прямого обнаружения без DSP получила широкое распространение благодаря своей простой конструкции и низкой стоимости. Большинство коммерческих оптических систем связи со скоростью передачи данных 40 Гбит/с или ниже являются системами прямого обнаружения, тем не менее, приемник прямого обнаружения имеет низкую чувствительность и низкочастотную полосу пропускания, что не может полностью раскрыть превосходство волоконно-оптического кабеля. Сегодня, с быстрым увеличением объема информации, прямое обнаружение систем оптической связи без DSP постепенно перестает отвечать потребностям людей в связи, наступает эра систем оптической связи с DSP.

## Системы оптической связи прямого обнаружения с DSP

В ближайшем будущем пассивные оптические сети (PON) и соединения центров обработки данных с малой протяженностью могут достичь скоростей до 100 Гбит/с. В этих сетях очень важны стоимость, размер и энергопотребление. Системы когерентного обнаружения могут легко обеспечить эту скорость передачи данных, но они дороже, имеют больший размер и требуют большей мощности, чем системы прямого обнаружения. Таким образом применение когерентного обнаружения в подобных сетях критичных к стоимости затруднено и модуляция интенсивности в сочетании с прямым обнаружением по-прежнему является лучшим выбором. Но если мы используем модуляцию ООК с низкой спектральной эффективностью, скорость передачи будет очень высокой. Для оптического сигнала 100 Гбит/с скорость передачи данных превышает 100 Гбод, если учесть избыточность на прямую коррекцию ошибок (FEC). Требуемая полоса пропускания оптических и электрических компонентов составляет до 50 ГГц. Компоненты с такой пропускной способностью очень дороги. Поэтому вводятся форматы модуляции с высокой спектральной эффективностью, такие как PAM, DMT и CAP. Обычно для генерации этих сигналов необходим DSP как на стороне передатчика, так и на стороне приемника. Однако, если полоса пропускания компонентов достаточно велика, PAM не нуждается в DSP. Но PAM с DSP обычно может обеспечить лучшую производительность, потому что PAM чувствителен к нелинейным эффектам в оптических и электрических компонентах. Искажения, вызванные этими нелинейными эффектами, можно компенсировать с помощью DSP.

Принцип работы когерентных приемников оптических сигналов.

Принцип работы когерентных систем связи хорошо известен по его применению в радиосвязи. В оптическом передатчике информация преобразуется в модуляцию амплитуды или фазы (частоты) несущей волны. В когерентном приемнике информационный сигнал смешивается с непрерывным когерентным излучением опорного источника (ОИ). Смешанное излучение передается на квадратичный фотоприемник. Термин «квадратичный» в отношении приемника применяется в том смысле, что фототок приемника, используемый для дальнейшей обработки, пропорционален числу фотонов, падающих на него в единицу времени, или квадрату амплитуды электрического поля.

Оптическая схема когерентного приемника показана на рисунке 2.

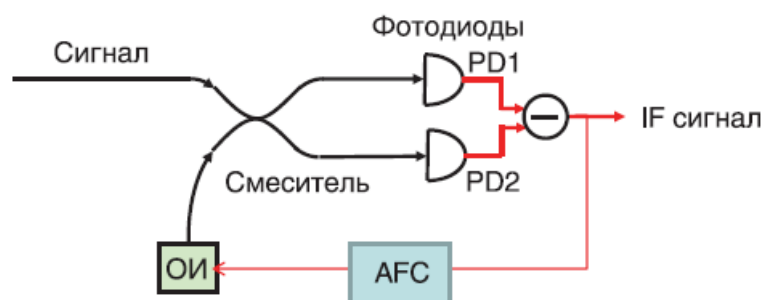


Рисунок 2. Оптическая схема когерентного приемника

На рисунке 2 обозначены: ОИ – источник опорного излучения (local oscillator, LO), AFC – цепь обратной связи)

Если частота источника опорного излучения не равна несущей частоте оптического сигнала, то когерентный приемник называется гетеродинным. Принцип работы когерентного гетеродинного приемника поясняется на рисунке 3. Слева показаны спектры оптического сигнала (трапеция), несущей волны (черная стрелка) и опорного излучения (красная стрелка). Справа на рисунке показаны спектры сигнала (трапеция) и несущая на промежуточной частоте.

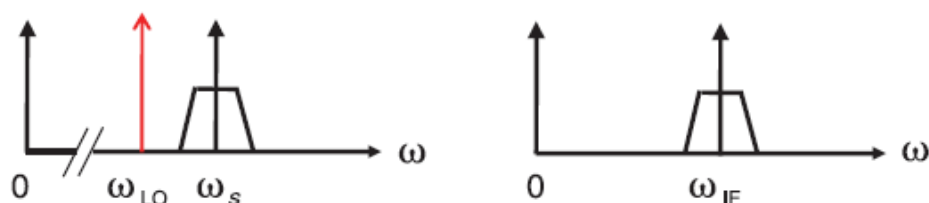




Рисунок 3. Принцип работы когерентного гетеродинного приемника

Электрический сигнал, формируемый гетеродинным фотоприемником, содержит компоненту на разностной (или промежуточной) частоте, переносящую всю информацию, закодированную в исходном оптическом сигнале.

Если частота опорного излучения совпадает с частотой несущей волны оптического сигнала, то когерентная система называется гомодинной. Принцип работы гомодинной системы поясняется на рисунке 4. На рисунке 3 сверху вверху показаны спектры оптического сигнала (трапеция) и опорного излучения (красная стрелка), спектр несущей совпадает со спектром опорного излучения; внизу справа – спектр сигнала биений (трапеция); слева – спектр комплексной огибающей несущей, восстанавливаемой с помощью фазовой диверсификации.

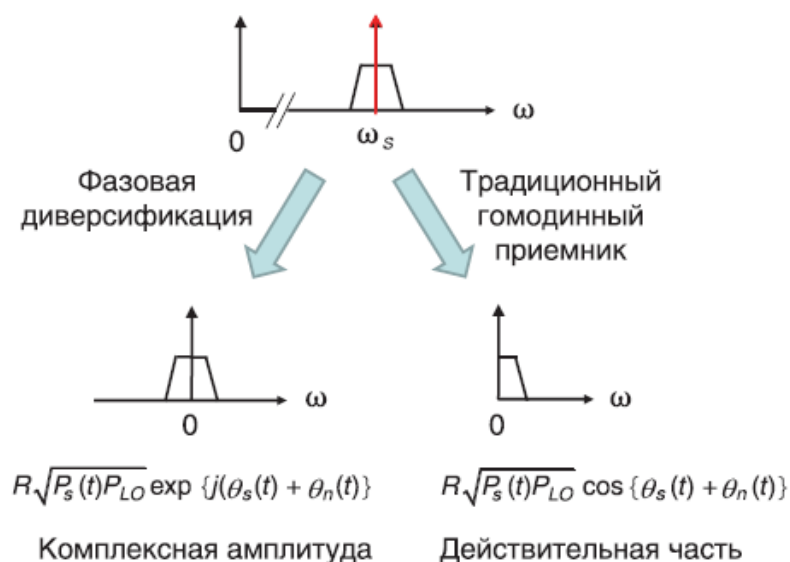


Рисунок 4. Принцип работы когерентного гомодинного приемника

Если в когерентном приемнике используется только один фотодиод, регистрирующий низкочастотную огибающую биений оптического сигнала и опорного излучения, то в электрическом сигнале содержится не вся информация, закодированная в оптическом сигнале, поскольку комплексная огибающая оптического поля преобразуется в сигнал, пропорциональный действительной части комплексной амплитуды (рисунок 3). Использование второго приемника, на который подается опорное излучение, сдвинутое по фазе на  $\pi/2$ , позволяет сформировать второй электрический сигнал, пропорциональный мнимой части

комплексной огибающей оптического сигнала. Такой технический прием называется фазовой диверсификацией.

Для получения максимального электрического сигнала на разностной частоте поляризация обеих смешиваемых волн должна совпадать. Поляризация излучения в обычном телекоммуникационном волокне изменяется случайным образом. Использование же для передачи информации волокна, поддерживающего поляризацию, экономически нецелесообразно. Для устранения поляризационной зависимости сигнала от когерентного приемника применяется схема с двумя гетеродинами и ортогонально поляризованными компонентами опорного излучения, показанная на рисунке 5.

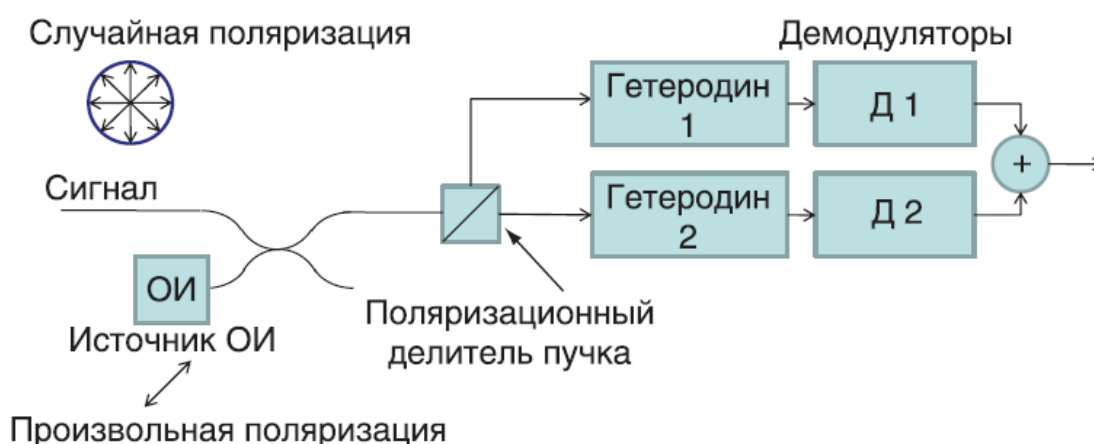


Рисунок 5. Когерентный приемник, нечувствительный к поляризации сигнала (принцип поляризационной диверсификации)

Такой способ гетеродинирования получил название поляризационной диверсификации.

Когерентные оптические приемники линейно преобразуют и амплитудную и фазовую информацию оптического сигнала в электрический сигнал при помощи гетеродинного или гомодинного приема. При достаточной мощности опорного излучения чувствительность когерентных приемников может приближаться к квантовому пределу чувствительности. Фазовая чувствительность когерентных приемников дополнительно повышает их чувствительность по сравнению с традиционными амплитудными приемниками.

В 1980-е гг. многими исследовательскими группами были проведены эксперименты по сверхдальней передаче информации в когерентных системах связи без использования повторителей. Однако важность предельно высокой чувствительности когерентных приемников

существенно снизилась после изобретения и начала широкого применения эрбиевых усилителей (EDFA). Это связано с тем, что отношение сигнал/шум (SNR) в системах связи с оптическими усилителями определяется уровнем накопленных шумов усиленного спонтанного излучения (ASE), а не квантовыми шумами. Нельзя забывать также о технических трудностях реализации когерентных приемников оптических сигналов. В гетеродинных приемниках необходимо использовать промежуточную частоту, намного превышающую частоту передачи сигналов. В гомодинных приемниках основная трудность связана с обеспечением взаимной синхронизации частот опорного излучения и несущей частоты оптического сигнала. Отсутствие генераторов опорного излучения с ультравысокой стабильностью частоты отодвинуло в те годы практическое применение когерентных систем связи на неопределенное время и почти на 20 лет прервало активные научные исследования в этой области. С другой стороны, быстрый прогресс оптических систем связи с усилителями EDFA и преимущества использования систем связи со спектральным уплотнением (WDM) сконцентрировали усилия ученых и инженеров в новом направлении и позволило увеличить скорость передачи информации по одному волокну в 1000 раз по сравнению с 1990 годом.

По мере роста загрузки систем связи со спектральным уплотнением возродился интерес и внимание исследователей к когерентным оптическим системам связи. Основным стимулом стало дальнейшее повышение пропускной способности систем связи на основе многоуровневых форматов модуляции, основанных на когерентных технологиях. Возможность создания пригодных для практического применения когерентных приемников открылась в связи с новыми разработками высокоскоростных цифровых систем обработки сигналов.

#### Принцип работы цифрового когерентного оптического приемника (одна поляризация)

Главная задача когерентного оптического приемника – преобразование информации, переносимой оптическим сигналом, в электрическую форму. Трудность этой задачи связана с жесткими требованиями к взаимной синхронизации частот источника опорного излучения и несущей оптического сигнала. Совмещение цифровой обработки сигналов с когерентным приемником облегчает решение этой задачи. На рисунке 6 приведена оптическая схема детектора и блок-схема цифрового оптического приемника (внизу рисунка). На рисунке 6 обозначены: ОИ – опорное излучение; ФД – фотодиод; АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

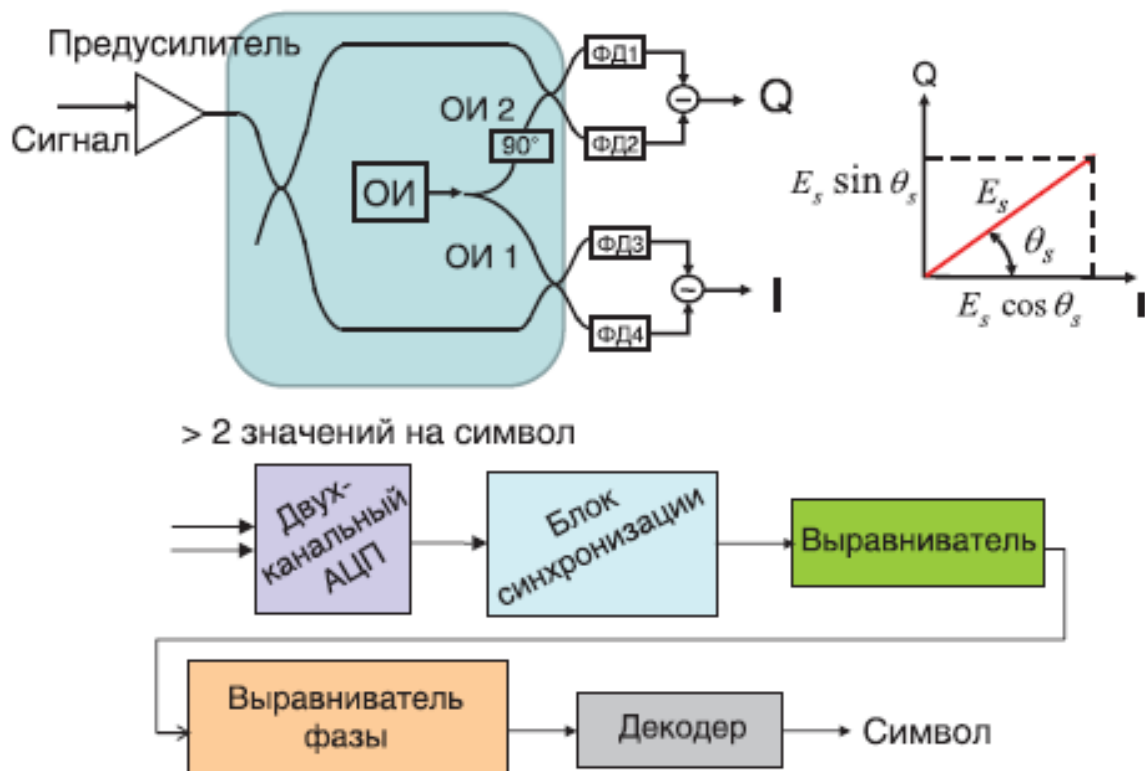


Рисунок 6. Принцип работы цифрового когерентного приемника с одной поляризацией

Важнейший функциональный элемент такого приемника – устройство цифровой обработки сигналов. Именно оно выполняет функции синхронизации и фазовой диверсификации, а также декодирования цифровой информации. Из-за внешних воздействий фаза несущей оптического сигнала испытывает флуктуации (фазовый шум). Влияние фазового шума проиллюстрировано на рисунке 7, где слева показана комплексная диаграмма передаваемого сигнала, в центре – принимаемого сигнала с фазовым шумом, а справа сигналы после цифровой обработки.

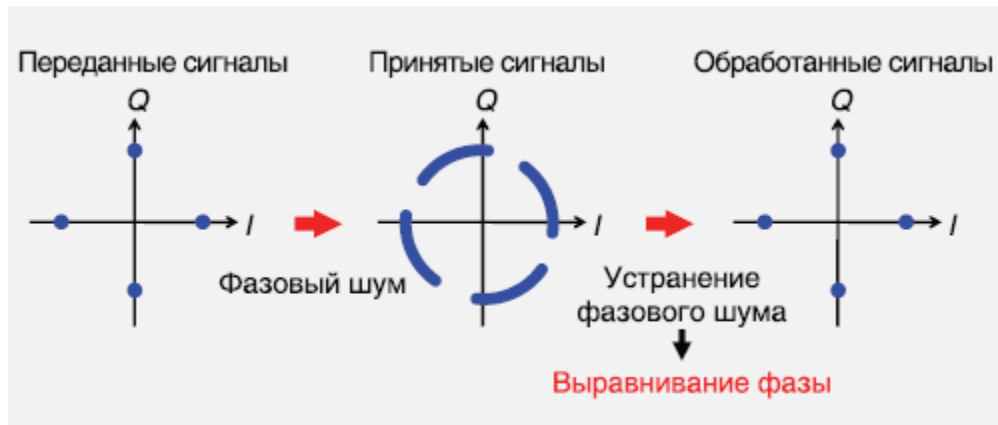


Рисунок 7. Комплексные фазовые диаграммы QPSK сигнала

Создание оптических систем обратной связи для синхронизации источника опорного излучения с несущей оптического сигнала (см. рисунок 2) по-прежнему остается трудной задачей. Быстрый рост скорости работы цифровых устройств обработки сигналов предоставил разработчикам новый способ устранения фазового дрейфа несущей оптического сигнала. Цифровые когерентные приемники выполняют эту задачу в электрической форме. В результате после цифровой обработки принятый сигнал принимает вид, показанный на рисунке 7 справа.

Таким образом, высокоскоростная цифровая обработка электрического сигнала позволяет точно выделить действительную и мнимую компоненты ( $I$  и  $Q$  соответственно) комплексной амплитуды электрического сигнала. Используя гомодинный когерентный приемник с фазовой диверсификацией. Когерентные приемники обеспечивают возможность внедрения различных типов многоуровневых форматов модуляции включая фазовые и квадратурные форматы. Комплексные диаграммы некоторых форматов, реализованных в когерентных системах, показаны на рисунке 8.

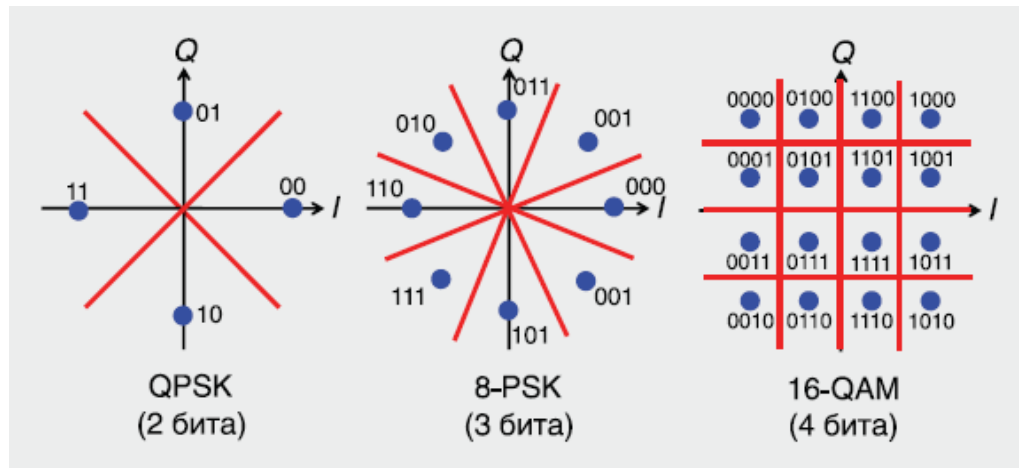


Рисунок 8. Комплексные фазовые диаграммы многоуровневых форматов модуляции, реализованных в когерентных оптических системах связи

На рисунке 7 приведены (слева направо): четырехуровневый фазовый формат (QPSK) емкостью 2 бит/символ; восьмиуровневый фазовый формат (8-PSK) емкостью 3 бит/символ и 16-уровневый квадратурный формат (16-QAM) емкостью 4 бит/символ.

Многоуровневые форматы модуляции позволяют увеличить скорость передачи информации в несколько раз в зависимости от параметра  $M$ , который можно назвать емкостью формата. Величина  $M$  связана с числом уровней  $N$  выражением  $M = \log_2 N$ . Поэтому использование 16-уровневого формата модуляции позволяет увеличить скорость передачи информации в четыре раза по сравнению с обычным бинарным форматом при сохранении символьной скорости передачи. Современные устройства цифровой обработки сигналов обеспечивают быстродействие до 10 Гбод/с, что при использовании 16-уровневого квадратурного формата (16-QAM) обеспечивает скорость передачи информации 40 Гбит/с. Важное достоинство многоуровневых форматов – более высокая по сравнению с двухуровневыми форматами спектральная эффективность. Для бинарных форматов она ограничена значением 1(бит/с)/Гц, для многоуровневого формата – величиной  $M$  (бит/с)/Гц.

Например, при использовании формата модуляции 64-QAM с символьной скоростью 1 Гбод/с продемонстрирована спектральная эффективность 8,6 (бит/с)/Гц. Поскольку полная информация о комплексной огибающей оптического поля сохраняется в электрическом сигнале, то в электрической форме в цифровом виде может быть решена задача компенсации хроматической дисперсии. Действие хроматической дисперсии может быть описано передаточной функцией линии связи  $H(\omega)$ , преобразующей спектр Фурье огибающей входного сигнала  $X(\omega)$  в спектр Фурье выходного сигнала  $Y(\omega) = H(\omega)X(\omega)$ . Для

компенсации хроматической дисперсии необходимо пропустить сигнал с выхода линии связи  $Y$  через компенсирующую систему с передаточной функцией  $H^{-1}$ , обратной передаточной функции линии связи. В результате на выходе компенсирующей системы формируется сигнал, совпадающий с исходным сигналом:  $Z(w) = H^{-1}(w)Y(w) = I$ .

Сохранение фазовой информации при когерентном приеме позволяет компенсировать хроматическую дисперсию при цифровой обработке сигнала в приемнике, рисунок 9.

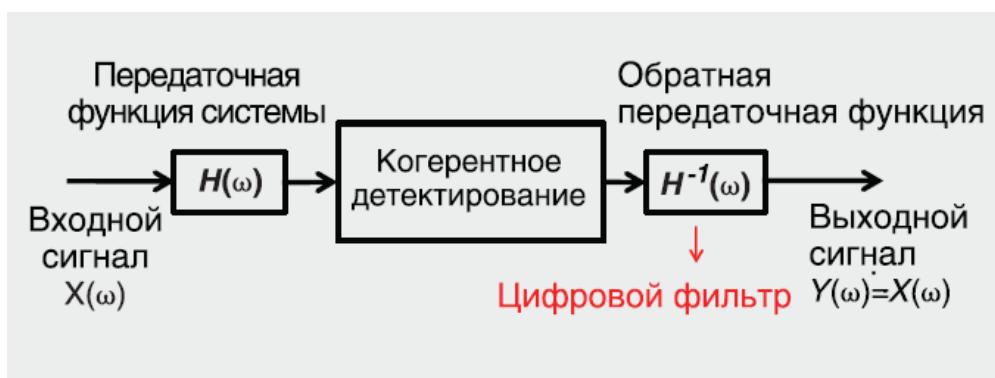


Рисунок 9. Схема компенсации хроматической дисперсии в цифровом когерентном приемнике.

Цифровые когерентные оптические приемники с двумя поляризациями.

Поскольку полная информация может содержаться в комплексной огибающей оптического поля каждой поляризации, то для ее полного преобразования в электрическую форму требуются два электрических сигнала для обеих поляризаций. То есть всего требуются четыре электрических сигнала. Принцип работы приемника с поляризационной диверсификацией показан на рисунке 11.

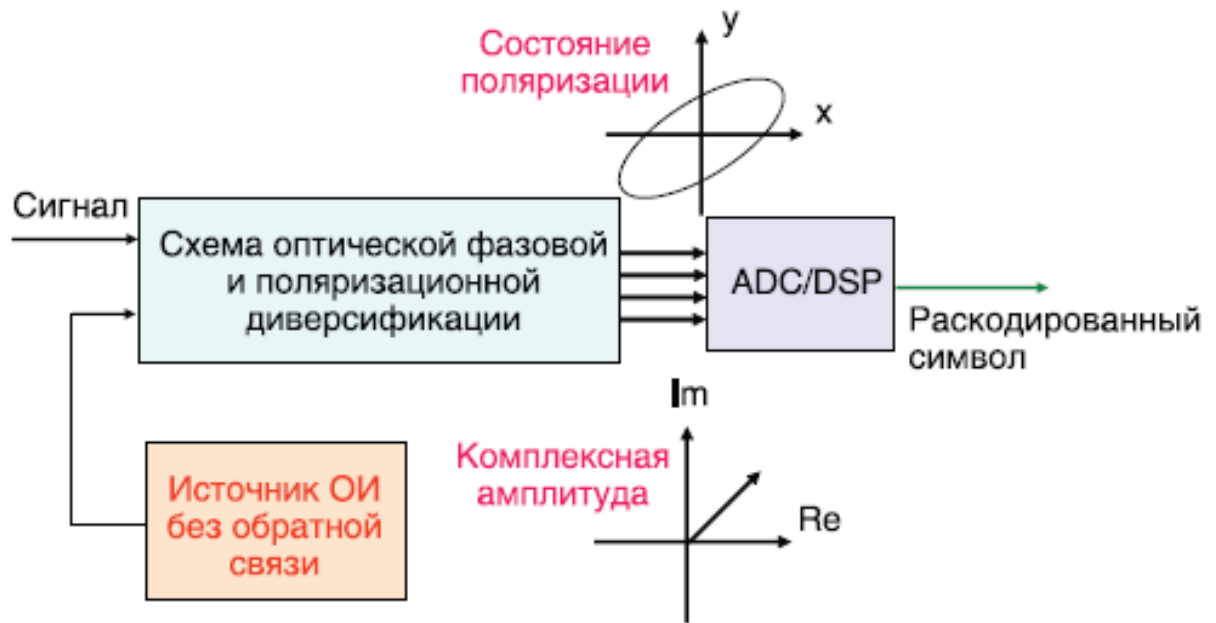


Рисунок 10. Принцип работы цифрового когерентного приемника с поляризационной и фазовой диверсификацией

Для поляризационной диверсификации опорное излучение делится на две ортогонально поляризованные компоненты, каждая из которых смешивается с сигнальным излучением. ADC/DSP – блок аналого-цифрового преобразования и цифровой обработки сигналов.

По сравнению с приемником одной поляризации в нем решается задача выравнивания поляризаций сигнала и опорного излучения. Она решается также в электрической форме при помощи цифровой обработки четырех электрических сигналов благодаря специальной оптической схеме, изображенной на рисунке 11.



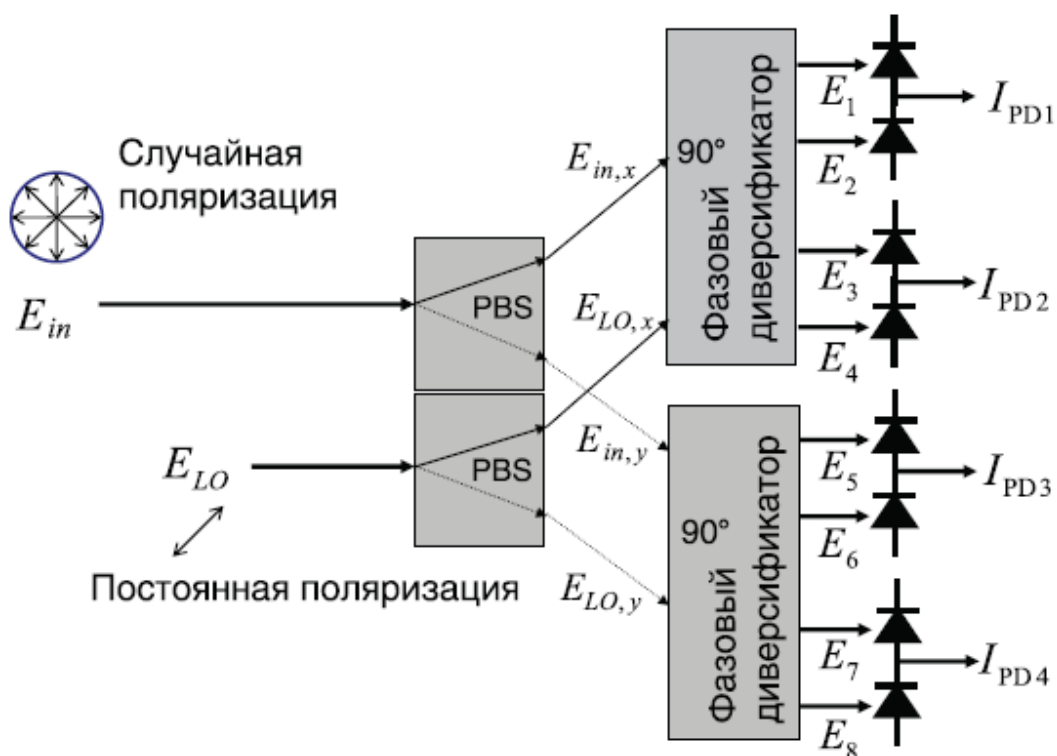


Рисунок 11. Оптическая схема смесителя цифрового когерентного приемника с поляризационной и фазовой диверсификацией

Опорное излучение и сигнал делятся на две ортогонально поляризованные компоненты в поляризационном делителе пучка (PBS), которые попарно смешиваются в фазовых диверсификаторах. Фазовая диверсификация в каждом поляризационном канале осуществляется так, как показано на рисунке 6.

В общем случае в когерентной системе связи осуществляется поляризационное мультиплексирование, увеличивающее суммарную скорость передачи информации вдвое. [Ошибка! Закладка не определена.]

## Когерентный прием и цифровая обработка сигналов

В когерентной оптической связи информация кодируется в электрическом поле световой волны; декодирование подразумевает прямое измерение комплексного электрического поля.

Чтобы измерить комплексное электрическое поле световой волны, входящий информационный сигнал (после прохождения по оптоволокну) смешивается с сигналом местного генератора (local oscillator, LO) (гетеродина) в оптическом 90-градусном гибриде (optical 90° hybrid), как схематично показано на рисунке 12.

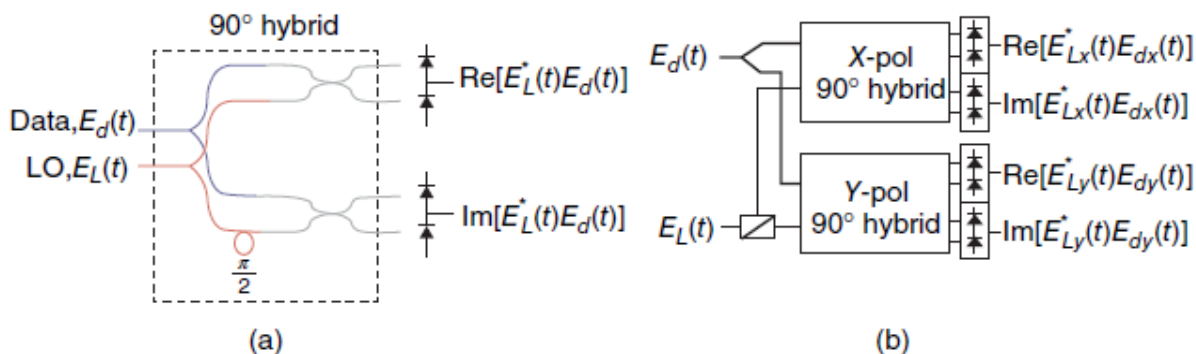


Рисунок 12. Принцип когерентного обнаружения: а) когерентное обнаружение с разнесением фаз, б) Когерентное обнаружение с поляризационным и фазовым разнесением

Если балансные детекторы (balanced detector) в верхних ветвях измеряют действительную часть входного сигнала данных, нижние ветви с задержкой фазы гетеродина на 90° будут измерять мнимую часть входного сигнала данных.

Для достоверного измерения комплексного поля сигнала данных гетеродин должен быть синхронизирован как по фазе, так и по поляризации с поступающим сигналом данных. Чтобы реализовать фазовую и поляризационную синхронизацию в электрической области через DSP, требуется приемник с разнесением поляризации и фазы, как показано на рисунке 12 (b).

Такой приемник будет переносить комплексное электрическое поле основной полосы частот входящего сигнала в четырехмерный пространственный вектор, используя LO в качестве системы отсчета.

Когерентный приемник требует тщательного управления фазой и поляризацией, что оказалось основным препятствием для практической реализации когерентного приемника с использованием оптических методов управления. Состояние поляризации световой волны в волокне случайное. Требуется динамический контроль состояния поляризации входящего сигнала данных, чтобы он соответствовал таковому у гетеродина. Каждый контроллер динамической поляризации громоздок и дорог, а для систем WDM каждому каналу требуется специальный контроллер динамической поляризации. Сама по себе сложность управления

поляризацией серьезно ограничивает практическое применение когерентных приемников, и синхронизация фазы также является сложной задачей. Все форматы когерентной модуляции с фазовым кодированием обычно с подавленной несущей; поэтому обычные методы, такие как внешняя синхронизация и оптические петли фазовой синхронизации, не могут быть напрямую использованы для синхронизации фазы гетеродина. Вместо этого должны использоваться управляемые петли фазовой автоподстройки частоты. При высоких скоростях передачи символов допустимые задержки в цепи фазовой автоподстройки частоты настолько малы, что делают такой метод непрактичным.

Но развитие высокоскоростного DSP изменило всю картину. Путем оцифровки когерентно обнаруженных оптических сигналов можно управлять фазой и поляризацией в электрической области с помощью усовершенствованного DSP. Когерентное обнаружение в сочетании с DSP также позволяет компенсировать несколько основных искажений оптоволоконной передачи, открывая новые возможности, которые определяют будущее оптической связи и сетевых технологий.

#### Цифровая обработка сигналов

Далее приведены функциональные блок-схемы типичного когерентного передатчика (рисунок 13) и приемника (рисунок 14) с поддержкой DSP.

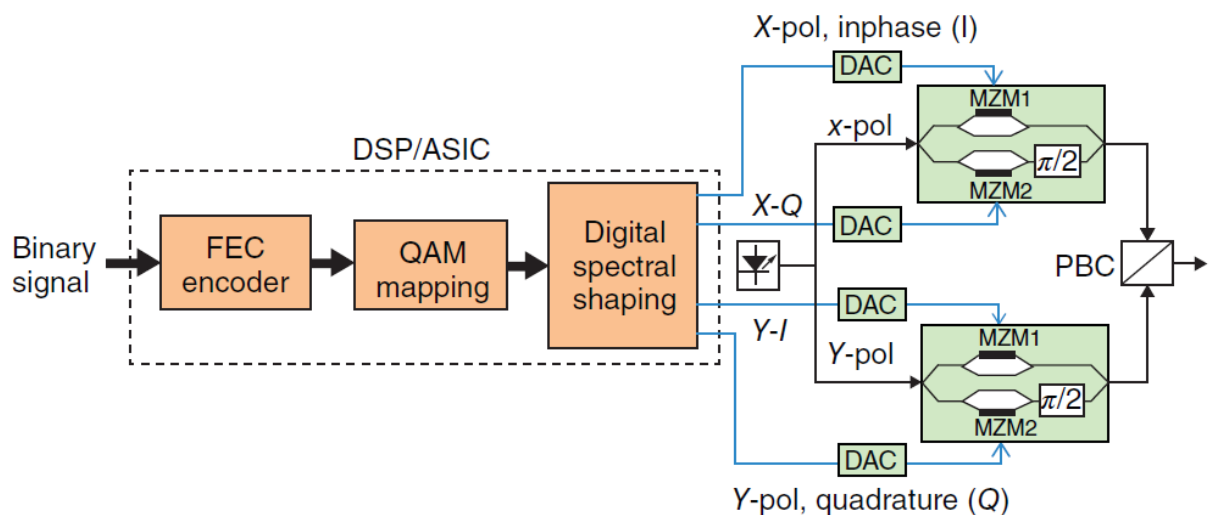


Рисунок 13. Когерентный передатчик с поддержкой DSP

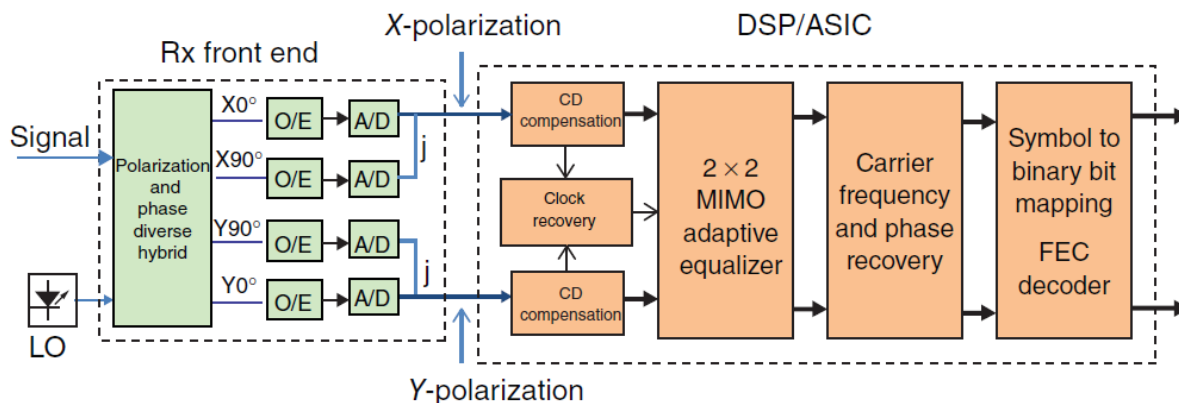


Рисунок 14. Когерентный приемник с поддержкой DSP

На рисунках 13 и 14 обозначены: CD, chromatic dispersion – хроматическая дисперсия, ASIC: application-specific integrated circuit – специализированная интегральная схема.

В принципе, когерентный приемопередатчик, показанный на рисунках 12 и 13, можно использовать для генерации и приема любых четырехмерных кодовых форматов модуляции.

Для передатчика с поддержкой DSP, показанного на рисунке 12, двоичный клиентский сигнал сначала проходит через кодер FEC, а затем двоичные сигналы с кодированием FEC преобразуются в желаемые многоуровневые модулированные символы, такие как символы обычной квадратурной амплитудной модуляции (QAM). После этого к сигналам, преобразованным в QAM, могут применяться различные методы цифрового спектрального формирования, чтобы повысить эффективность или уменьшить искажения передачи. Например, метод формирования импульсов Найквиста, может быть эффективным способом повышения спектральной эффективности WDM, не прибегая к использованию форматов модуляции более высокого порядка.

После цифрового спектрального формирования синфазные и квадратурные компоненты цифрового QAM-сигнала преобразуются в два аналоговых сигнала, которые используются для управления I/Q-модулятором для преобразования электрического сигнала основной полосы частот с повышением частоты в оптический сигнал для передачи. Для такого передатчика с поддержкой DSP один I/Q-модулятор может использоваться для генерации различных форматов QAM.

На рисунке 13 показан типичный цифровой когерентный приемник. Входящее оптическое поле когерентно смешивается с гетеродином через 90-градусный гибрид с

поляризацией и разнесением фаз. Этот гибрид разделяет синфазные и квадратурные компоненты принимаемого оптического поля как в X-, так и в Y-поляризациях, которые затем регистрируются четырьмя сбалансированными фотодетекторами. Зарегистрированные аналоговые электрические сигналы оцифровываются четырьмя аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), а затем оцифрованные сигналы отправляются в блок DSP. Для такого цифрового когерентного приемника входной каскад может использоваться для приема любого квадратурно-амплитудно-модулированного сигнала, поскольку зависимость от формата модуляции специфичная обработка, демодуляция и декодирование выполняются в блоке DSP.

DSP приемника состоит из пяти основных функциональных блоков: (1) компенсация хроматической дисперсии (CD) оптического волокна,

- (2) восстановление тактовой частоты,
- (3) адаптивная коррекция ( $2 \times 2$  MIMO – с множеством входов и выходов),
- (4) восстановление несущей частоты и фазы,
- (5) декодирование QAM и FEC.

Хроматическая дисперсия оптического волокна обычно компенсируется с помощью цифровых методов формирования фазы в частотной области. Эту функцию можно переместить на сторону передатчика или разделить между передатчиком и приемником. Например, в случае сверхдальних передач, где требуются значительные вычислительные ресурсы, и нагрузка может оказаться слишком большой для одного DSP-чипа передатчика или приемника.

Адаптивная коррекция  $2 \times 2$  выполняет автоматическое отслеживание поляризации, поляризационной модовой дисперсии и компенсацию остаточной хроматической дисперсии. Эта адаптивная коррекция также помогает смягчить искажения из-за эффектов узкополосной фильтрации от реконфигурируемых оптических мультиплексоров ввода-вывода (ROADM), которые широко используются в современных оптических сетях с маршрутизацией по длине волны.

Блоки DSP передатчика и приемника обычно реализуются в специализированных интегральных схемах (ASIC) для обеспечения наилучшей общей производительности (т. е. занимаемой площади, энергопотребления, задержки и т. д.). Поскольку вычислительные требования являются существенными для FEC с мягким решением с высоким коэффициентом кодирования, в системах когерентной передачи со скоростью 100 Гбит/с на длину волны в первом поколении использовалась независимая ASIC, предназначенная для FEC.

Влияние хроматической дисперсии может быть компенсировано двумя цифровыми КИХ-фильтрами (КИХ, конечной импульсной характеристикой, FIR finite impulse response), которые обеспечивают дифференциальные задержки оцифрованных электрических сигналов, которые линейно пропорциональны действительной и мнимой частям оптического поля сигнала. Коэффициенты КИХ-фильтров для компенсации дисперсии могут быть оптимизированы на основе фактического значения дисперсии оптоволоконного канала, которое обычно детерминировано. Поскольку DGD, вносимый оптоволоконным PMD, также является линейным процессом, его также можно компенсировать цифровыми КИХ-фильтрами в приемнике. Из-за случайного по времени характера PMD его компенсация должна быть адаптивной, при этом коэффициенты КИХ-фильтра часто обновляются посредством оптимизации обратной связи на основе алгоритмов DSP (эти алгоритмы будут рассмотрены далее) [Ошибка! Закладка не определена.]

### Основные устройства

Технология цифровой когерентной оптической передачи открывает новые возможности для увеличения пропускной способности волокна за счет использования спектрально эффективных форматов модуляции более высокого порядка, таких как PDM-16QAM, PDM-32QAM и PDM-64QAM. Но эти форматы модуляции более высокого порядка не только требуют более высокого отношения сигнал/шум (SNR), но также становятся менее устойчивыми к различным искажениям, происходящим в процессе прохождения через устройства оптического канала связи. Одним из важнейших устройств, обеспечивающих передачу с высокой спектральной эффективностью, являются лазеры с узкой шириной спектра. Распространенный DFB-лазер обычно имеет ширину линии с распределением типа Лоренца (Lorentz-type) около 1 МГц, что слишком велико для использования в этих форматах модуляции более высокого порядка. Перестраиваемые лазеры на основе внешнего резонатора имеют гораздо более узкую ширину линии (порядка 100 кГц) и широко использовались в системах передачи с высокой спектральной эффективностью. Недавно был достигнут некоторый

прогресс в уменьшении ширины линии DBR и DFB лазеров за счет использования улучшенной конструкции резонатора, и сообщалось о ширине линии лазера  $<500$  нм.

Еще одним важным устройством для систем с высокой спектральной эффективностью является так называемый I/Q-модулятор, как показано на рисунке 13. Он в основном состоит из двух модуляторов Маха–Цендера (MZM), построенных в параллельной конфигурации, с одним MZM для синфазной модуляции сигнала и другим MZM для квадратурно-фазовой модуляции сигнала. Такой I/Q-модулятор в сочетании с DSP и цифро-аналоговыми преобразователями (DAC) может использоваться для генерации произвольного QAM. Поскольку обычный MZM демонстрирует нелинейную косинусную или синусоидальную передаточную функцию, в реальных системах может потребоваться цифровая предварительная компенсация нелинейной передаточной функции MZM. В качестве альтернативы были предприняты некоторые усилия по разработке линейных модуляторов I/Q.

Как показано на рисунках 15 и 14, в когерентном приемнике необходим когерентный смеситель с разнесением поляризации и фазы или гибридный в сочетании с четырьмя парами сбалансированных фотодетекторов. Следует отметить, что четыре симметричных фотодетектора могут быть заменены четырьмя несимметричными фотодетекторами для форматов модуляции более низкого порядка, таких как PDM-QPSK, при условии, что оптическая мощность гетеродина значительно выше, чем принимаемый оптический сигнал. Для разработки когерентного гибрида с малыми потерями и малой занимаемой площадью было использовано несколько технологий, включая оптику в свободном пространстве, InP или технологию кремниевой фотонной интеграции. Для оцифровки принятого аналогового электрического сигнала высокоскоростные АЦП необходимы для современных высокоскоростных когерентных систем. Благодаря использованию 28-нм КМОП и архитектуры на основе регистра последовательного приближения (SAR), с 2014 года коммерчески доступны АЦП с частотой дискретизации более 92 ГГц, цифровым разрешением 8 бит и аналоговой полосой пропускания не менее 25 ГГц.

## 9.1 BASIC PRINCIPLES OF COHERENT DETECTION

### Основные принципы когерентного детектирования

Когерентное детектирование пришло из радиосвязи, где сигнал местной несущей смешивается с принятым радиочастотным сигналом (RF). В результате принятый RF сигнал может быть преобразован по частоте и демодулирован. Блок-схема когерентного детектора приведена на рисунке 16.

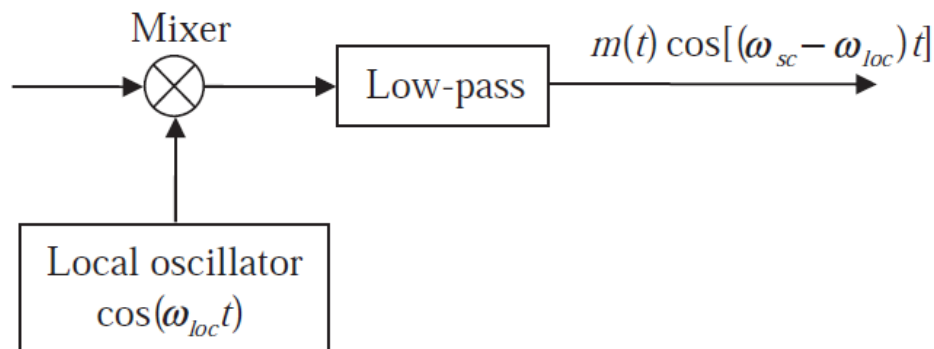


Рисунок 16. Блок-схема когерентного детектирования в радиокommunikациях

В этой схеме принятый RF сигнал  $m(t) \cos(\omega_{sc} t)$  имеет амплитуду  $m(t)$ , в которая несет информацию и RF несущую с частотой  $\omega_{sc}$ , в то время как местный генератор (Local oscillator) имеет одну частоту  $\omega_{loc}$ . Сигнал RF перемножается с LO в радиочастотном умножителе (Mixer), образуя суммарные и разностные частоты между RF сигналом и LO. Этот процесс может быть описан следующим выражением:

$$m(t) \cos(\omega_{sc} t) \times \cos(\omega_{loc} t) = \frac{m(t)}{2} \{ \cos[(\omega_{sc} + \omega_{loc})t] + \cos[(\omega_{sc} - \omega_{loc})t] \} \quad (1)$$

Фильтр нижних частот обычно используется для устранения составляющей суммарной частоты, и, таким образом, сигнал основной полосы частот может быть восстановлен при условии, что частота гетеродина равна частоте сигнала ( $\omega_{loc} = \omega_{sc}$ ). Когда радиочастотный сигнал имеет несколько и очень близко расположенных частотных каналов, отличная частотная селективность при когерентном обнаружении может быть достигнута путем точной настройки частоты гетеродина. Этот метод используется в радиосвязи в течение многих лет, и существуют



стандартизированные высококачественные радиочастотные компоненты, такие как генераторы, радиочастотные смесители и усилители.

Для когерентного обнаружения в оптических системах, хотя основной принцип аналогичен, его рабочая частота на много порядков выше, чем для радиочастоты; таким образом, требуемые компоненты и конфигурации схем совершенно разные. В оптическом когерентном приемнике смешивание между принятым оптическим сигналом и оптическим гетеродином выполняется в фотодиоде, который представляет собой устройство обнаружения с квадратичным законом.

Типичная блок-диаграмма когерентного обнаружения в приемнике оптических сигналов показана на рисунке 17, где обозначены PC – контроллер поляризации (polarization controller), PD – фотодиод (photodiode), LO – местный генератор, гетеродин (local oscillator).

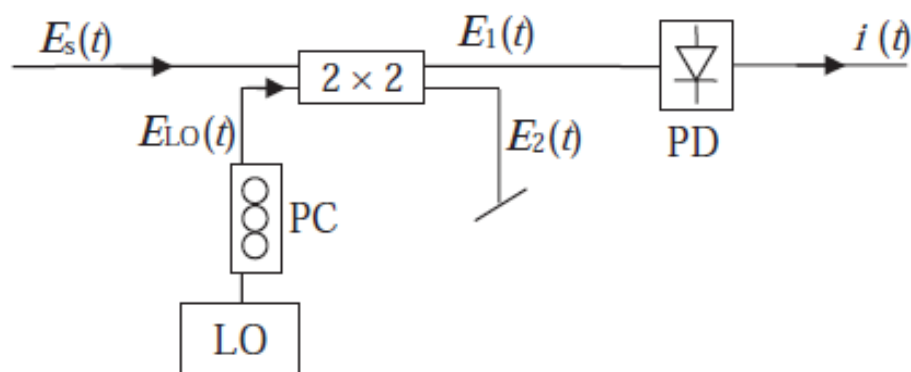


Рисунок 17. Блок схема оптического когерентного приемника

, где входящий оптический сигнал и оптический гетеродин объединены в оптическом соединителе. Входной оптический сигнал и оптический LO объединяются в оптическом разветвителе (2 x 2). Оптический разветвитель может быть выполнен в виде частично отражающего зеркала в свободном пространстве или, что более удобно в волноводной оптике, в виде волоконного направленного ответвителя. Для согласования состояния поляризации (SOP) между входным оптическим сигналом и гетеродином используется контроллер поляризации (PC). Он может быть установлен на путь гетеродина или же на пути входного оптического сигнала. Смешение входного сигнала и гетеродина в фотодиоде преобразуется в фототок.

Рассмотрим комплексный вектор поля входящего оптического сигнала,

$$\vec{E}_s(t) = \vec{A}_s(t) \exp[-j(\omega_s t + \varphi_s(t))] \quad (2)$$

и комплексный вектор поля LO,

$$\vec{E}_{LO}(t) = \vec{A}_{LO}(t) \exp[-j(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}(t))], \quad (3)$$

где  $\vec{A}_s(t)$  и  $\vec{A}_{LO}(t)$  – действительные амплитуды входящего сигнала и гетеродина, соответственно,  $\omega_s$  и  $\omega_{LO}$ , – оптические частоты, и  $\varphi_s(t)$  и  $\varphi_{LO}(t)$  – оптические фазы. Оптическая функция передачи разветвителя 2 х 2

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\varepsilon} & j\sqrt{\varepsilon} \\ j\sqrt{\varepsilon} & \sqrt{1-\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_s \\ \vec{E}_{LO} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где  $\varepsilon$  – коэффициент оптического деления оптического разветвителя.

В простейшей конфигурации когерентного оптического приемника, приведенной на рисунке 17 используется только один из двух выходных портов разветвителя 2 х 2, в то время как второй выходной порт заглушен.

Полный оптический сигнал на выходе разветвителя

$$\vec{E}_1(t) = \sqrt{1-\varepsilon} \vec{A}_s(t) + j\sqrt{\varepsilon} \vec{E}_{LO}(t) \quad (5)$$

Как упоминалось ранее, фотодиод имеет квадратурную характеристику детектирования и его фототок пропорционален квадрату полного оптического поля, т.е.

$$i(t) = \Re \left| \vec{E}_1(t) \right|^2$$

$$i(t) = \Re \left\{ (1-\varepsilon) \left| \vec{A}_s(t) \right|^2 + \varepsilon \left| \vec{A}_{LO}(t) \right|^2 + 2\sqrt{1-\varepsilon} \vec{A}_s(t) \cdot \vec{A}_{LO}(t) \cos(\omega_{IF} t + \Delta\varphi(t)) \right\}, \quad (6)$$

где  $\Re$  – чувствительность фотодиода,

$\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_s$  – разностная частота между сигналом и гетеродином, так же называемая промежуточной частотой (IF, intermediate frequency), и

$$\Delta\varphi(t) = \varphi_{LO} - \varphi_s(t) - \text{их разность фаз.}$$

Мы пренебрегли членом суммарной частоты, поскольку  $\omega_s + \omega_{LO}$  будет находиться в оптической области, но на гораздо более короткой длине волны, что будет устранено радиочастотной схемой, следующей за фотодиодом.

Первый и второй члены в правой части уравнения – это компоненты прямого обнаружения оптического сигнала и гетеродина соответственно. Последний член – это член когерентного обнаружения, который представляет собой составляющую смещения между оптическим сигналом и гетеродином.

Обычно гетеродин представляет собой лазер, работающий в непрерывном режиме (CW, continuous waves). В идеале лазер LO не имеет шума по интенсивности, так что  $A_{LO} = \sqrt{P_{LO}}$  является постоянной с оптической мощностью гетеродина  $P_{LO}$ . Поскольку мощность гетеродина, в общем случае, намного больше, чем мощность оптического сигнала так, что  $|A_s(t)|^2 \ll |\vec{A}_s(t) \cdot \vec{A}_{LO}|$  единственный значимый информационный компонент в правой части уравнения – это последний член, и таким образом

$$i(t) = 2\Re\sqrt{1-\varepsilon} \cos\theta \sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi(t)), \quad (7)$$

где  $\cos\theta$  результат скалярного произведения  $\vec{A}_s(t) \cdot \vec{A}_{LO}$ , который представляет собой угол несовпадения SOP между оптическим сигналом и гетеродином. Мощность оптического сигнала  $P_s(t) = |A_s(t)|^2$ . Выражение 7 показывает, что уровень детектированного электрического сигнала зависит от коэффициента  $\varepsilon$  оптического разветвителя. Учитывая, что  $2\sqrt{\varepsilon(1-\varepsilon)}$  достигает максимального значения 1 при  $\varepsilon = 1/2$ , оптический разветвитель 3 дБ обычно используется в когерентных приемниках. Если состояние поляризации гетеродина идеально совпадает со входным сигналом, то  $\cos\theta = 1$ . Фототок когерентного детектора максимальный и может быть упрощенно выражен как

$$i(t) = \Re\sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \quad (8)$$

Выражение (8) показывает, что когерентный детектор сдвигает спектр оптического сигнала с частоты оптической несущей  $\omega_s$  на промежуточную частоту  $\omega_{IF}$ , которая может быть обработана электрической схемой. В общем, когерентное детектирование можно разделить на гомодинное детектирование (homodene detection), при котором  $\omega_{IF} = 0$  и гетеродинное детектирование (heterodyne detection) в случае  $\omega_{IF} \neq 0$ .

Гетеродинное и гомодинное детектирование.

Отношение сигнал/шум в электрической области (SNR) после фотодетектирования является важным показателем качества сигнала в оптическом приемнике, который определяет характеристики передачи системы. Поскольку оптическая мощность гетеродина намного превышает принимаемый оптический сигнал, дробовой шум гетеродина обычно является доминирующим шумом в когерентном приемнике. Это принципиально отличается от прямого обнаружения, когда тепловой шум приемника оказывает наибольшее влияние на отношение сигнал/шум, поскольку оптическая мощность сигнала обычно мала. Конечно, оптические усилители также могут использоваться в когерентных системах передачи для увеличения дальности передачи. В таких системах накопленный оптический шум может стать ограничивающим фактором производительности системы, а электрическое SNR может в первую очередь определяться отношением оптического сигнала к шуму (OSNR).

Балансное когерентное детектирование и поляризационная диверсификация.

Термин диверсификация (от англ. diversity – различие, разделение)

Когерентное обнаружение с использованием простой конфигурации, показанной на рисунке 17, имеет две основные проблемы даже при детектировании только интенсивности сигнала. Во-первых, прямое детектирование составляющих входного сигнала и гетеродина бесполезно, они могут интерферировать между собой и вызывать ухудшение полезной составляющей когерентного детектирования. Во-вторых, несовпадение SOP между принятым оптическим сигналом и гетеродином может вызвать снижение эффективности когерентного смешения. Поскольку SOP принятого оптического сигнала часто бывает случайным и

непредсказуемым после прохождения по длинному волокну, может произойти случайное замирание сигнала, если SOP гетеродина не соответствует SOP принятого оптического сигнала. В этом разделе мы обсуждаем основные методы, которые часто используются для исключения прямого обнаружения и предотвращения замирания сигнала, вызванного несоответствием SOP в приемнике когерентного обнаружения.

#### Балансный когерентный детектор

Приемник когерентного обнаружения, основанный на одном фотодиоде, производит как составляющую со смешанной частотой, так и нежелательные составляющие прямого обнаружения, показанные в уравнении (6). При анализе последнего раздела мы предположили, что гетеродин не имеет шума интенсивности, а член прямого обнаружения сигнала достаточно мал и им можно пренебречь. Однако на практике составляющие прямого обнаружения могут перекрываться со спектром ПЧ когерентное обнаружение, вызывая значительные перекрестные помехи. Кроме того, поскольку оптическая мощность гетеродина значительно выше, чем принимаемый оптический сигнал, любой шум относительной интенсивности гетеродина привнесет чрезмерный шум в когерентное обнаружение. Другой важной проблемой когерентного детектирования является то, что сильный гетеродин может вызвать большой фототок в фотодиоде, который может вызвать насыщение электрического предусилителя после фотодетектирования. Таким образом, первые два члена прямого обнаружения в формуле (6) необходимо исключить в высококачественном приемнике когерентного обнаружения и для этой цели часто используется конфигурация балансного когерентного детектора.

Принципиальная схема балансного когерентного обнаружения показана на рисунке 18. Вместо использования одного фотодиода, как показано на рисунке 17, в этом сбалансированном когерентном устройстве используются два фотодиода, с включением «анод к катоду».

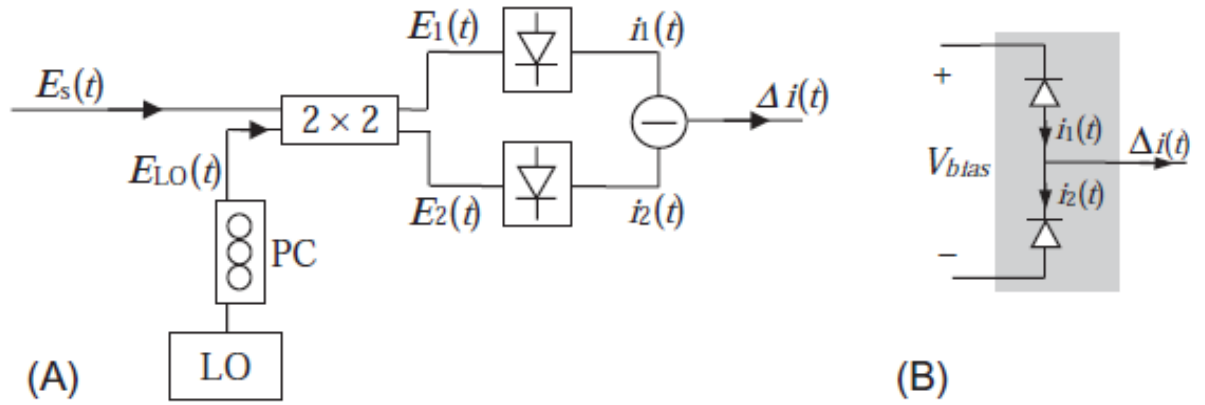


Рисунок 18. Блок-схема балансного когерентного детектора и электрическая схема балансного фотодиода

Основываясь на передаточной функции оптического разветвителя 2 х 2, оптическое поле на двух выходных портах:

$$\vec{E}_1(t) = [\vec{E}_s(t) + j\vec{E}_{Lo}(t)] / \sqrt{2} \quad (9.3.1)$$

$$\vec{E}_2(t) = j[\vec{E}_s(t) - j\vec{E}_{Lo}(t)] / \sqrt{2} \quad (9.3.2)$$

и фототок, генерируемый двумя фотодиодами:

$$i_1(t) = \frac{1}{2} \Re \left[ |A_s(t)|^2 + |A_{Lo}|^2 + 2A_s(t) \cdot A_{Lo} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \cos\theta \right] \quad (9.3.3)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{2} \Re \left[ |A_s(t)|^2 + |A_{Lo}|^2 - 2A_s(t) \cdot A_{Lo} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \cos\theta \right] \quad (9.3.4)$$

Таким образом компонент прямого детектирования может быть устранен путем вычитания этих двух фототоков, и мы получаем

$$\Delta i(t) = i_1(t) - i_2(t) = 2\Re A_s(t) A_{Lo} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \cos\theta \quad (9.3.5)$$

В уравнениях (9.3.1) – (9.3.5) мы подразумевали, что коэффициент деления оптической мощности разветвителя  $\varepsilon = 0.5$  (разветвитель 3 дБ) и два фотодетектора имеют одинаковые

чувствительности. В системных приложениях парные фотодиоды с идентичными характеристиками подключаются в электрическую конфигурацию «анод к катоду», показанную на рисунке 18, и они плотно упакованы вместе и коммерчески доступны для применения в приемниках когерентного обнаружения. Практически может быть достигнут коэффициент подавления более 30 дБ для условий прямого обнаружения, который известен как коэффициент подавления синфазного сигнала.

#### Поляризационное разделение.

Сбалансированное обнаружение с использованием двух фотодиодов может устранить компоненты прямого обнаружения в приемнике когерентного обнаружения, как показано в формуле. (9.3.5). Однако на эффективность когерентного смешения между принятым оптическим сигналом и гетеродином все же может повлиять рассогласование их SOP. Влияние рассогласования поляризации на эффективность когерентного обнаружения представлено коэффициентом  $\cos\theta$  в формуле. (9.3.5), где  $\theta$  - угол рассогласования SOP между принятым оптическим сигналом и гетеродином. Хотя SOP гетеродина можно сделать стабильным, поскольку он создается локально в приемнике, SOP принятого оптического сигнала обычно нельзя предсказать после передачи на большое расстояние по оптическому волокну. В результате полезный член фототока может колебаться со временем, вызывая замирание сигнала IF в приемнике. Разнесение поляризации (англ. polarization diversity) – это распространенный и эффективный метод, позволяющий преодолеть замирание сигнала, вызванное несоответствием поляризации, в когерентном приемнике. Один из возможных способов исправить рассогласование поляризации между сигналом и гетеродином состоит в использовании контроллера поляризации для регулировки SOP гетеродина (Kazovsky, 1989). Необходимо использовать активное управление с обратной связью, чтобы гарантировать, что гетеродин следует за изменением SOP принятого оптического сигнала. Также были разработаны различные алгоритмы для оптимизации процесса постоянного контроля поляризации (endless polarization control).

Однако наиболее практичным методом, обычно используемым для борьбы с замиранием сигнала, вызванным рассогласованием поляризации, является разнесение поляризации, которое не требует активной обратной связи и постоянного управления поляризацией.

Блок-схема поляризационного разнесения в когерентном приемнике показана на рис. 9.3.2, где два поляризационных светоделителя (PBS) используются для разделения входного

оптического сигнала и гетеродина на горизонтальный ( $E_{s\parallel}$ ) и вертикальный ( $E_{s\perp}$ ) компоненты поляризации.

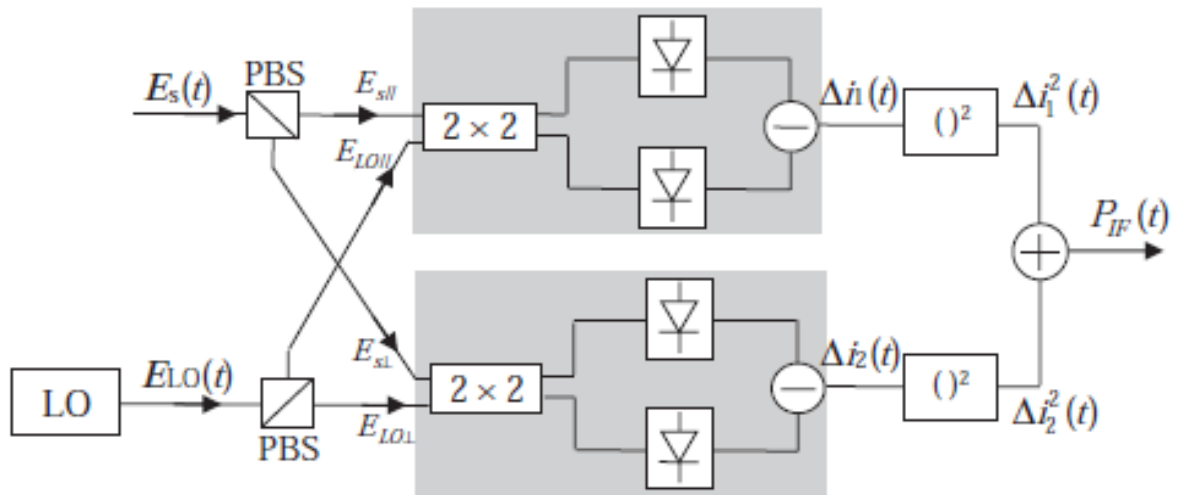


Рисунок 19. Блок-схема балансного когерентного детектора с поляризационным разделением

Состояние поляризации гетеродина выравнивается на полпути между двумя основными осями PBS, так что оптическая мощность гетеродина равномерно распределяется между двумя выходами PBS, то есть

$$E_{LO\parallel} = E_{LO\perp} = E_{LO} / \sqrt{2}$$

Два симметричных фотодиодных модуля используются для обнаружения сигналов, переносимых двумя ортогональными компонентами поляризации. В результате фототоки на выходе двух сбалансированных ветвей фотоприемника:

$$\Delta i_1(t) = \sqrt{2} \Re A_s(t) A_{LO} \sin(\omega_{IF} t + \Delta \varphi) \cos \theta \quad (9.3.6)$$

$$\Delta i_2(t) = \sqrt{2} \Re A_s(t) A_{LO} \sin(\omega_{IF} t + \Delta \varphi) \sin \theta \quad (9.3.7)$$



где  $\theta$  – угол между состояниями поляризации входного оптического сигнала и главной осью PBS,  $E_{s\parallel} = E_s \cos \theta$  и  $E_{s\perp} = E_s \sin \theta$ .

Оба фототока возведенные в квадрат RF детекторами складываются, образуя мощность когерентно детектированного RF сигнала,

$$P_{IF}(t) = \Delta i_1^2 + \Delta i_2^2 = 2\Re^2 P_s(t) P_{LO} \sin^2(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \quad (9.3.8)$$

Влияние угла поляризации  $\theta$  устраняется этим процессом сложения квадратов и, таким образом, RF-мощность не зависит от SOP входного оптического сигнала. Эта конфигурация является надежной, т.к. в ней не требуется отслеживания поляризации на основе управления с обратной связью.

#### Разделение фаз и определение I/Q

В оптической системе с когерентным детектированием фототок линейно пропорционален оптическому полю сигнала, и, таким образом, информация о фазе оптического сигнала сохраняется. Однако фазовый шум существует как в гетеродине, так и в принимаемом оптическом сигнале, так что дифференциальный фазовый член  $\Delta\varphi(t)$  может изменяться случайным образом.

Оптический фазовый шум не может быть вредным для когерентного гетеродинного детектирования с детектированием RF мощности, но критически важен для когерентного гомодинного детектирования, где полезный фототок напрямую связан с дифференциальным фазовым членом,  $i(t) = \Re A_s(t) \cdot A_{LO} \sin \Delta\varphi(t)$  в соответствии с формулой. (9.2.2).

В когерентной системе изменение фазы  $\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi_s(t) + \Delta\varphi_n(t)$  включает вклады от оптической фазовой модуляции  $\Delta\varphi_s(t)$ , которая несет полезную информацию и вклад фазового шума  $\Delta\varphi_n(t)$  передатчика и гетеродина.

На практике для когерентной гомодинной системы требуются лазеры с узкой шириной линии и низким фазовым шумом как для передатчика, так и для гетеродина, поэтому изменение  $\Delta\varphi_n(t)$  происходит намного медленнее по сравнению с высокоскоростным сигналом  $\Delta\varphi_s(t)$ .

Таким образом, они могут быть изолированы в частотной области и влияние фазового шума  $\Delta\varphi_n(t)$  может быть устранено.

Традиционно контур фазовой автоподстройки частоты может использоваться для отслеживания низкочастотного фазового шума  $\Delta\varphi_n(t)$  и решения проблемы замирания сигнала. На рисунке 20 схематично показан контур фазовой автоподстройки частоты, в котором светоделитель отводит небольшую часть выходной ВЧ-мощности для контура обратной связи.

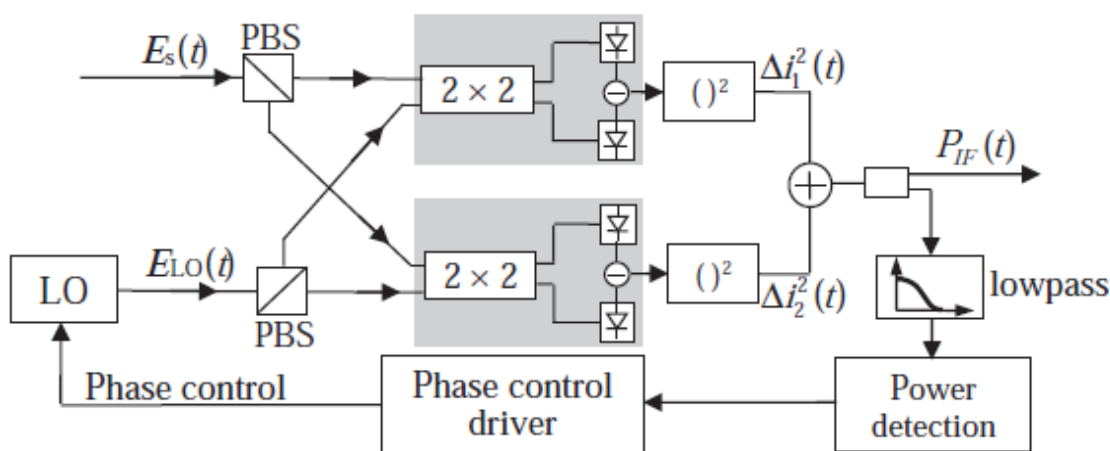


Рисунок 20. Когерентное гомодинное обнаружение с контуром обратной связи с фазовой автоподстройкой частоты

Фильтр нижних частот усредняет вклады высокоскоростных данных в фототок из-за  $\Delta\varphi_s(t)$  и позволяет обнаруживать медленно изменяющуюся огибающую  $\Delta\varphi_n(t)$  низкочастотным детектором мощности RF, который используется в качестве контрольного сигнала для блока управления фазой. Оптическая фаза гетеродина регулируется сигналом обратной связи блока управления фазой, чтобы максимизировать уровень мощности RF, что обеспечивает  $\sin \Delta\varphi_n(t) = 1$

Петли с фазовой синхронизацией используются в системах когерентного обнаружения в течение многих лет. Однако его самым большим недостатком является необходимость адаптивной системы управления, включающей дорогие электрические и оптические устройства, сложность алгоритмов управления, а также проблема стабильности. С быстрым развитием

фотонных устройств и появлением оптических гибридов под углом 90 градусов, фазовое разнесение становится более практичным, чем петля фазовой автоподстройки частоты.

Как показано на рисунке 20, когерентный приемник с фазовым разнесением основан на 90-градусном оптическом гибридном ответвителе. Передаточная матрица обычного оптоволоконного разветвителя 3 дБ 2 x 2, которая связывает выходные оптические поля  $\vec{E}_1$  и  $\vec{E}_2$  с входными  $\vec{E}_s$  и  $\vec{E}_{LO}$  имеет выражение:

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_s \\ \vec{E}_{LO} \end{bmatrix} \quad (9.4.1)$$

В балансном когерентном приемнике, показанном на рисунке 18 использующем оптоволоконный ответвитель на 3 дБ, 2 x 2, перекрестные продукты разнесены на 180 градусов в двух выходных плечах после фотодетекторов, как показано в уравнениях (9.3.3) и (9.3.4). Это означает, что обычный волоконно-оптический ответвитель 2 x 2 фактически может быть классифицирован как 180-градусный гибрид.

Теоретически идеальный оптический 90-градусный гибридный ответвитель должен иметь передаточную матрицу

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \exp(j\pi/4) \\ \exp(j\pi/4) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_s \\ \vec{E}_{LO} \end{bmatrix} \quad (9.4.2)$$

Для простого когерентного приемника с балансным детектированием, показанном на рисунке 18, заменяя 2 x 2 волоконный разветвитель на 90 градусный гибрид, как показано на рисунке 21, выход будет определяться как:

$$E_1(t) = E_s(t) + E_{LO}e^{j\pi/4} \quad (9.4.3)$$

$$E_2(t) = E_s(t)e^{j\pi/4} + E_{LO} \quad (9.4.4)$$

Здесь мы подразумеваем идеальное совпадение состояния поляризации входного сигнала и гетеродина.

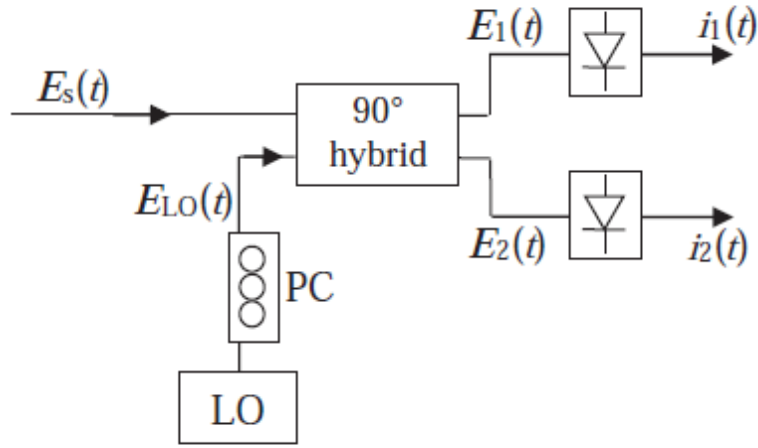


Рисунок 21. Когерентное детектирование, основанное на 90-градусном гибриде

Соответствующие фототоки будут

$$i_1(t) = \Re |E_1|^2 = \Re \left\{ |A_s(t)|^2 + |A_{LO}|^2 + A_s(t) \cdot A_{LO} \cos \left( \omega_{IF}t + \Delta\varphi(t) - \frac{\pi}{4} \right) \right\} \quad (9.4.5)$$

$$i_2(t) = \Re |E_2|^2 = \Re \left\{ |A_s(t)|^2 + |A_{LO}|^2 + A_s(t) \cdot A_{LO} \cos \left( \omega_{IF}t + \Delta\varphi(t) + \frac{\pi}{4} \right) \right\} \quad (9.4.6)$$

где подразумевается, что

$$E_s(t) = A_s(t)e^{j\omega_s t + j\varphi_s(t)}, \quad E_{LO}(t) = A_{LO}e^{j\omega_{LO}t + j\varphi_{LO}(t)}, \quad \omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO},$$

и  $\Delta\varphi(t) = \varphi_s(t) - \varphi_{LO}(t)$

Очевидно, что квадратурное отношение между членами когерентного детектирования  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$ . Если мы пренебрежем членами прямого детектирования в выражениях (9.4.5) и (9.4.6), операция добавления квадрата и сложения приведет к

$$i_1^2(t) + i_2^2(t) = \Re^2 P(t) \cdot P_{LO} \quad (9.4.7)$$

что является независимым от дифференциальной фазы  $\Delta\varphi(t)$ .

Ясно, что в конфигурации приемника с фазовым разнесением, показанной на рисунке 21 ключевым устройством является оптический 90° гибрид.

К сожалению, матрица передачи, показанная в формуле. (9.4.2) не может быть обеспечена простым 2 x 2 волоконным направленным ответвителем. Фактически, быстрый тест

показывает, что передаточная функция уравнения. (9.4.2) не удовлетворяет даже принципу сохранения энергии, поскольку  $|E_1|^2 + |E_1|^2 \neq |E_s|^2 + |E_{LO}|^2$

Для реализации 90-градусного оптического гибрида было предложено несколько оптических структур. Примером волоконно-оптической реализации гибрида под углом 90 градусов является специально разработанный волоконно-оптический ответвитель 3 x 3 со следующей матрицей передачи

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{0.2} & \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right) & \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right) \\ \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right) & \sqrt{0.2} & \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right) \\ \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right) & \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right) & \sqrt{0.2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s \\ E_{LO} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.4.8)$$

где задействуются только два порта из трех с каждой стороны и таким образом он используется как 2 x 2 разветвитель. На стороне входа выбранные два порта подключаются к входному оптическому сигналу и гетеродину, тогда как первые два выходных порта обеспечивают

$$E_{01} = \left( \sqrt{0.2}E_s(t) + \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right)E_{LO} \right) \quad (9.4.9)$$

$$E_{02} = \left( \sqrt{0.4}\exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right)E_s(t) + \sqrt{0.2}E_{LO} \right) \quad (9.4.10)$$

После фотодиодов и отбрасывания компонентов прямого детектирования, переменные составляющие (АС) этих двух фототоков имеют вид

$$i_1(t) = 2\Re\sqrt{0.08}A_s(t)A_{LO}\cos\left(\Delta\varphi(t) - \frac{3\pi}{4}\right) \quad (9.4.11)$$

$$i_2(t) = 2\Re\sqrt{0.08}A_s(t)A_{LO}\sin\left(\Delta\varphi(t) - \frac{3\pi}{4}\right) \quad (9.4.12)$$

Таким образом, возводя в квадрат и складывая на выходе приемника

$$i_1^2(t) + i_2^2(t) = 0.32 \Re^2 P(t) \cdot P_{LO} \quad (9.4.13)$$

Сравните этот результат с формулой. (9.4.2), где использовался идеальный 90-градусный гибрид. При использовании ответвителя 3 x 3 происходит снижение мощности RF сигнала примерно на 5 дБ. Поскольку один из трех выходных портов не используется, очевидно, что часть входной оптической мощности рассеивается через этот порт.

Другой способ создания оптического гибрида под углом 90 градусов состоит в использовании подхода интегральной оптики, в котором можно точно контролировать оптический фазовый сдвиг. Подобно уравнению (9.4.2), передаточная функция 90-градусного оптического гибрида также может быть записана как

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \exp(j\pi/2) \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_s \\ \vec{E}_{LO} \end{bmatrix} \quad (9.4.14)$$

что приведет к квадратурному соотношению фототоков на двух выходных портах ответвителя после фотодетектирования, аналогичного показанному в уравнениях. (9.4.5) и (9.4.6).

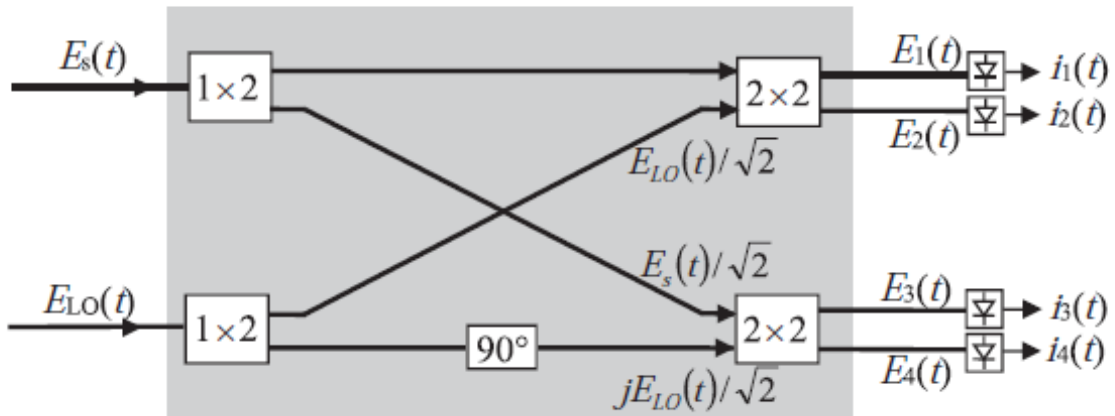


Рисунок 22. Оптический 2 x 4 90-градусный гибридный разветвитель на основе фазовращателя

На рисунке 22 показан 90-градусный оптический гибрид, основанный на  $\lambda/4$  фазовращателе в одном из четырех волноводов между четырьмя ответвителями. Эту

конфигурацию невозможно реализовать с помощью волоконной оптики, потому что регулировка длины волокна не может быть достаточно точной, чтобы реализовать дополнительный оптический фазовый сдвиг  $\lambda/4$  (или, что эквивалентно, 90 градусов) в одном из волокон по сравнению с тремя другими. Но планарные световолновые схемы (PLC planar lightwave circuits), созданные с использованием фотолитографических рисунков и травления, могут создавать структуры волноводных оптических схем с высоким уровнем точности.

Для структуры, показанной на рисунке 22 верхний ответвитель 2 x 2 выполняет сбалансированное когерентное смешивание между сигналом и гетеродином таким же образом, как и на рисунке 18. Предположим, что SOP между сигналом и гетеродином идеально согласован, мы имеем

$$i_1(t) = \frac{1}{4} \Re \left[ |A_s(t)|^2 + |A_{LO}|^2 + 2A_s(t) \cdot A_{LO} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \right] \quad (9.4.15)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{4} \Re \left[ |A_s(t)|^2 + |A_{LO}|^2 - 2A_s(t) \cdot A_{LO} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \right] \quad (9.4.16)$$

в то время как нижний разветвитель 2 x 2 на рисунке 22 на двух выходах

$$E_3(t) = \{E_s(t) + j[E_{LO}(t)]\}/2,$$

$$E_4(t) = j\{E_s(t) + E_{LO}(t)\}/2.$$

, так что

$$i_3(t) = \frac{1}{4} \Re \left[ |A_s(t)|^2 + |A_{LO}|^2 - 2A_s(t) \cdot A_{LO} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \right] \quad (9.4.17)$$

$$i_4(t) = \frac{1}{4} \Re \left[ |A_s(t)|^2 + |A_{LO}|^2 + 2A_s(t) \cdot A_{LO} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \right] \quad (9.4.18)$$

Объединяя эти выражения получим

$$\Delta i_Q(t) = i_1(t) - i_2(t) = \Re A_s(t) \cdot A_{LO} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \quad (9.4.19)$$

$$\Delta i_I(t) = i_4(t) - i_3(t) = \Re A_s(t) \cdot A_{LO} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \quad (9.4.20)$$

Этот 2 х 4 гибридный 90- градусный ответвитель объединяет в одном устройстве сбалансированное когерентное обнаружение и разнесение фаз.

Благодаря быстрому развитию технологий PLS и электрооптической интеграции интегральные когерентные приемники становятся коммерчески доступными и стандартизированы в отрасли. На рисунке 23 слева приведен модуль когерентного оптического приемника, включая поляризационное разнесение, фазовое разнесение, сбалансированное обнаружение и ТИА для дифференциального усиления; справа: фотография корпуса когерентного оптического приемника с оптоволоконными выводами.

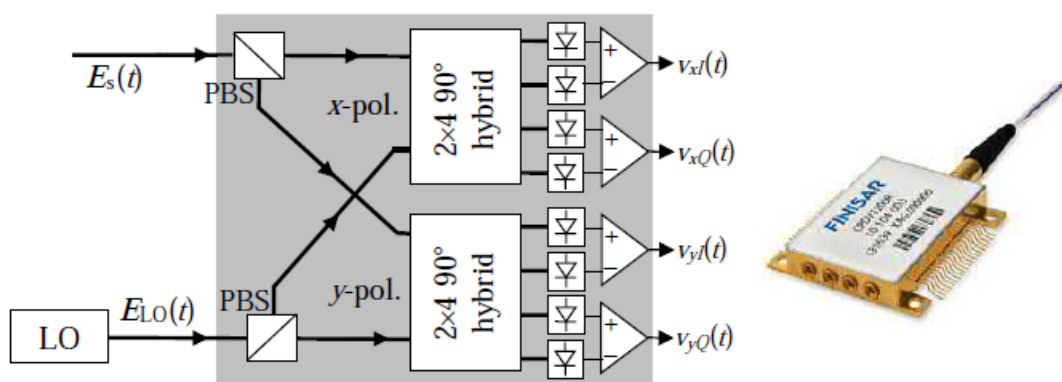


Рисунок 23. Модуль когерентного оптического приемника

Интегрированный когерентный приемник объединяет поляризационное разнесение, фазовое разнесение, сбалансированное обнаружение и трансимпедансные усилители (ТИА) в герметичный небольшой корпус с оптоволоконными гибкими выводами для подключения к оптическому сигналу и гетеродину. Компоненты x- и y-поляризации входного оптического сигнала детектируются отдельно посредством поляризационного разнесения, как показано на рисунке 20.



Каждая из двух ортогональных поляризационных составляющих когерентно смешивается с гетеродином посредством 90-градусного гибрида 2 x 4 с оптической конфигурацией, описанной на рисунке 22.

Четыре фотодиода используются для обнаружения каждой компоненты поляризации, производящей четыре сигнала фототока, определяемых уравнениями. (9.4.15) - (9.4.18). Компоненты прямого обнаружения устранены дифференциальным усилением ТИА для формирования сигналов синфазного ( $I$ ) и квадратурного ( $Q$ ) напряжения пропорционально  $A_s(t)A_{LO} \cos[\omega_{IF}t + \Delta\varphi(t)]$  и  $A_s(t)A_{LO} \sin[\omega_{IF}t + \Delta\varphi(t)]$  соответственно.

При когерентном обнаружении, поскольку комплексное поле принятого оптического сигнала может быть получено посредством информации об амплитуде и фазе, компенсация хроматической дисперсии передающего волокна может выполняться в электрической области после фотодетектирования. Кроме того, поскольку компоненты оптического сигнала с х- и у-поляризацией обнаруживаются одновременно, может быть получена мгновенная информация SOP принятого оптического сигнала, что позволяет компенсировать дисперсию мод поляризации (PMD) в электрической области. Это также позволяет использовать мультиплексирование с разделением по поляризации (PDM), при котором каждое состояние ортогональной поляризации несет независимый информационный канал, чтобы удвоить общую эффективность использования оптической полосы пропускания.

Когерентное обнаружение позволяет использовать сложное оптическое поле, включая как интенсивность, так и фазу, для доставки информации. Чувствительность приемника и требуемый OSNR фазомодулированных оптических систем также можно улучшить по сравнению с оптическими системами с модуляцией интенсивности и когерентным обнаружением. Что еще более важно, эффективность оптической полосы пропускания сложной модуляции оптического поля может быть намного выше.

В этой главе мы обсудили основные принципы когерентного обнаружения и различные методы повышения эффективности когерентного обнаружения в волоконно-оптических системах связи. За счет смешивания с сильным оптическим гетеродином в приемнике когерентного обнаружения принятый оптический сигнал эффективно усиливается, что улучшает чувствительность приемника по сравнению с приемником прямого обнаружения.

Благодаря опорной оптической фазе, представленной LO, информация о фазе принимаемого оптического сигнала может быть обнаружена, что делает возможным оптическую фазовую модуляцию для использования в оптических системах передачи, использующих когерентное обнаружение.

Поскольку когерентное обнаружение способно восстановить сложное поле принятого оптического сигнала, ухудшение передачи, вызванное оптическими волокнами, включая хроматическую дисперсию и PMD, может быть эффективно компенсировано посредством обработки сигнала в электрической области. Хотя чувствительность приемника когерентного обнаружения сравнима с приемником прямого обнаружения, использующим оптический предусилитель, гибкость сложной модуляции оптического поля и повышенная эффективность использования полосы пропускания делают когерентные оптические системы превосходящими аналогичные системы прямого обнаружения.

Классические методы, используемые для повышения эффективности когерентного обнаружения, включают сбалансированное фотодетектирование, поляризационное разнесение и фазовое разнесение. Сбалансированное фотодетектирование эффективно устраняет компоненты прямого обнаружения и их влияние на полезную составляющую когерентного обнаружения. Поскольку SOP принятого оптического сигнала часто непредсказуемо, а когерентное смещение между сигналом и гетеродином является селективным по поляризации, минимизация рассогласования SOP между оптическим сигналом и гетеродином важна для когерентного обнаружения. Разнесение поляризации - это метод, который разделяет принятый оптический сигнал на два ортогональных SOP через PBS и обнаруживает их по отдельности. Это устраняет поляризационную чувствительность когерентного обнаружения при объединении двух сигналов фототока.

Это также позволяет реконструировать SOP входного оптического сигнала, так что компенсация PMD возможна посредством электрической обработки двух фототоков. Фазовое разнесение - это метод, который позволяет восстановить оптическую фазовую информацию из принятого оптического сигнала. Разнесение фаз использует 90-градусный оптический гибрид, так что синфазная и квадратурная компоненты могут быть детектированы по отдельности, с целью восстановления принятого комплексного оптического поля.

Когерентная оптическая связь была предложена и исследована несколько десятилетий назад, но только в последние годы стала набирать обороты, главным образом благодаря двум ключевым технологическим достижениям.

Во-первых, полупроводниковые лазеры с узкой шириной линии ( $<100$  кГц) стали достаточно зрелыми, чтобы соответствовать стандартам телекоммуникаций, занимая мало места и относительно невысокую стоимость. Во-вторых, передовая технология PLS позволила создать когерентный оптический приемник, который объединяет поляризационное разнесение, фазовое разнесение и сбалансированные детекторные фотодиоды в одном корпусе с электронными предусилителями. Кроме того, достижения в цифровой электронике, основанные на технологии кремниевых интегральных схем, позволили использовать высокоскоростной DSP, так что улучшенные форматы модуляции и электронная компенсация различных искажений передачи могут выполняться с помощью DSP. Более подробная информация о расширенных форматах оптической модуляции и характеристиках когерентной передачи с фазовой модуляцией будет рассмотрена в следующей главе.

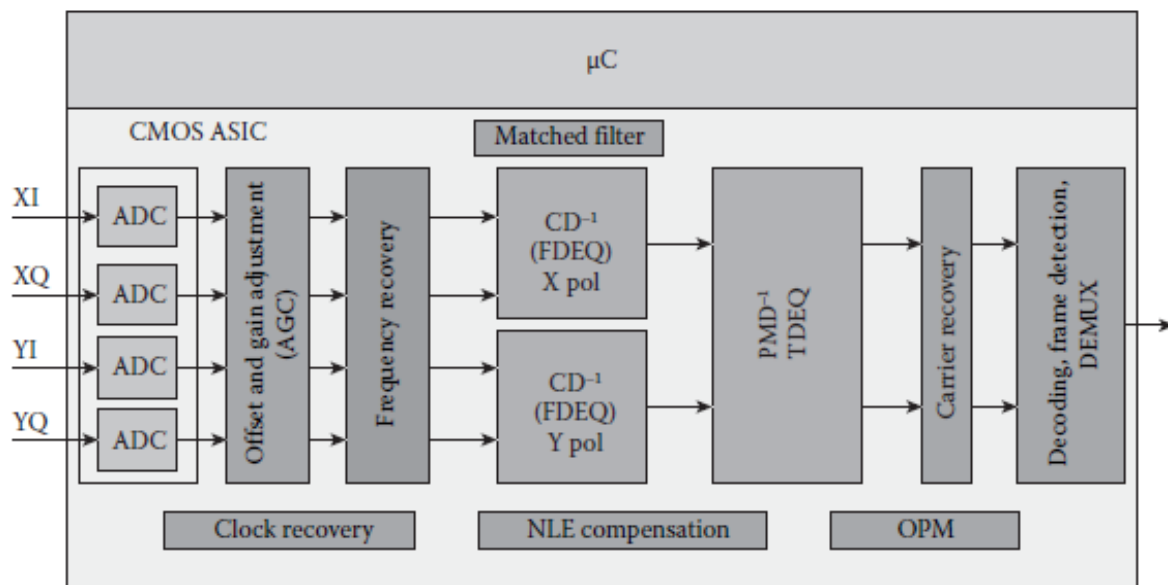
Общие сведения о применении цифровых сигнальных процессоров в оптических телекоммуникациях

*Характеристика современного состояния элементной базы и методов цифровой обработки сигналов. Сверхбыстродействующие сигнальные процессоры для цифровой обработки оптических сигналов и их особенности. Характеристики современных цифровых сигнальных процессоров, выпускаемых промышленностью. Аппаратное и программное обеспечение разработок в данной области. Список литературы и дополнительные источники информации по дисциплине.*

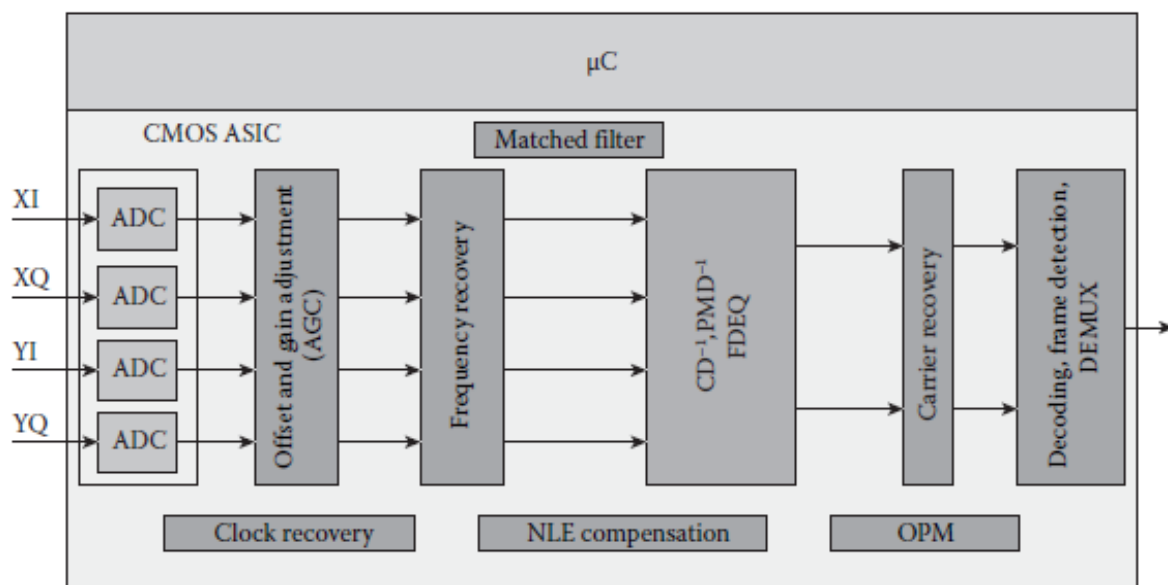
2 Сверхбыстродействующие сигнальные процессоры для цифровой обработки оптических сигналов

*Архитектура цифрового сигнального процессора. Представление данных и организация арифметических операций. Требования к функциональности и быстродействию сигнальных процессоров.*

Одноканальный DSP может использовать традиционную архитектуру FDEQ + TDEQ или чистую архитектуру FDEQ, как показано на рисунке 22



(a)



(b)

Рисунок 24. Архитектура DSP

а) FDEQ + TDEQ, б) чистая FDEQ

## Цифровые фильтры

В обработке сигналов , А цифровой фильтр представляет собой систему , которая выполняет математические операции на выборку , с дискретным временем сигнала , чтобы уменьшить или усилить определенные аспекты этого сигнала. Этим он отличается от другого основного типа электронного фильтра , аналогового фильтра , который представляет собой электронную схему, работающую с аналоговыми сигналами в непрерывном времени .

Система цифровой фильтрации обычно состоит из аналого-цифрового преобразователя (АЦП) для дискретизации входного сигнала, за которым следует микропроцессор и некоторые периферийные компоненты, такие как память для хранения данных и коэффициентов фильтра и т. Д. Программные инструкции (программное обеспечение), работающие на Микропроцессор реализует цифровой фильтр, выполняя необходимые математические операции над числами, полученными от АЦП. В некоторых высокопроизводительных приложениях FPGA или ASIC используются вместо микропроцессора общего назначения или специализированного процессора цифровых сигналов (DSP) со специальной параллельной архитектурой для ускорения таких операций, как фильтрация.

Цифровые фильтры могут быть более дорогими, чем эквивалентные аналоговые фильтры из-за их повышенной сложности, но они делают практичным многие конструкции, которые непрактичны или невозможны в качестве аналоговых фильтров. Цифровые фильтры часто могут быть сделаны очень высокого порядка и часто представляют собой фильтры с конечной импульсной характеристикой, что позволяет получить линейную фазовую характеристику. При использовании в контексте аналоговых систем реального времени цифровые фильтры иногда имеют проблемную задержку (разницу во времени между входом и откликом) из-за связанных аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований и сглаживания. фильтры , или из-за других задержек в их реализации.

Цифровые фильтры - обычное дело и важный элемент повседневной электроники, такой как радио , мобильные телефоны и AV-ресиверы .

Цифровой фильтр характеризуется своей передаточной функцией или, что эквивалентно, разностным уравнением . Математический анализ передаточной функции может описать, как она будет реагировать на любой ввод. Таким образом, проектирование фильтра состоит из разработки спецификаций, соответствующих задаче (например, фильтр нижних частот второго

порядка с определенной частотой среза), а затем создания передаточной функции, которая соответствует спецификациям.

Передаточная функция для линейного, инвариантных по времени, цифровой фильтр может быть выражена в виде передаточной функции в  $Z$ -области ; если это причинно, то оно имеет вид:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}}$$

где порядок фильтра представляет собой наибольший из  $N$  или  $M$  . См . Уравнение LCCD  $Z$ - преобразования для дальнейшего обсуждения этой передаточной функции .

Это форма рекурсивного фильтра , который обычно приводит к бесконечной импульсной характеристике БИХ , но если знаменатель установлен равным единице, то есть без обратной связи, тогда это становится КИХ- фильтром или фильтром с конечной импульсной характеристикой .

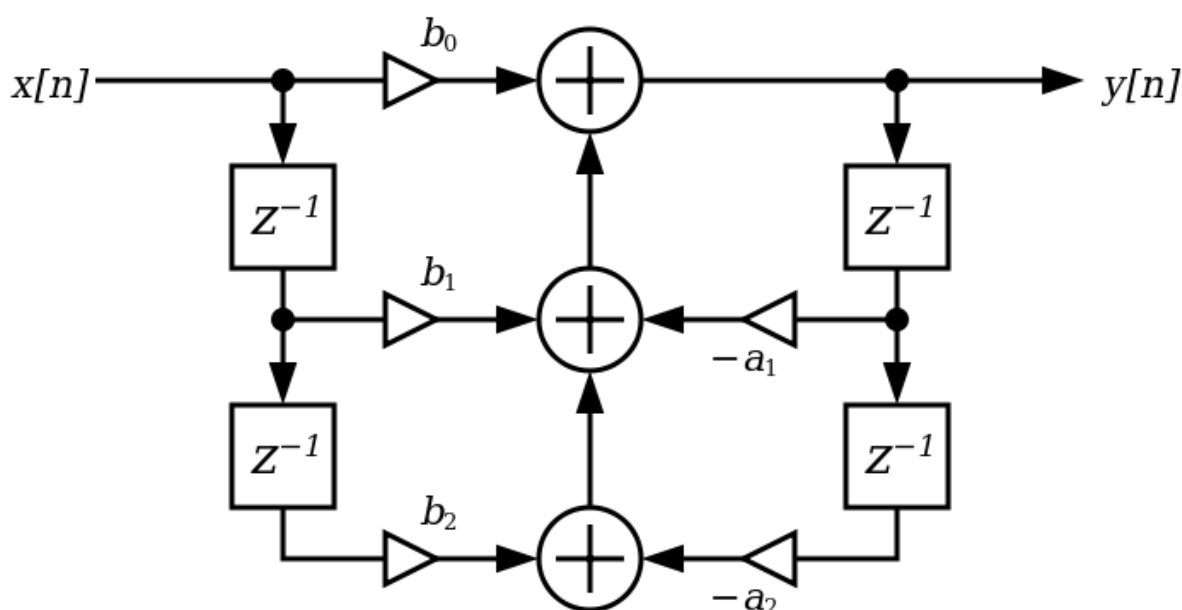
### Реализация фильтра

После того, как фильтр спроектирован, он должен быть *реализован* путем разработки схемы потока сигналов, которая описывает фильтр с точки зрения операций над последовательностями выборок.

Заданная передаточная функция может быть реализована разными способами. Подумайте, как можно вычислить простое выражение, такое как , - можно также вычислить эквивалент . Таким же образом все реализации можно рассматривать как "факторизации" одной и той же передаточной функции, но разные реализации будут иметь разные числовые свойства. В частности, некоторые реализации более эффективны с точки зрения количества операций или элементов памяти, необходимых для их реализации, а другие обеспечивают такие преимущества, как улучшенная числовая стабильность и уменьшенная ошибка округления. Некоторые структуры лучше подходят для арифметики с фиксированной запятой, а другие могут быть лучше для арифметики с плавающей запятой .

## Прямая форма I

Прямой подход к реализации БИХ-фильтра - это прямая форма I, в которой разностное уравнение вычисляется напрямую. Эта форма практична для небольших фильтров, но может быть неэффективной и непрактичной (численно нестабильной) для сложных конструкций. В общем, эта форма требует  $2N$  элементов задержки (как для входных, так и для выходных сигналов) для фильтра порядка  $N$ .

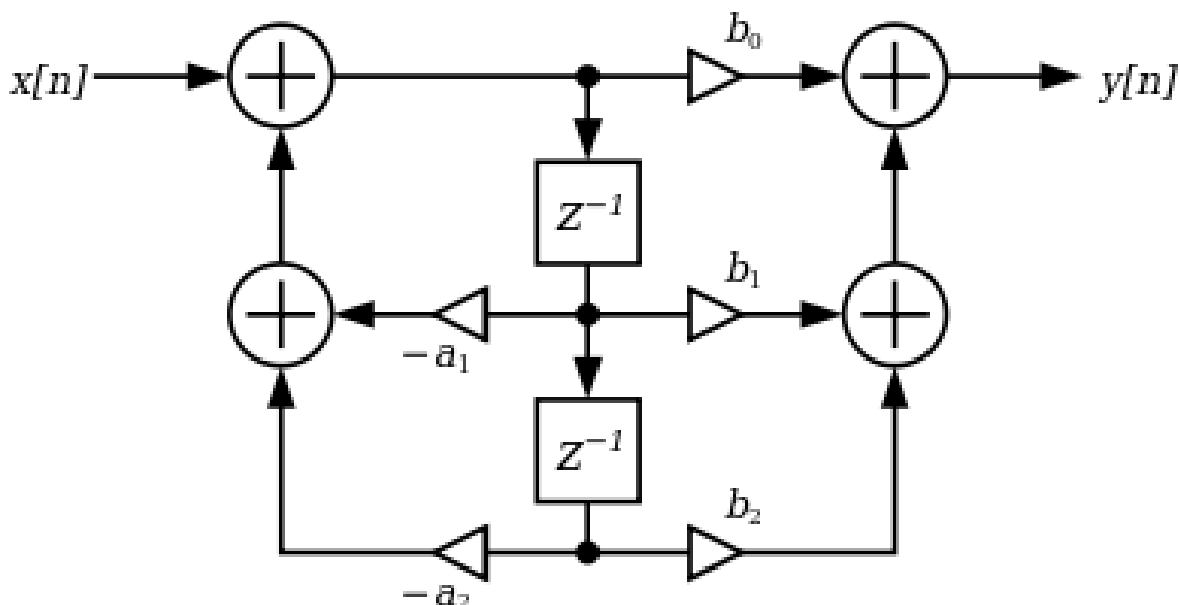


## Прямая форма II

Альтернативная прямая форма II требует только  $N$  единиц задержки, где  $N$  - порядок фильтра - потенциально вдвое меньше, чем прямая форма I. Эта структура получается путем изменения порядка разделов числителя и знаменателя прямой формы I, поскольку они фактически являются двумя линейными системами, и свойство коммутативности применимо. Затем можно заметить, что есть два столбца задержек ( $Z^{-1}$ ), которые отводятся от центральной цепи, и их можно объединить, поскольку они являются избыточными, что дает реализацию, как показано ниже.

Недостатком является то, что прямая форма II увеличивает возможность арифметического переполнения для фильтров с высокой *добротностью* или резонансом. Было показано, что с увеличением  $Q$  шум округления в обеих топологиях прямой формы неограниченно возрастает. Это связано с тем, что, по идее, сигнал сначала проходит через

многополюсный фильтр (который обычно увеличивает усиление на резонансных частотах), прежде чем результат этого становится насыщенным, а затем проходит через нулевой фильтр (который часто ослабляет большую часть того, что всеполюсная половина усиливается).



Каскадные секции второго порядка

Распространенной стратегией является реализация цифрового фильтра более высокого порядка (больше 2) в виде каскадной серии «биквадратных» (или «биквадратных») секций второго порядка (см. Цифровой биквадратный фильтр). Преимущество этой стратегии в том, что диапазон коэффициентов ограничен. Каскадная прямые разделы результатов формы II в  $N$  элементах задержки для фильтров порядка  $N$ . Каскадирование секций прямой формы I приводит к появлению  $N + 2$  элементов задержки, поскольку элементы задержки входа любой секции (кроме первой секции) являются избыточными с элементами задержки выхода предыдущей секции.

#### Сравнение аналоговых и цифровых фильтров

Цифровые фильтры не подвержены нелинейным компонентам, которые значительно усложняют конструкцию аналоговых фильтров. Аналоговые фильтры состоят из несовершенных электронных компонентов, значения которых указаны с предельным допуском (например, значения резисторов часто имеют допуск  $\pm 5\%$ ) и которые также могут изменяться в зависимости от температуры и дрейфа со временем. По мере увеличения порядка аналогового фильтра и, следовательно, количества его компонентов, влияние ошибок переменных



компонентов значительно усиливается. В цифровых фильтрах значения коэффициентов хранятся в памяти компьютера, что делает их более стабильными и предсказуемыми.

Поскольку коэффициенты цифровых фильтров являются определенными, их можно использовать для достижения гораздо более сложных и избирательных схем - особенно с цифровыми фильтрами, можно добиться более низкой пульсации полосы пропускания, более быстрого перехода и более высокого затухания в полосе задерживания, чем это практично с аналоговыми фильтрами. Даже если бы конструкция могла быть достигнута с использованием аналоговых фильтров, инженерные затраты на разработку эквивалентного цифрового фильтра, вероятно, были бы намного ниже. Более того, можно легко изменить коэффициенты цифрового фильтра, чтобы создать адаптивный фильтр или параметрический фильтр, управляемый пользователем. Хотя эти методы возможны в аналоговом фильтре, они снова значительно сложнее.

Цифровые фильтры могут использоваться при разработке фильтров с конечной импульсной характеристикой. Эквивалентные аналоговые фильтры часто более сложны, поскольку для них требуются элементы задержки.

Цифровые фильтры в меньшей степени полагаются на аналоговую схему, потенциально обеспечивая лучшее соотношение сигнал / шум . Цифровой фильтр будет вносить шум в сигнал во время аналоговой фильтрации нижних частот, аналого-цифрового преобразования, цифро-аналогового преобразования и может вносить цифровой шум из-за квантования. В аналоговых фильтрах каждый компонент является источником теплового шума (например, шума Джонсона ), поэтому с ростом сложности фильтра растет и шум.

Однако цифровые фильтры действительно увеличивают задержку в системе. В аналоговом фильтре задержка часто незначительна; строго говоря, это время для распространения электрического сигнала через схему фильтра. В цифровых системах задержка вводится элементами задержки в тракте цифрового сигнала, а также аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями, которые позволяют системе обрабатывать аналоговые сигналы.

В очень простых случаях более рентабельно использовать аналоговый фильтр. Введение цифрового фильтра требует значительных накладных расходов схем, как обсуждалось ранее, включая два аналоговых фильтра нижних частот.

Еще один аргумент в пользу аналоговых фильтров - низкое энергопотребление. Аналоговые фильтры требуют значительно меньшей мощности и поэтому являются единственным решением, когда требования к мощности жесткие.

При создании электрической цепи на печатной плате, как правило, проще использовать цифровое решение, поскольку блоки обработки данных сильно оптимизировались с годами. Создание такой же схемы с аналоговыми компонентами займет намного больше места при использовании дискретных компонентов. Две альтернативы - это FPAА и ASIC, но они дороги в небольших количествах.

#### Типы цифровых фильтров

Многие цифровые фильтры основаны на быстром преобразовании Фурье, математическом алгоритме, который быстро извлекает частотный спектр сигнала, позволяя манипулировать спектром (например, создавать полосовые фильтры очень высокого порядка) перед преобразованием модифицированного спектра обратно в сигнал временного ряда с обратной операцией БПФ. Эти фильтры дают  $O(n \log n)$  вычислительные затраты, тогда как обычные цифровые фильтры имеют тенденцию быть  $O(n^2)$ .

Другая форма цифрового фильтра - модель пространства состояний. Хорошо используемый фильтр в пространстве состояний - фильтр Калмана, опубликованный Рудольфом Калманом в 1960 году.

Традиционные линейные фильтры обычно основаны на затухании. В качестве альтернативы могут быть разработаны нелинейные фильтры, включая фильтры передачи энергии, которые позволяют пользователю перемещать энергию определенным образом. Таким образом, нежелательный шум или эффекты могут быть перемещены в новые полосы частот, более низкие или более высокие по частоте, распределены по диапазону частот, разделены или сфокусированы. Фильтры передачи энергии дополняют традиционные конструкции фильтров и предоставляют гораздо больше степеней свободы в конструкции фильтров. Цифровые фильтры передачи энергии относительно легко спроектировать, реализовать и использовать нелинейную динамику.

Есть разные способы охарактеризовать фильтры; например:

Линейный фильтр представляет собой линейное преобразование входных выборок; остальные фильтры нелинейные. Линейные фильтры удовлетворяют принципу суперпозиции,

т. Е. Если вход представляет собой взвешенную линейную комбинацию различных сигналов, выход представляет собой линейную комбинацию соответствующих выходных сигналов с одинаковым весом.

Причинная фильтр использует только предыдущие образцы входных и выходных сигналов; в то время как непричинный фильтр использует будущие входные выборки. Непричинный фильтр обычно можно превратить в причинный фильтр, добавив к нему задержку.

Неизменный во времени фильтр имеет постоянные свойства во времени; другие фильтры, такие как адаптивные фильтры, меняются во времени.

Стабильно фильтр выдает выходной сигнал , который сходится к постоянному значению с течением времени, или остается ограниченным в пределах конечного интервала. Нестабильным фильтр может производить выходной сигнал , который растет без границ, с ограниченным или даже нулевым входом.

А с конечной импульсной характеристикой (КИХ - фильтр) использует только входные сигналы, в то время как с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ - фильтр) использует как входной сигнал и предыдущие образцы выходного сигнала. КИХ-фильтры всегда стабильны, а БИХ-фильтры могут быть нестабильными.

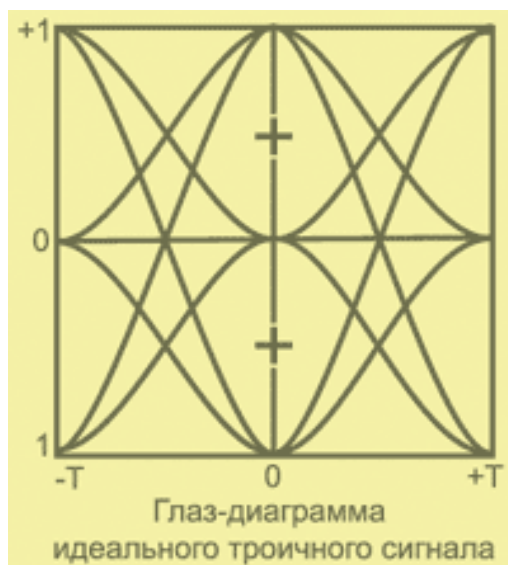
Фильтр может быть представлен блок-схемой , которую затем можно использовать для получения алгоритма обработки выборки для реализации фильтра с помощью аппаратных инструкций. Фильтр также можно описать как разностное уравнение , набор нулей и полюсов или импульсную характеристику или переходную характеристику .

## Характеристики сигналов систем связи

### ГЛАЗ-ДИАГРАММА

Удобным (и гениально простым!) графическим методом оценки качества цифрового сигнала на выходе регенератора является глаз-диаграмма. Она представляет собой результат наложения всех возможных импульсных последовательностей в течение промежутка времени, равного двум тактовым интервалам линейного сигнала.

Наиболее простой пример — диаграмма для троичного (возможные уровни  $-1, 0, +1$ ) линейного сигнала при косинус-квадратной форме входного сигнала регенератора. Хорошо видна область («раскрыв») глаз-диаграммы, в пределах которой должна производиться операция опознавания сигнала для каждого из двух уровней решения. Горизонтальные линии, обозначенные как  $-1, 0$  и  $+1$ , соответствуют амплитудам импульсов при отсутствии помех, а вертикальные линии через каждый тактовый интервал  $T$  — идеальным моментам решения.



Процесс принятия решения показан в виде двух крестиков в каждом «раскрыве» глаз-диаграммы. Вертикальная черта каждого крестика определяет момент решения, а горизонтальная — его уровень. Гарантией безошибочной регенерации цифрового сигнала является наличие вблизи каждого крестика определенной области, в пределах которой и должно происходить опознавание сигнала.

Наличие помех приводит к сокращению этой области по сравнению с идеальным случаем. Минимальное расстояние между центром крестиков и краями «глаза» служит мерой запаса помехозащищенности. Запас уменьшается как из-за искажений формы импульса, так и вследствие несовершенства самого процесса принятия решения. Первая причина приводит к уменьшению «раскрыва» глаз-диаграммы, а вторая — к перемещению точки принятия решения вдоль границ глаза. Возникающие вследствие двух указанных причин искажения принято подразделять на амплитудные и временные, соответствующие смещению точки принятия решения по вертикали и горизонтали. Для удобства дальнейших рассуждений будем считать, что точка принятия решения остается неподвижной, а уменьшается «раскрыв».



Степень уменьшения «раскрыва» глаз-диаграммы по вертикали определяется результирующими искажениями, вызванными межсимвольными помехами, эхосигналами, изменениями амплитуды импульсов на выходе регенератора, погрешностями порогов решающих устройств. В результате воздействий появляется вертикальная составляющая искажений глаз-диаграммы  $\Delta A$ . Именно на эту величину должны быть сдвинуты края идеальной глаз-диаграммы.

Временные искажения глаз-диаграммы  $\Delta T$ , включающие несоответствие моментов решения их статическим значениям и джиттер, учитываются обычно в смещении границ «глаза» по горизонтали.

Очевидно, что для компенсации ухудшения реальной глаз-диаграммы по сравнению с идеальной необходимо увеличить величину отношения сигнал/шум на величину  $\Delta S/N = 20 \lg (H/h)$ , дБ, где  $H$  и  $h$  представляют собой вертикальный «раскрыв» идеальной и реальной глаз-диаграмм, соответственно.

## КОЭФФИЦИЕНТ БИТОВЫХ ОШИБОК

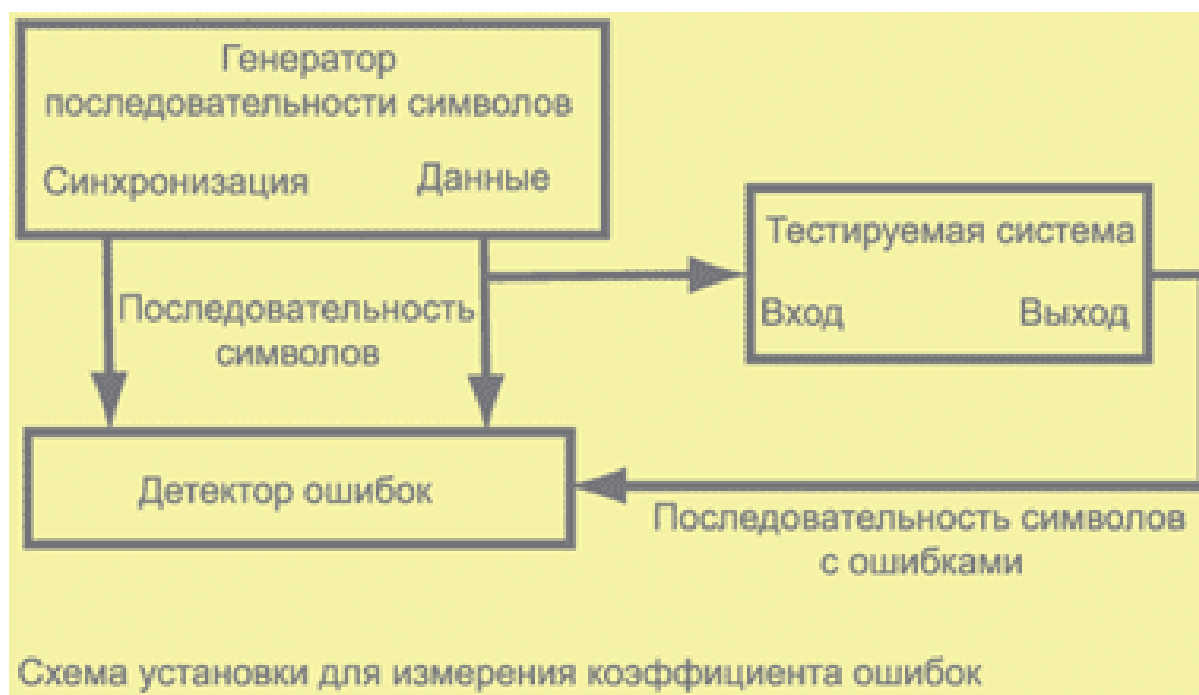
Ключевым параметром качества ЦСП являются ошибки. Показателей ошибок множество, все они будут по-очередно рассмотрены ниже. Самый простой из них — коэффициент битовых ошибок (Bit Error Ratio, BER) или джиттер, так актуальный для [VoIP телефонов](#) или VoIP шлюзов. Напомним, что под BER следует понимать отношение количества ошибочных битов к их общему переданному числу.

Необходимо отметить, что при прочих равных условиях BER зависит от количества переданных битов. Например, длинная последовательность одинаковых символов может вызвать низкочастотную амплитудную модуляцию и детерминированный джиттер, следствием которых будет рост числа ошибок. Для обеспечения корректности сравнения разных ЦСП используются типовые испытательные последовательности, причем каждой стандартной скорости передачи соответствует своя испытательная последовательность. По своим свойствам они близки к гауссову шуму, но имеют определенный период повторения. Поэтому они называются не просто случайными, а псевдослучайными последовательностями (ПСП) (Pseudo-Random Bit Sequence, PRBS).

Следует особо подчеркнуть, что оценка BER будет абсолютно точной только при бесконечно большом числе переданных битов. Строго говоря, когда их число ограничено, мы получаем не вероятность события BER, а его оценку BERT. Очевидно, что уровень достоверности этой оценки (Confidential Level, CL), называемый также доверительной вероятностью, зависит от количества зарегистрированных ошибок и от общего числа переданных битов  $N$ .

Это подтверждают данные таблицы (см. [Таблицу 1](#)), где приведены требуемые значения нормированной длительности  $N \times \text{BER}$  в зависимости от числа зарегистрированных ошибок  $E$  и уровня достоверности оценки CL — чем больше число зарегистрированных ошибок и уровень достоверности оценки CL, тем большее число битов необходимо передать.

Типовая схема измерения BER предполагает наличие генератора испытательных битовых (символьных) последовательностей тестера BER, испытуемого объекта (регенератора, участка ЦСП и т. д.) и детектора ошибок тестера BER.



Генератор тестера BER формирует испытательные сигналы, которые подаются на вход тестируемого объекта. Генератор тестируемого сигнала является также источником сигнала для детектора ошибок тестера BER.

Тестируемый объект может быть территориально совмещен с тестером BER или находиться в удаленном пункте. В любом случае испытуемый объект должен быть выведен из эксплуатации и сигнал с его выхода подан на вход приемника тестера BER. Как говорят связисты, должен быть организован измерительный шлейф.

Детектор ошибок получает испытательный сигнал с выхода тестируемого объекта или формирует точную копию этого сигнала автономно. Испытательный сигнал генератора сравнивается побитно с сигналом, поступающим с выхода испытуемого объекта. Каждое различие сигналов детектор фиксирует как битовую ошибку.

Необходимую синфазность двух указанных сигналов обеспечивает детектор ошибок, в котором предусмотрена требуемая задержка сигнала с выхода генератора. Задача фазирования сигналов обычно выполняется на этапе калибровки тестера BER.

Испытательные сигналы тестеров BER стандартизованы. Как уже отмечалось выше, информационный сигнал в тестерах BER имитируется в виде так называемых псевдослучайных

последовательностей ПСП (PRBS), они формируются в соответствии со стандартными алгоритмами и различаются числом генерируемых символов  $M = 2^k - 1$ , где  $k$  — целое число.

В генераторах тестеров BER предусмотрена возможность создания произвольных испытательных последовательностей, называемых обычно кодовыми словами.

Очевидным недостатком BER является необходимость вывода тестируемого объекта из эксплуатации (Out of Service, OoS), что вполне приемлемо в процессе разработки или ремонта объекта и неудобно, если ЦСП уже эксплуатируется. Кроме того, параметр BER хорош для оценки влияния одиночных помех, обусловленных гауссовыми процессами, например собственными и переходными помехами. В то же время в любой реальной системе связи присутствуют и целые пакеты таких ошибок (их еще называют серийными ошибками). Поэтому без знания временной структуры ошибок системы связи невозможна эффективная локализация повреждений и накопление адекватной информации о качестве разработки и инсталляции оборудования. По сути, одного параметра BER недостаточно для корректной оценки работы ЦСП. Необходимы более адекватные, учитывающие структуру помех, показатели качества ЦСП с возможностью их мониторинга в процессе нормальной эксплуатации системы связи (In Service Monitoring, ISM). Такие как рекомендации G.821 и G.826.



## **Перечень основной и дополнительной литературы, необходимой для освоения дисциплины**

### **Основная литература:**

1. Фокин, В. Г. Когерентные оптические сети [Электронный ресурс] : учебное пособие / В. Г. Фокин. - Санкт-Петербург : Лань, 2016. - 440 с. - ISBN 978-5-8114-2105-3 : Б. ц. Книга из коллекции Лань - Инженерно-технические науки.

Рекомендовано УМО по образованию в области инфокоммуникационных технологий и систем связи в качестве учебного пособия для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» квалификации (степени) «бакалавр» и «магистр»

2. Гуров, В. В. Архитектура микропроцессоров [Электронный ресурс] : учебное пособие / В. В. Гуров. - 2-е изд. - Москва : ИНТУИТ, 2016. - 327 с. - ISBN 978-5-9963-0267-3 : Б. ц. Книга из коллекции ИНТУИТ - Информатика

### **Дополнительная литература:**

1. Основы цифровой обработки сигналов [Текст] : курс лекций : учебное пособие для вузов / А. И. Солонина [и др.]. - 2-е изд., испр. и перераб. - СПб. : БХВ-Петербург, 2012. - 768 с. : ил. - Библиогр. : с. 741-746. - ISBN 978-5-94157-604-3 : 199.00 р. Прил. : с. 677-740

2. Гадзиковский, В. И. Методы проектирования цифровых фильтров [Электронный ресурс] / В. И. Гадзиковский. - Москва : Горячая Линия–Телеком, 2012. - 416 с. : ил. - ISBN 978-5-9912-7003-8 : Б. ц.