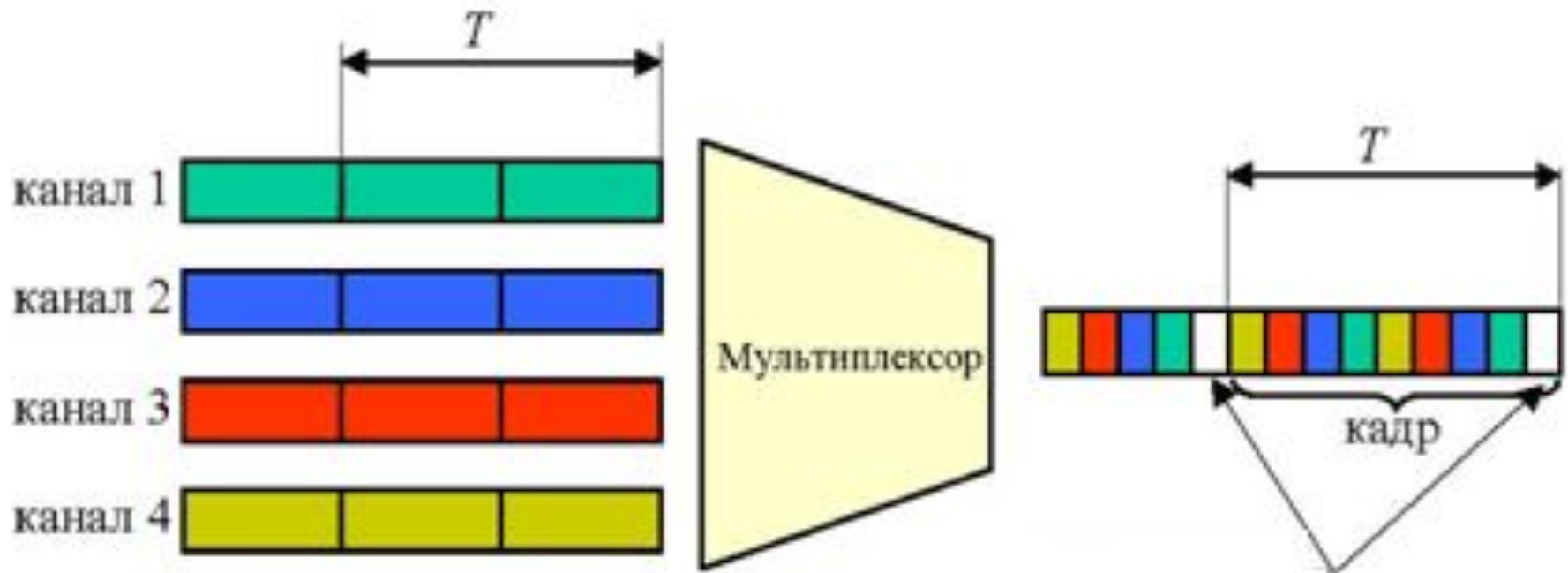


Тема 5

МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ



Мультиплексирование разделенных в пространстве сигналов (SDM)

Мультиплексированием (англ. multiplexing, muxing) называется объединение нескольких потоков данных (виртуальных каналов) в один канал, т. е. передача нескольких потоков (каналов) данных с меньшей скоростью (пропускной способностью) по одному каналу.

Мультиплексируемые сигналы должны отличаться друг от друга для того, чтобы разделить общий сигнал, передаваемый по каналу или в среде, на составляющие сигналы (операция мультиплексирования).

Для этой цели используются разделительные признаки – характеристики сигналов, позволяющие их разделить.

Методы мультиплексирования сигналов электросвязи классифицируются в зависимости от используемых разделительных признаков. Наряду с понятием «мультиплексирование» существует близкое к нему понятие «множественный доступ» или просто «доступ».

Множественный доступ (англ. MultipleAccess) - процедура взаимодействия нескольких пользователей, программ или устройств с одним ресурсом - с общей полосой пропускания канала; с одним файлом; с одним запоминающим устройством; с одним принтером и т.д.

Следовательно, мультиплексирование описывает принцип эффективного использования ресурсов каналов связи, а множественный доступ (доступ) – процедуру (алгоритм) приема или передачи сигналов нескольких пользователей в мультиплексированном канале.

Пространственный разделительный признак

Разделительным признаком, используемым при мультиплексировании с разделением сигналов в пространстве (англ. Space Division Multiplexing – SDM), является объем физического пространства или среда распространения.

В англоязычной литературе при описании сотовой и спутниковой связи наряду с Space Division Multiplexing используют термин Spatial Division Multiplexing - мультиплексирование с пространственным разделением сигналов. Обозначим через SpDM этот признак разделения сигналов.

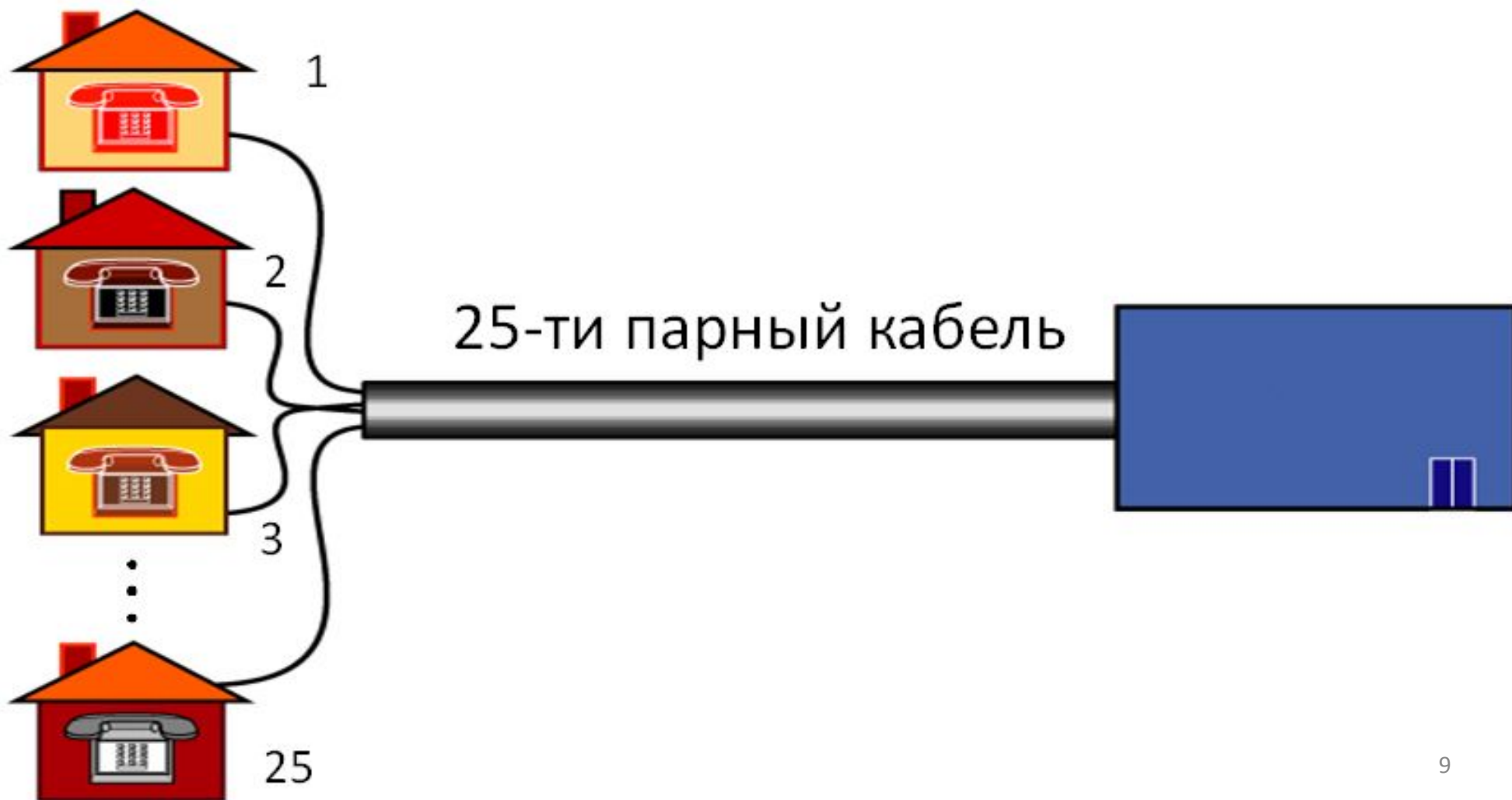
Различают следующие виды пространственного мультиплексирования:

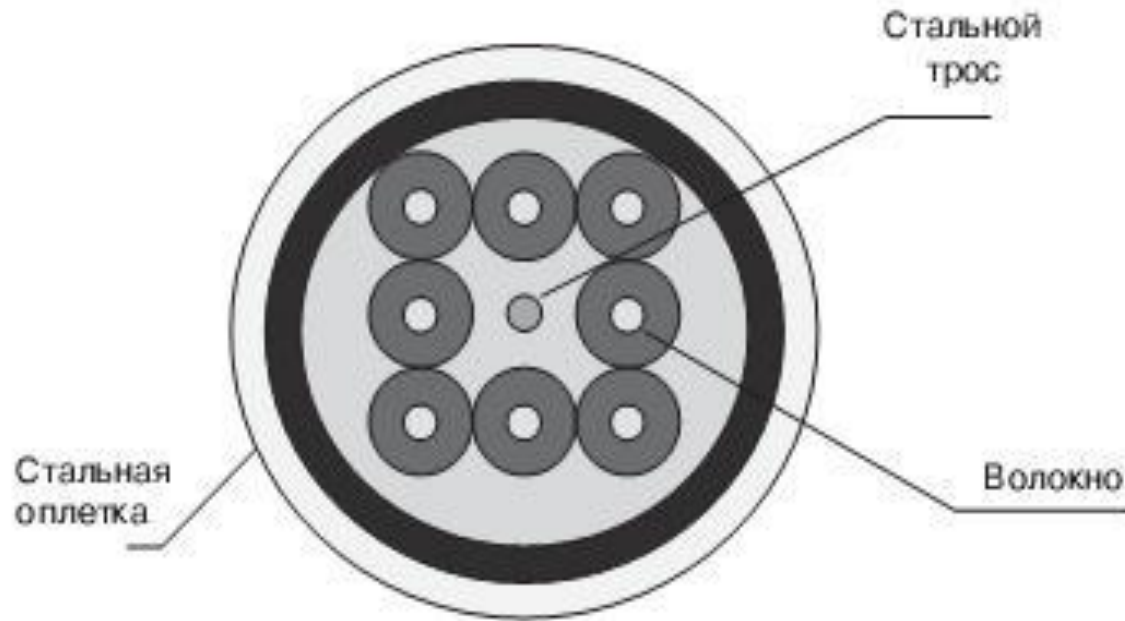
1. SDM с использованием различных искусственных сред распространения;
2. Пространственное мультиплексирование сигналов (SpDM);
3. Мультиплексирование по типу электромагнитных волн в свободном пространстве;
4. Мультиплексирование по типу мод в оптическом волноводе.

SDM с использованием различных искусственных сред распространения

Традиционно этот вид мультиплексирования осуществляется передачей каждого сигнала по отдельной паре скрученных проводов или оптическому волокну. Часто эти направляющие среды конструктивно объединяются в кабель.

Мультиплексирование сигналов с пространственным разделением на примере абонентских линий телефонной сети





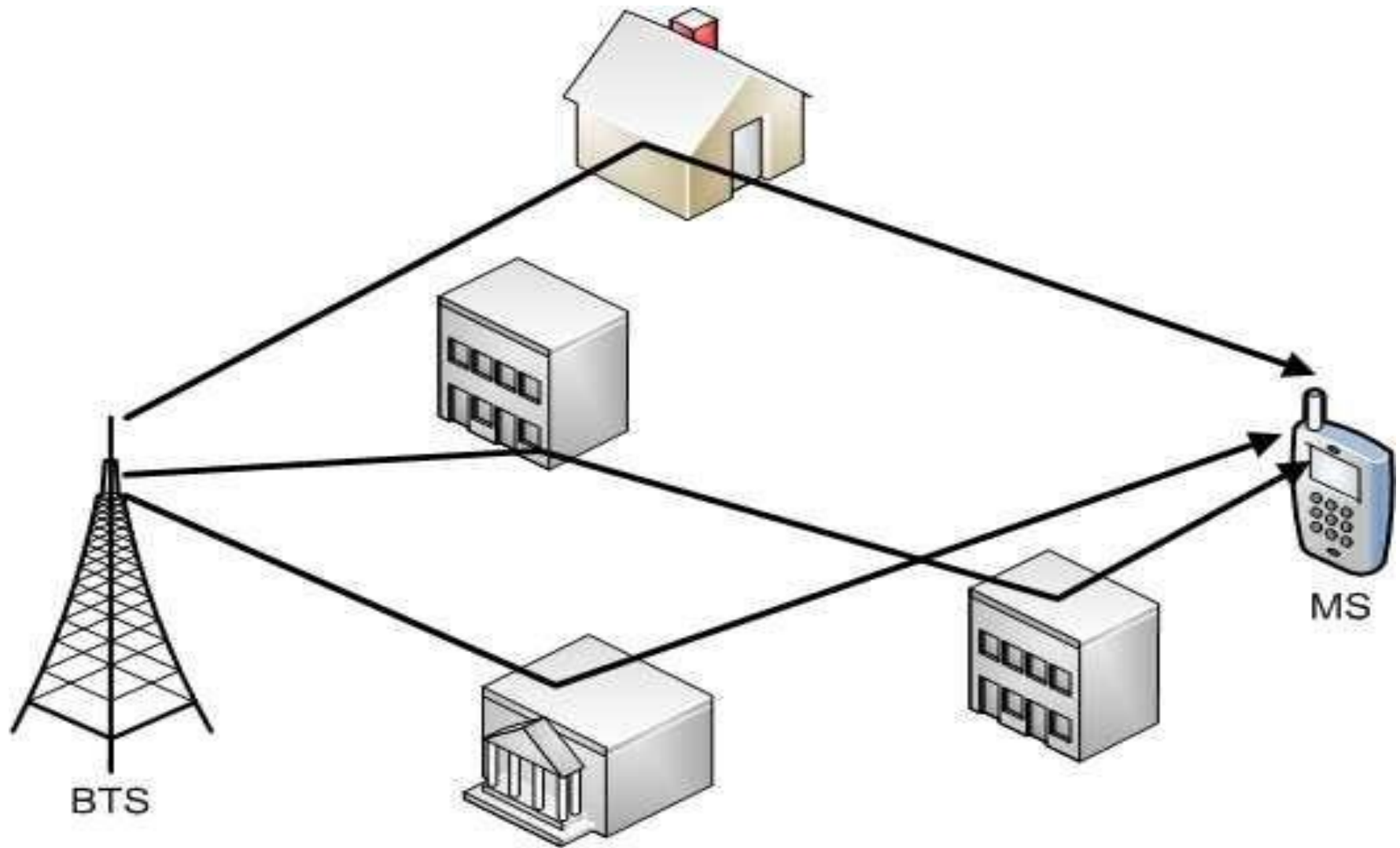
Принцип размещения волокон в оптическом кабеле.

Для эффективной передачи сигналов различных каналов в многожильном и оптическом кабелях требуется обеспечить низкое переходное затухание, характеризующее максимум энергии, передаваемой между волокнами.

Мультиплексирование пространственно разделенных сигналов.

Схемы SISO, SIMO, MISO и MIMO

Многолучевое распространение — это эффект, наблюдаемый при распространении сигналов. Возникает при условии существования в точке приема радиосигнала не только прямого, но и ещё одного или целого ряда отражённых или\и преломлённых лучей. Другими словами, на антенну приёмника приходят не только прямые лучи (непосредственно от самого источника), но и отражённые (от земной поверхности, зданий, строений и прочих объектов).



Многолучевое распространение радиоволн в
СОТОВОЙ СВЯЗИ

Под термином **многолучевость** в данном случае понимается именно наличие многих трасс при распространении сигнала, которые на низких частотах могут не являться геометрическими лучами, т.е. многолучевость подразумевает тот факт, что при излучении короткого импульса энергия в приемник приходит дискретными порциями с различными временными задержками.

При этом энергия сигнала будет распределена между копиями сигнала неравномерно, что в итоге может привести к ситуации, когда приемник не сможет получить достаточно энергии хотя бы в одной из копий для однозначного приема сигнала.

Однако, при многолучевом распространении сигнала приемник получает сразу несколько копий сигнала. Сравнив эти копии между собой можно выявить и даже исправить ошибки, возникшие при распространении сигнала.

Данный принцип положен в основу работы Rake-приемника в мобильном оборудовании (UE) сети сотовой связи стандарта UMTS (Universal Mobile Telecommunications System).

В технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) многолучевое распространение – это необходимый элемент работы приемопередатчиков. При технологии MIMO использован принцип пространственного разделения каналов (SpDM).

Самым простым вариантом является использование одной передающей и одной приемной антенны.

Такая система с точки зрения терминологии MIMO называется SISO – *Single Input Single Output* – один вход – один выход.

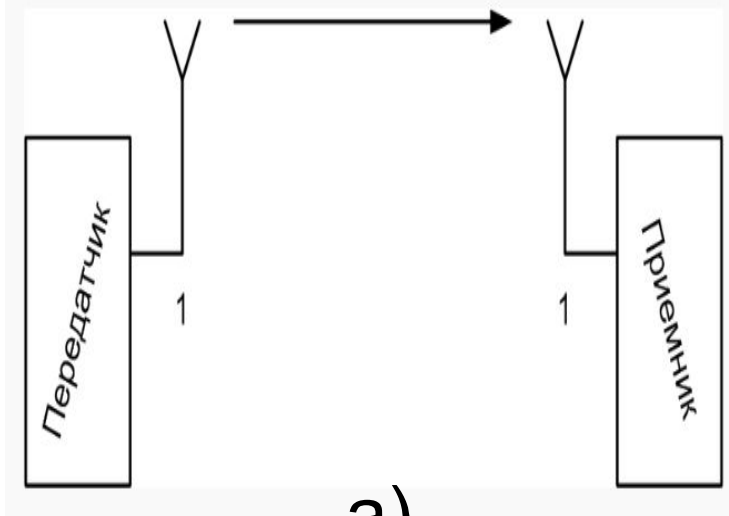
Пропускную способность такой системы можно рассчитать, используя формулу Шеннона:

$$C = B \log_2(1 + S/N),$$

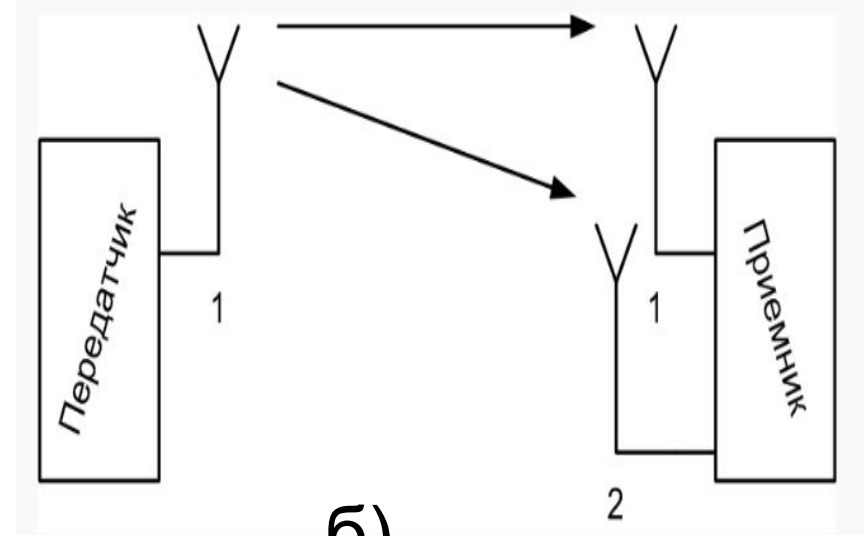
где C - пропускная способность канала; B - ширина канала; S/N - соотношение сигнал/шум.

Разнесенный прием (*RxDiversity*) - это случай использования большего количества антенн на приемной стороне, чем на передающей. С точки зрения MIMO такая система называется SIMO – Single Input Multiple Output – один вход – много выходов. Простейший случай такой системы, когда передающая антенна одна, а приемных две, и называется SIMO 1x2.

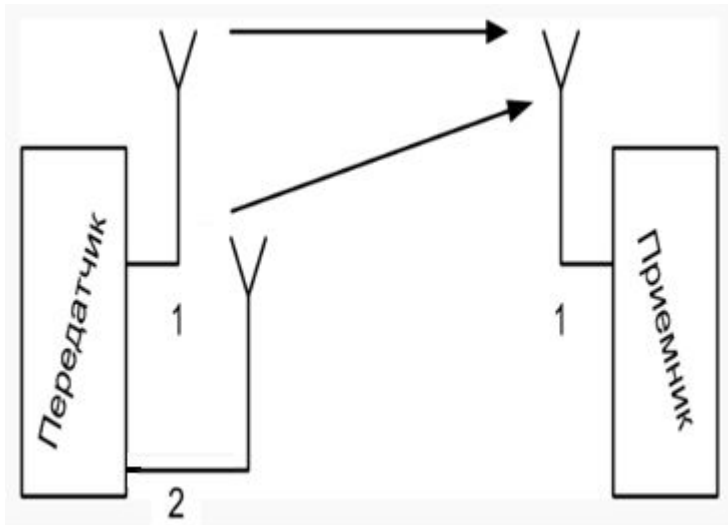
Представленный вариант не требует специальной подготовки сигнала при передаче, поэтому его достаточно просто реализовать на практике.



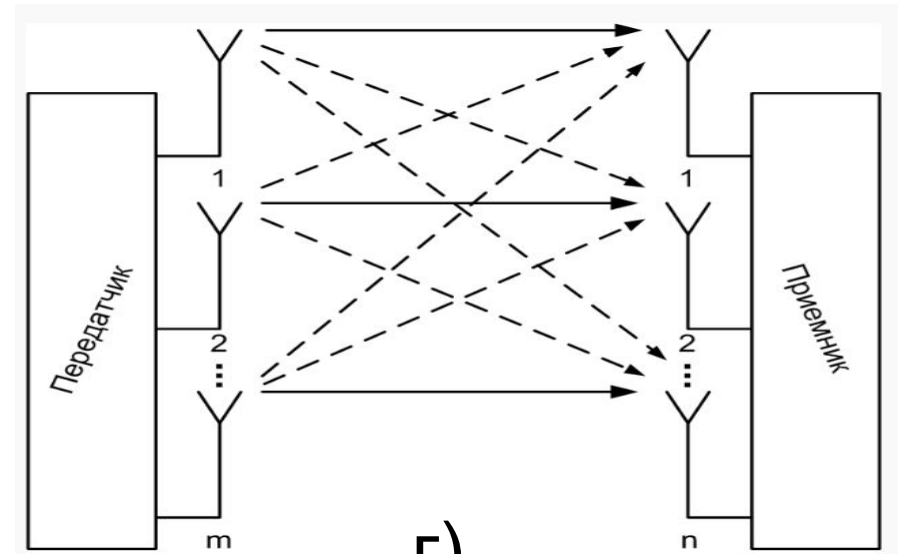
а)



б)



в)



г)

Система многоантенных систем:
 а) SISO; б) SIMO; в) MISO; г) MIMO

При использовании разнесенного приема увеличения пропускной способности не происходит. Однако, повышается надежность передачи.

В случае с изображенной выше системой на приемной стороне будет два сигнала, и существуют разные способы их обработки.

Например, может выбираться сигнал с наилучшим соотношением сигнал/шум. Такой метод называется *switched diversity*. Или сигналы могут складываться, что позволяет повысить соотношение сигнал/шум. И такой метод называется *MRC* – *Maximum Ratio Combining*.

Разнесенная передача (*TxDiversity*) - это случай использования большего количества антенн на передающей стороне, чем на приемной. С точки зрения MIMO такая система называется MISO – Multiple Input Single Output – много входов – один выход. Простейший случай такой системы, когда передающих антенн две, а приемная одна, называется MISO 2x1.

Как и SIMO, MISO не позволяет увеличить пропускную способность канала, но повышает надежность передачи.

В то же время, использование MISO позволяет перенести необходимую дополнительную обработку сигнала с приемной стороны (мобильной станции) на передающую (базовую станцию).

Для формирования надежного сигнала используется пространственно-временное кодирование. В этом случае копия сигнала передается не только с другой антенны, но и в другое время. Также может использоваться пространственно-частотное мультиплексирование.

Пространственное мультиплексирование (Spatial Multiplexing, MIMO – Multiple Input Multiple Output, много входов – много выходов) - это случай использования нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приемной.

В отличие от предыдущих вариантов - MISO и SIMO, данный вариант направлен не на повышение надежности передачи, а на увеличение скорости передачи.

Поэтому MIMO используется для передачи данных мобильным станциям, которые находятся в хороших радиоусловиях.

В то время, как варианты MISO и SIMO используются для передачи данных мобильным станциям, которые находятся в более плохих радиоусловиях.

Для того, чтобы повысить скорость передачи данных в случае с MIMO входной поток данных разбивают на несколько потоков, каждый из которых независимо передается с отдельной антенны. На рисунке выше приводится общая схема системы MIMO с m передающими антеннами и с n приемными антеннами.

Из-за того, что используется общий канал, каждая антенна на приемнике получает сигнал не только предназначенный для нее (сплошные линии на рисунке г), но и все сигналы предназначенные другим антеннам (прерывистые линии на рисунке г). Если известна матрица передачи, то влияние сигналов, предназначенных для других антенн, можно вычислить и минимизировать. Количество независимых потоков данных, которые могут одновременно передаваться, зависит от количества используемых антенн.

Если количество передающих и приемных антенн одинаково, то количество независимых потоков данных равно или меньше количеству антенн.

Например, в случае MIMO 4x4 количество независимых потоков данных может быть 4 или меньше.

Если же количество передающих и приемных антенн не одинаково, то количество независимых потоков данных равно минимальному количеству антенн или меньше.

Например, в случае MIMO 4x2 количество независимых потоков данных может быть 2 или меньше.

Для вычисления максимальной пропускной способности в случае использования MIMO применяется следующая формула:

$$C = M B \log_2(1 + S/N),$$

где C - пропускная способность канала;

M - количество независимых потоков данных;

B - ширина канала;

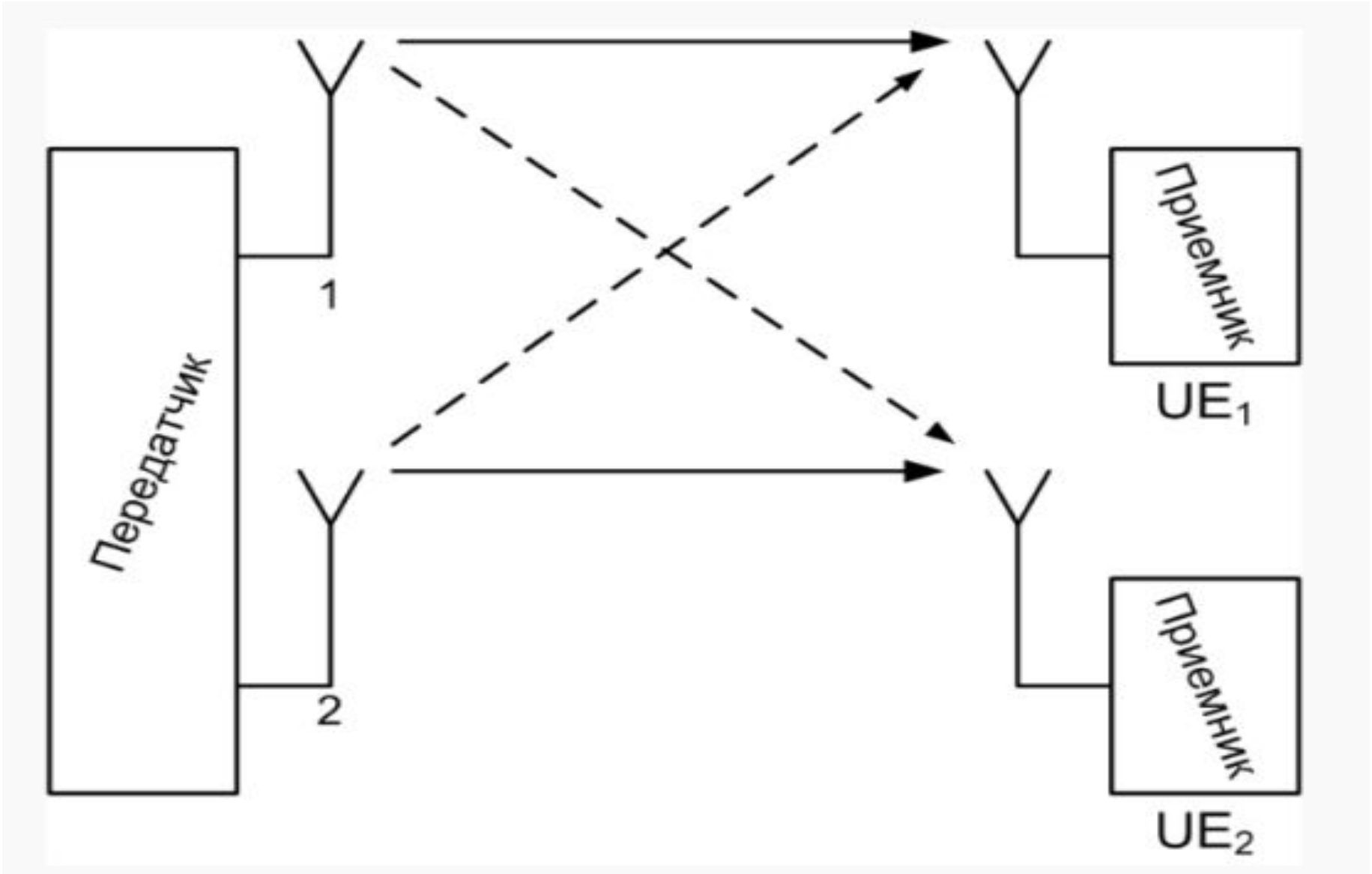
S/N - соотношение сигнал/шум.

В зависимости от количества пользователей, которым одновременно осуществляется передача данных, можно выделить следующие варианты.

SingleUser MIMO (SU-MIMO) - когда технология MIMO используется для передачи данных одному пользователю, то есть все потоки данных адресованы одному и тому же пользователю.

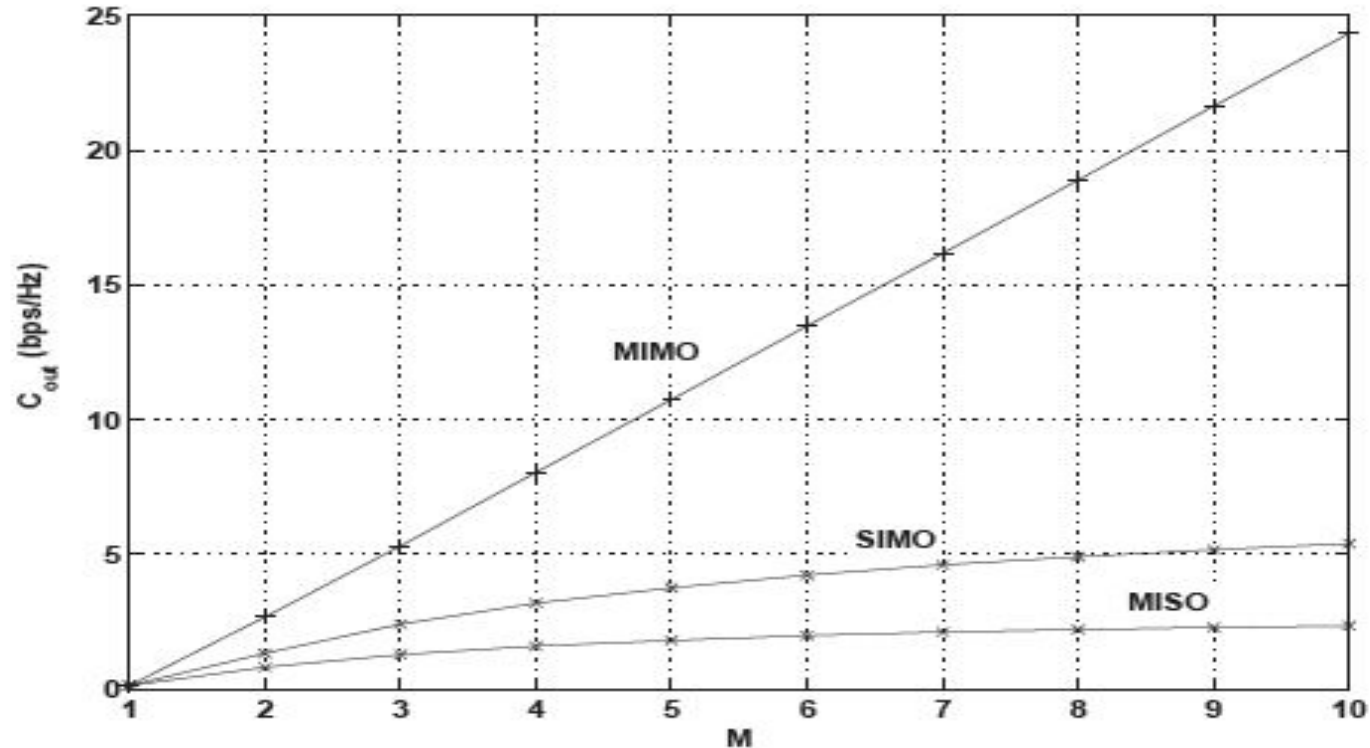
MultiUser MIMO (MU-MIMO) - когда технология MIMO используется для передачи данных нескольким пользователям одновременно в одних и тех же ресурсных блоках, то есть когда независимые потоки данных адресованы разным пользователям.

На рисунке приводится пример MU-MIMO для случая с двумя пользователями.



Multi User MIMO

Сравнение емкости MIMO, SIMO и MISO



Как видно из графиков, MIMO система значительно увеличивает суммарный поток передаваемых данных (емкость) по сравнению с другими системами при одной и той же полосе пропускания.

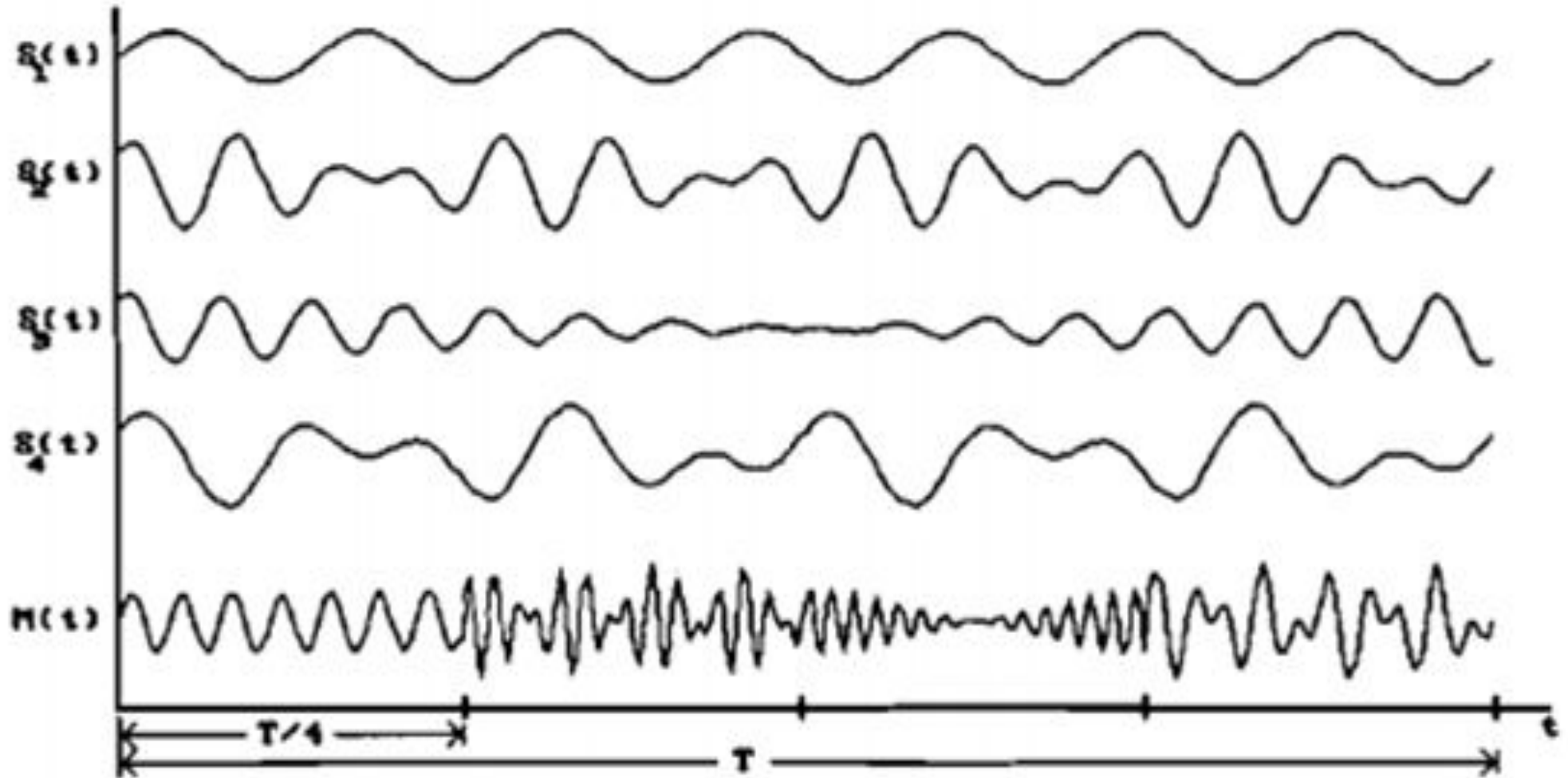
**Временной разделительный признак,
мультиплексирование время разделенных
сигналов (TDM). Синхронное и асинхронное
TDM**

Временной разделительный признак

Временное мультиплексирование (более точное и соответствующее международной терминологии – мультиплексирование время разделенных сигналов - англ. Time Division Multiplexing, TDM) - технология аналогового или цифрового мультиплексирования, в котором несколько аналоговых сигналов или битовых потоков передаются одновременно в одном канале (групповом канале).

В ряде случаев, когда ширина полосы пропускания общего канала ограничена, может оказаться более подходящим использовать мультиплексирование время разделенных *аналоговых сигналов*. В этом случае число мультиплексированных сигналов невелико (около десятка).

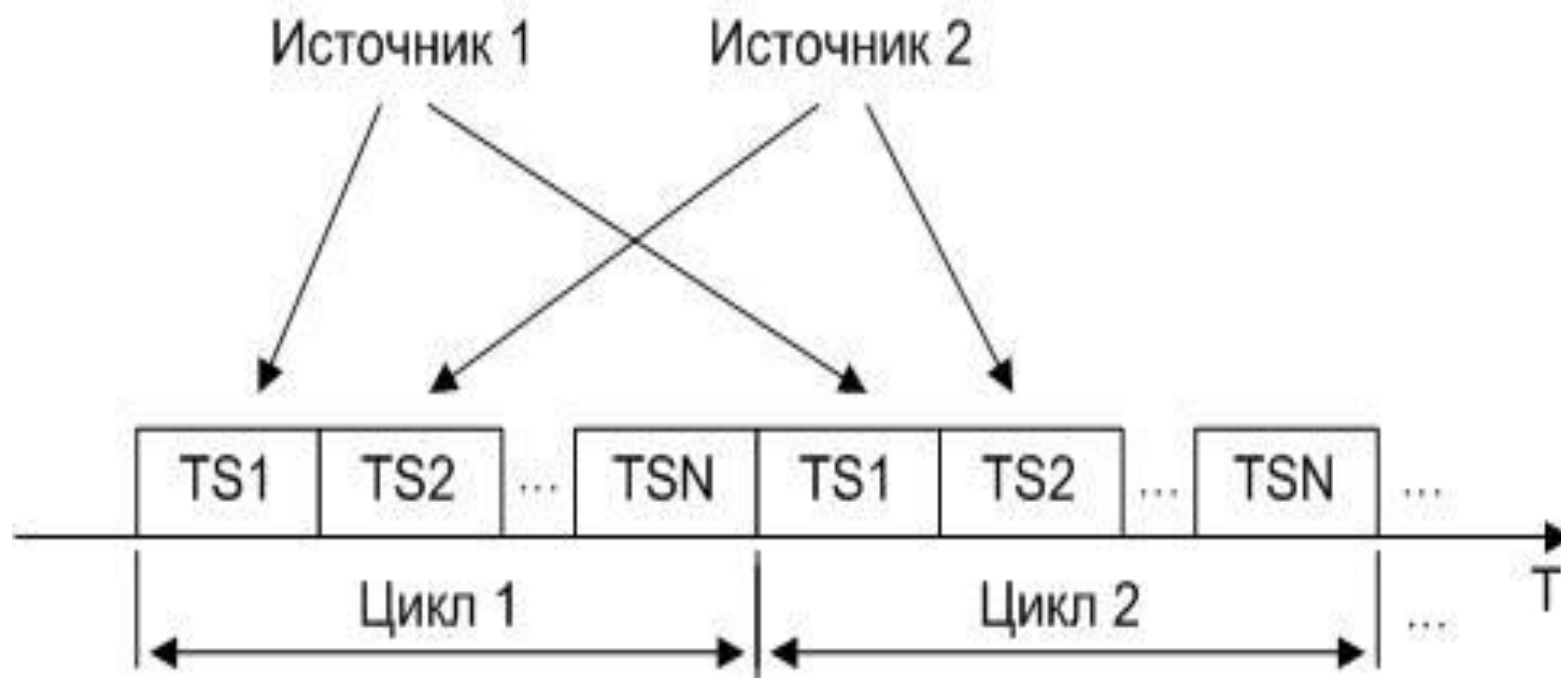
Аналоговое временное мультиплексирование для четырех пользователей



Передача данных в таком канале разделена на временные интервалы (таймслоты, англ. timeslotes) фиксированной длины, отдельные для каждого канала.

Например, некоторый блок данных или подканал 1 передается в течение временного канала 1, подканал 2 - во временной интервал 2 и т.д. (рисунок на предыдущем слайде).

Принцип временного разделения сигналов весьма прост. Он состоит в том, что групповой тракт предоставляется поочередно для передачи сигналов каждого канала многоканальной системы.



Временное разделение сигналов в групповом канале

Сначала передается сигнал 1-го канала, затем следующего канала и т. д. до последнего канала за номером N, после чего опять включается 1-й канал и процесс периодически повторяется.

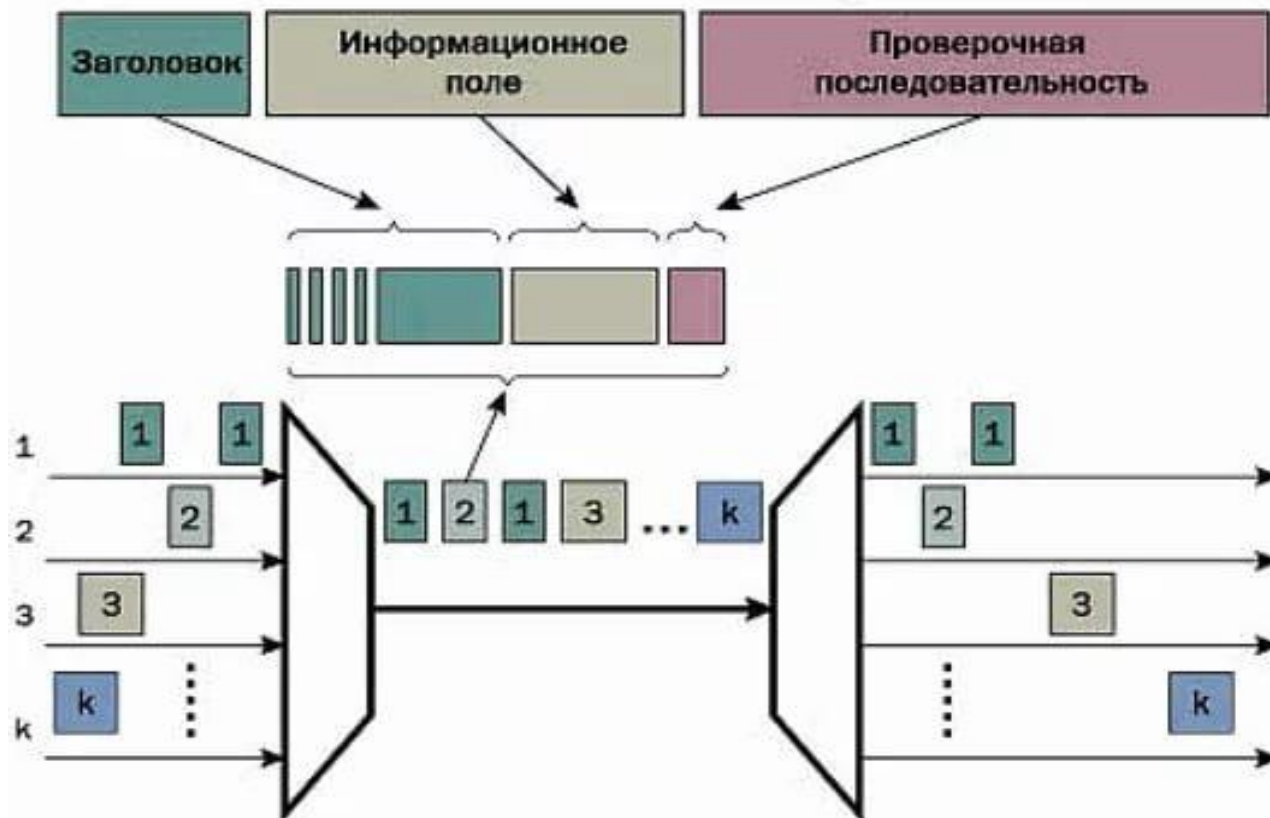
Применяются два типа временного мультиплексирования — асинхронный (статистический) и синхронный (рисунок ниже).

При **синхронном** режиме доступ всех информационных потоков к каналу синхронизируется таким образом, чтобы каждый информационный поток периодически получал канал в своё распоряжение на фиксированный промежуток времени.

При **асинхронном** TDM статистический мультиплексор имеет n входных линий на одной стороне и высокоскоростную линию на второй стороне, при этом линия имеет только $k < n$ канальных интервалов. На входе мультиплексора для каждой линии имеется буфер, в котором хранится кодовое слово входного канала в случае, если высокоскоростная линия не имеет свободных канальных интервалов.



Синхронный режим передачи



Асинхронный режим передачи

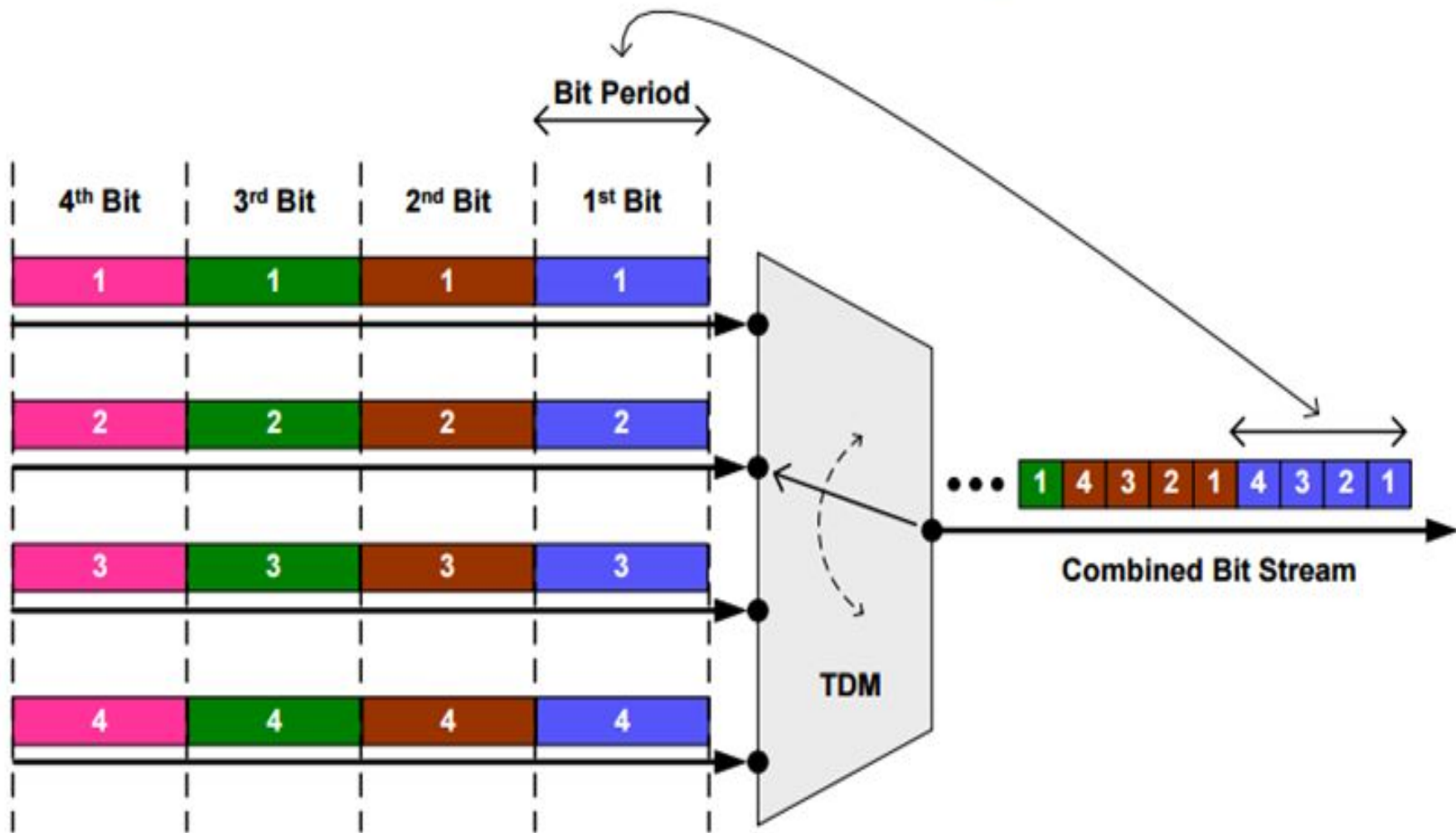
Различия между синхронным и асинхронным

TDM

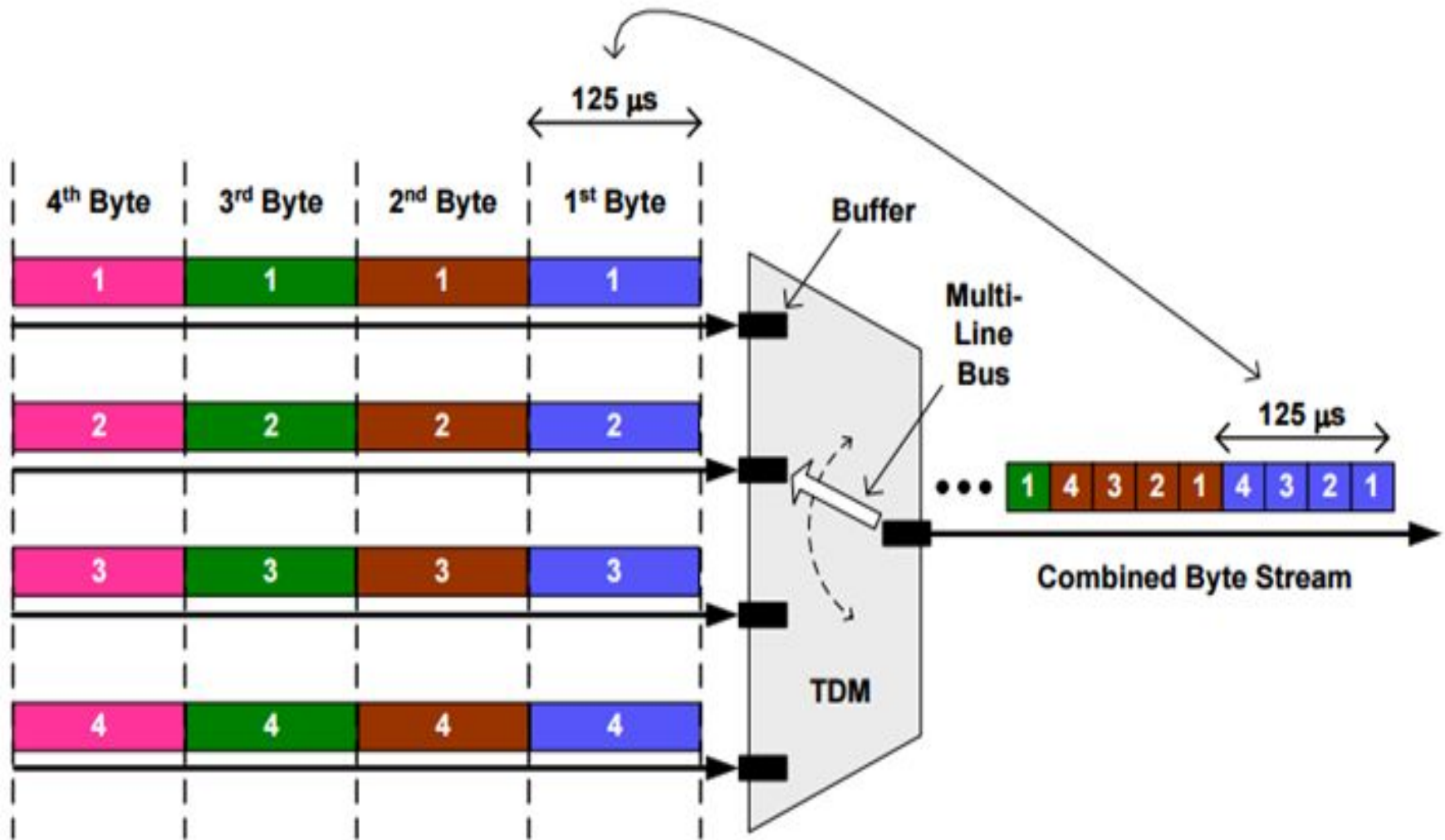
Параметр	Синхронные TDM	Асинхронные TDM
Принцип работы	Каждый входной поток данных разделен на единицы и каждый вход занимает один временной интервал в цикле	Временной интервал занимает входным потоком динамически только при наличии информации в этом входе
Количество временных интервалов в циклах	Количество временных интервалов в цикле равно количеству входных каналов	Количество временных интервалов в каждом цикле меньше количества входных каналов
Буфера	В обычном режиме работы буферизация не предусматривается. Буфера могут использоваться в сетях с цифровыми АТС	В буферах сохраняются входные данные, откуда считываются по мере необходимости
Адресация	Специальная адресация не требуется, адресом служит номер временного канала в цикле	Слоты содержат данные и адреса назначения данных
Синхронизация	Биты синхронизации передаются в первом временном интервале каждого цикла	Биты синхронизации не используются
Емкость	Максимальная широкополосность	Емкость сложного канала меньше,

Возможны варианты формирования мультиплексированного канала из цифровых потоков входных сигналов. Порядок формирования канала из цифровых входных потоков называется *чередованием* (англ. interleaving).

Различают битовое, байтовое и пакетное чередование. Наиболее часто используются битовое и байтовое чередования.



Побитовое чередование



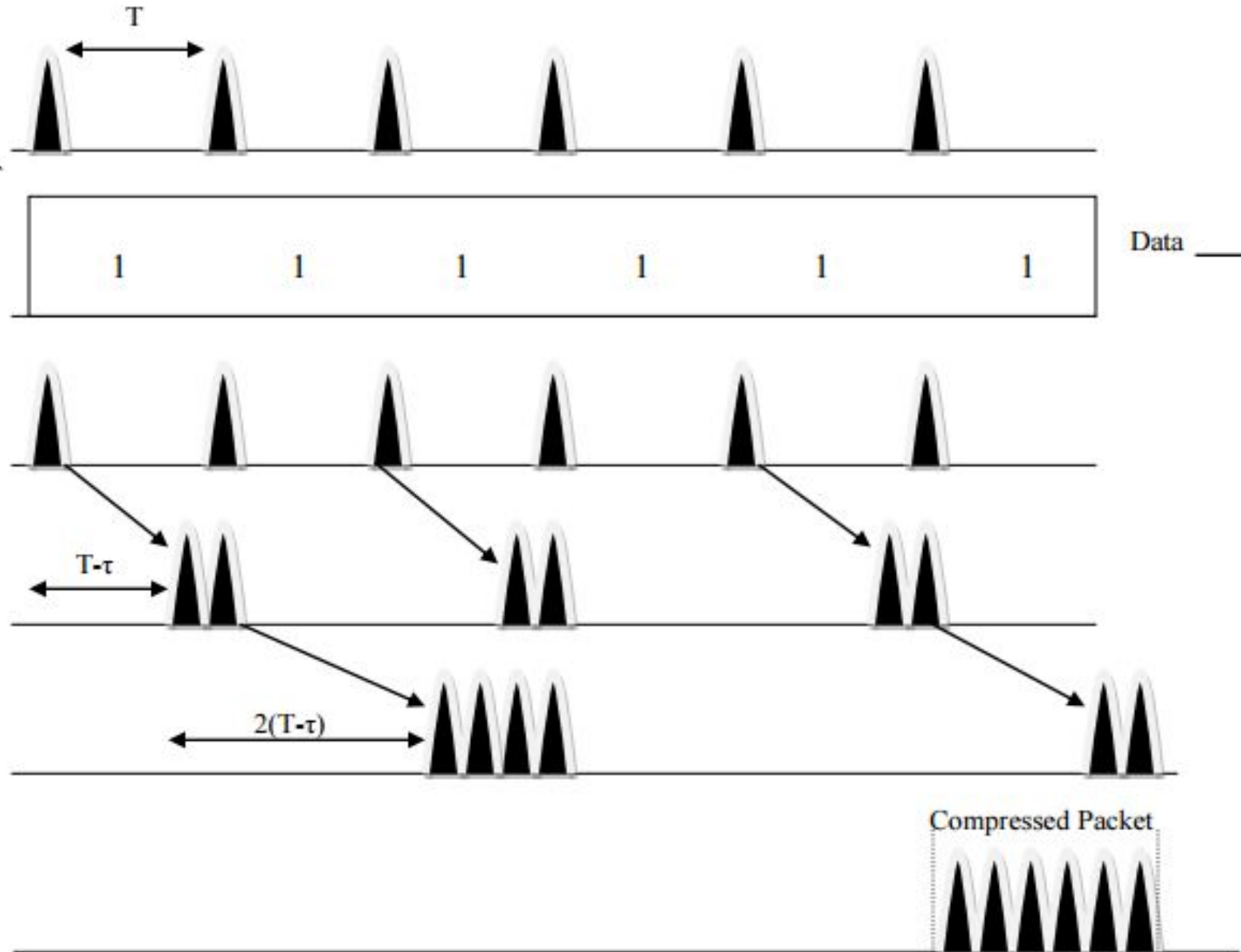
Побайтовое чередование

Встречаются несколько вариантов пакетного чередования:

Пакетное чередование с накоплением. При таком чередовании мультиплексор строит пакеты (но не кадры) из групп символов. В пакет могут входить от одного до 256 символов. Пакеты посылаются в канал передачи после завершения его формирования.

Пакетное чередование с потерями пакетов. При таком чередовании из-за жестких ограничений по задержке пакетов в сети «опоздавшие» пакеты любого входного потока отбрасываются и не посылаются в общий канал.

Пакетное чередование в TDM



Операцию чередования можно использовать при создании высокоскоростного потока данных из входных потоков с различными скоростями.

Примеры использования:

1. В PDH, также известном как ИКМ-системы, для цифровой передачи нескольких телефонных звонков по одному медному кабелю с четырьмя проводками (T1 или E1-линии) или по волоконно-оптической линии;
2. В SDH и Синхронных оптических сетях (SONET);
3. RIFF (WAV), звуковой стандарт, чередующий левый и правый стереоканалы из одного источника; (RIFF (Resource Interchange File Format - один из форматов файлов-контейнеров для хранения потоковых мультимедиа-данных (видео, аудио, возможно текст). Наиболее известными форматами, использующими RIFF в качестве контейнера, являются: AVI (видео), WAV (аудио), RMI (MIDI-треки).
4. В стереоскопических очках, при разделении на левый и правый каналы.

**Частотный разделительный
признак. Мультиплексирование
частотно разделенных сигналов
(FDM)**

Частотный признак

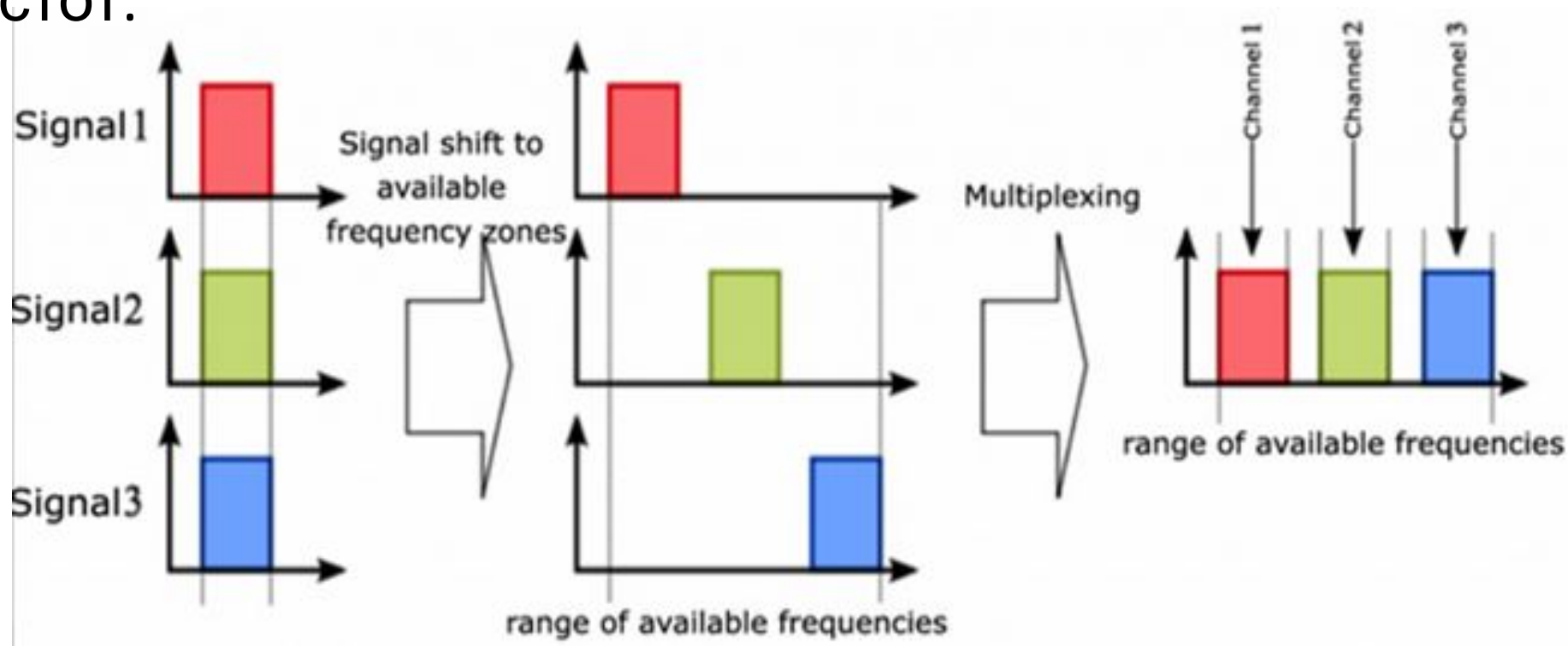
разделительный

Разделяют следующие виды мультиплексирования по частотному разделительному признаку:

- частотное мультиплексирование (мультиплексирование частотно разделенных сигналов (англ. Frequency Division Multiplexing (FDM));
- мультиплексирование по длине волны (мультиплексирование по длине волны оптического волновода, англ. wavelength-division multiplexing (WDM));
- ортогональное частотное мультиплексирование (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing-OFDM)).

Частотное мультиплексирование

Это схема мультиплексирования, при которой несколько сигналов с ограниченной полосой пропускания передаются по общей линии или общему каналу. Каждому сигналу соответствует своя полоса частот.

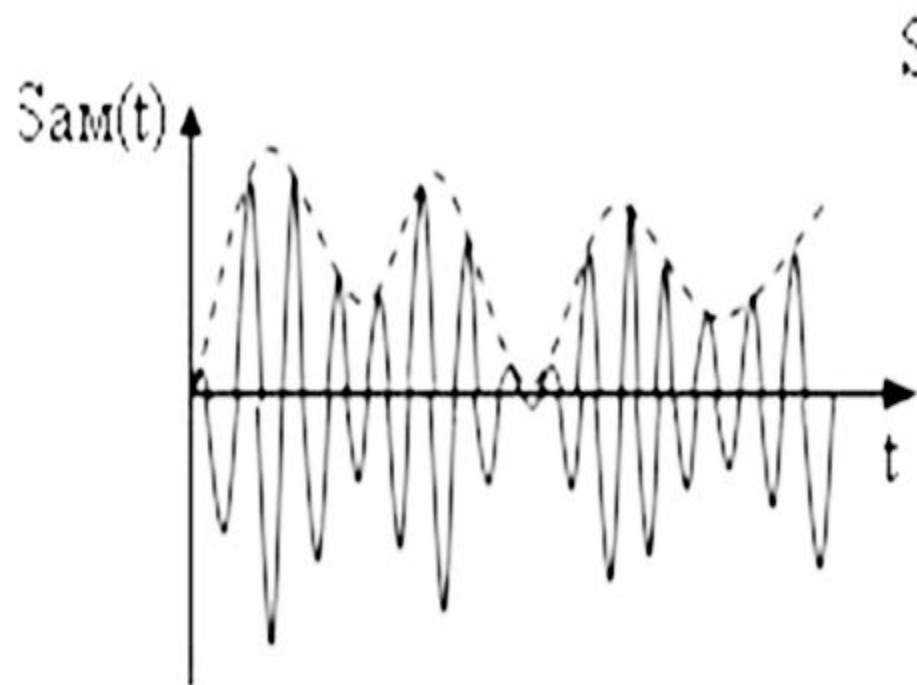


Принцип частотного
мультиплексирования

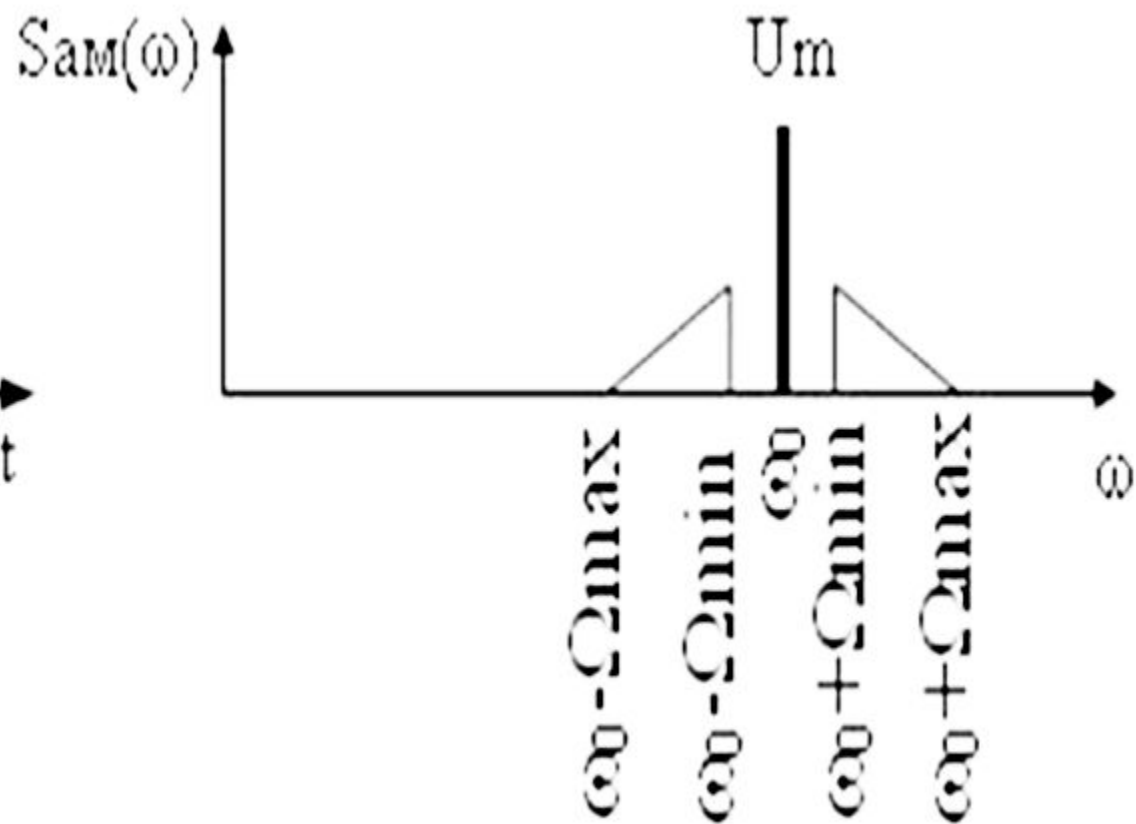
Стандартизованные системы передачи строятся с использованием следующей схемы.

Для сдвига входных сигналов по частоте используется амплитудная модуляция с подавлением одной боковой полосы (левой или правой) и подавлением несущей. Временной амплитудно-модулированный сигнал (а) и схематическое его изображение в частотной области (b).

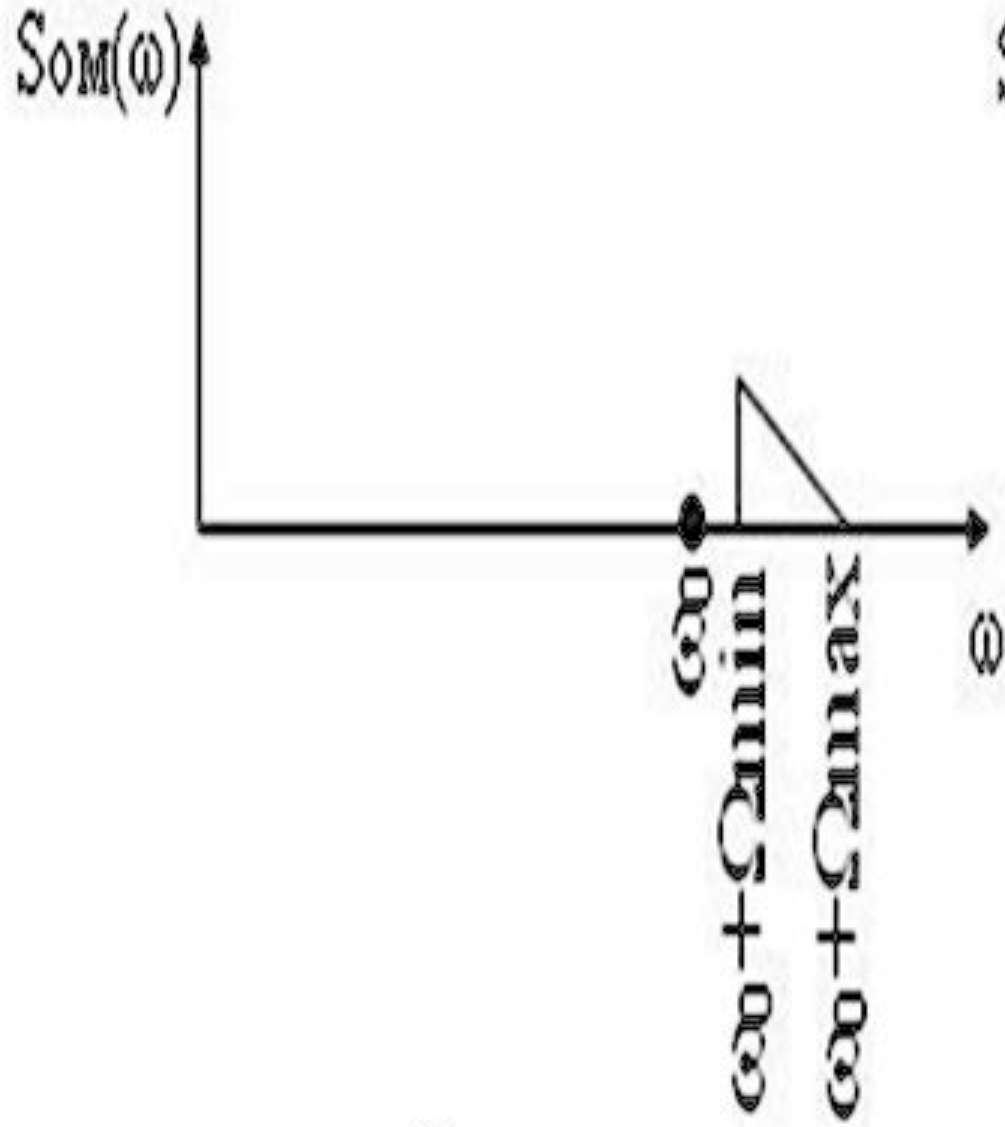
Однополосно-модулированные сигналы: в) с верхней боковой полосой, г) с нижней боковой полосой



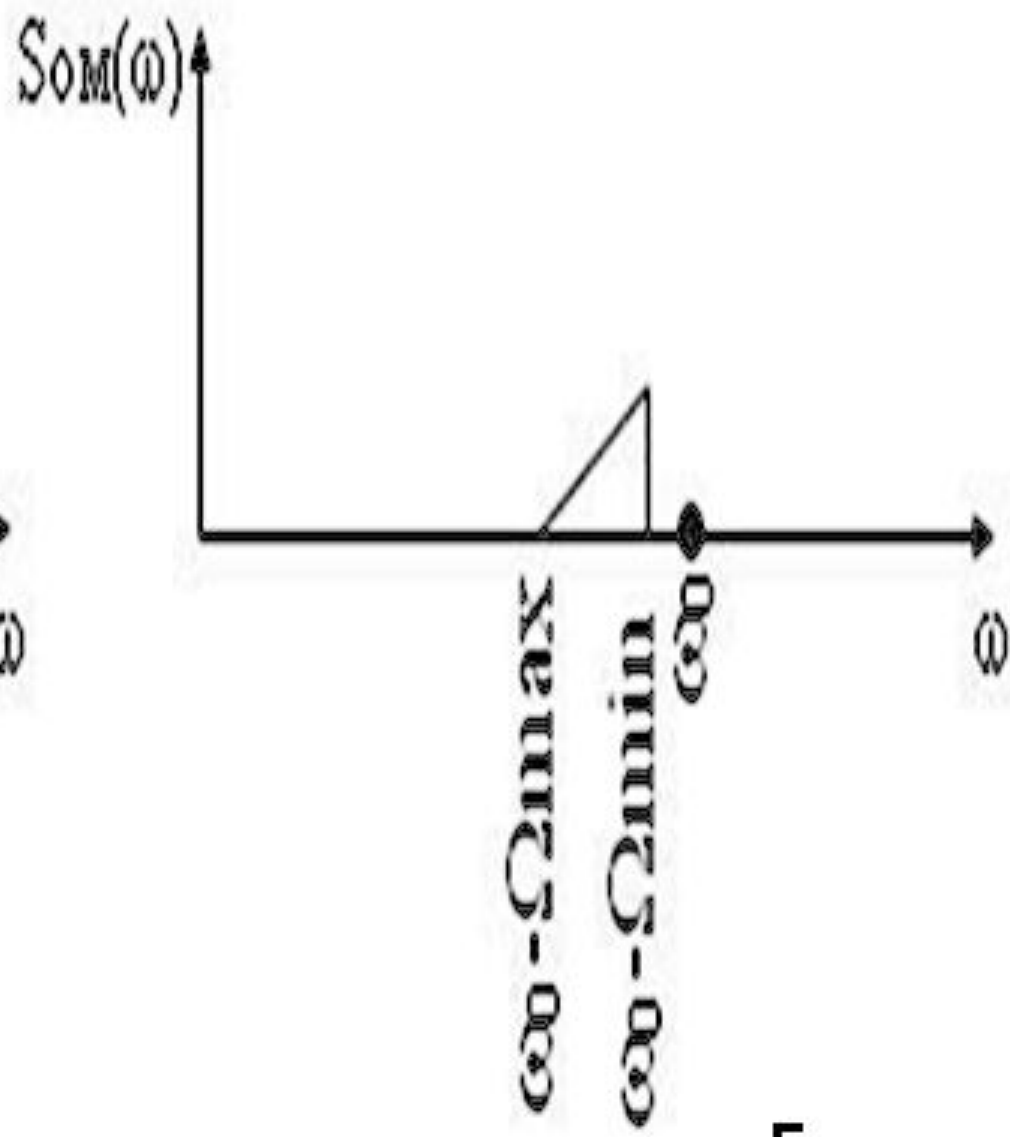
a



b

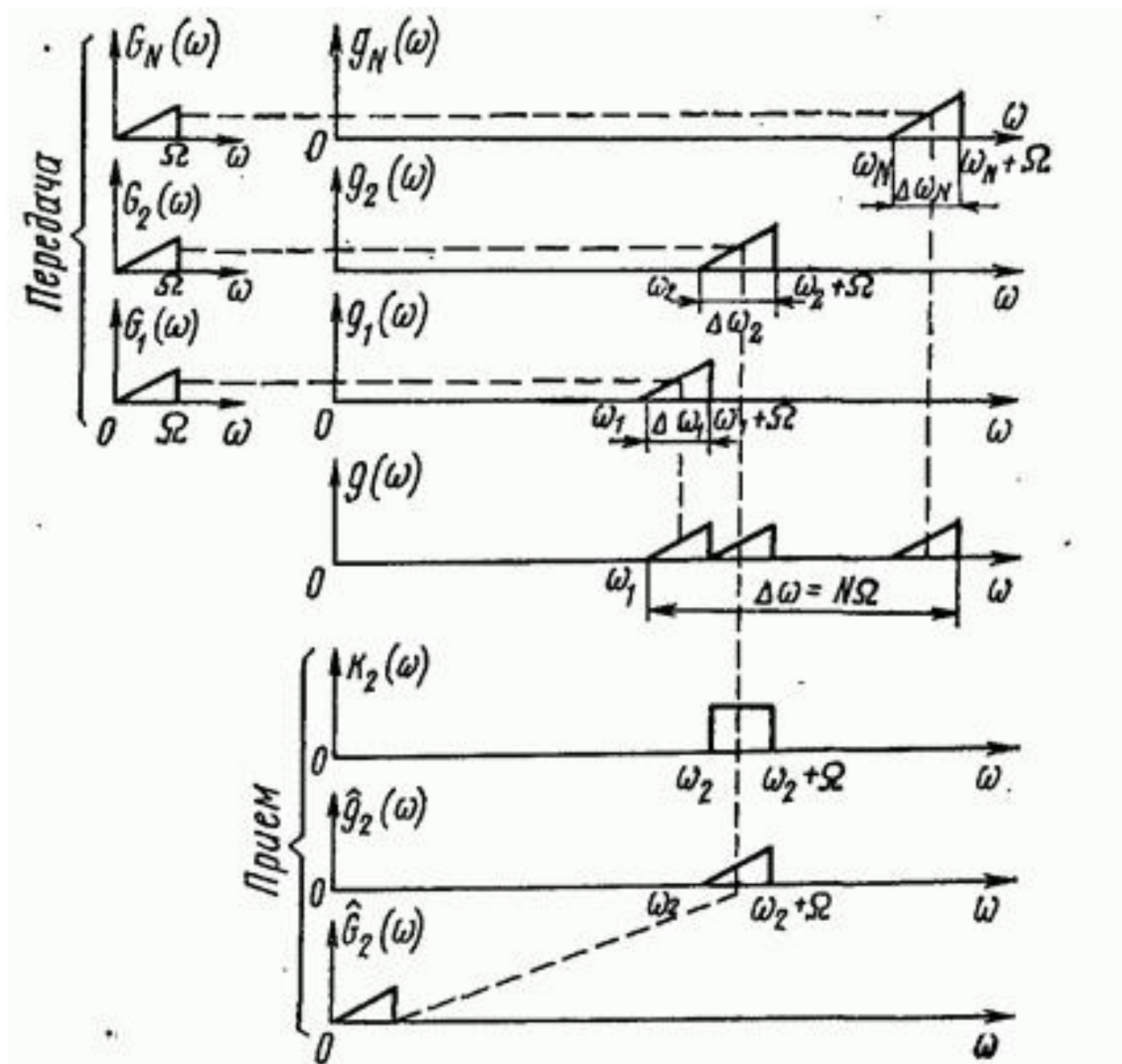


B



Γ

Преобразование спектров в системе с частотным разделением каналов

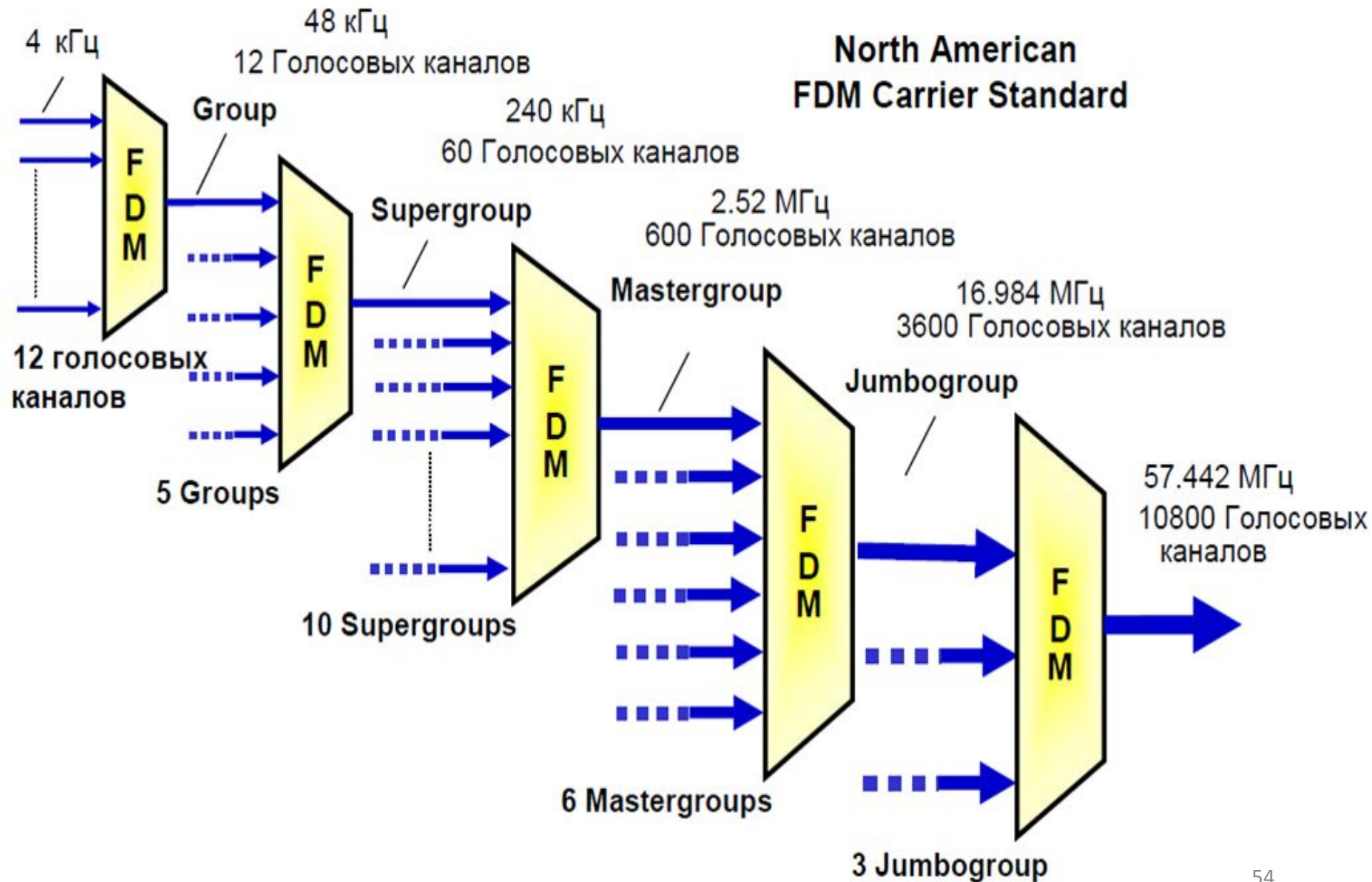


По рекомендации МСЭ (серия G) из входных каналов с полосой 0-4 кГц последовательно формируются группы.

Схема формирования групп может быть разной. МСЭ рекомендует следующую схему:

Multiplex level	Number of voice circuits	Formation	Frequency band (kHz)
Voice channel	1	–	0-4
Group	12	12 voice circuits	60-108
Supergroup	60	5 group ($12 \times 5 = 60$)	312-552
Mastergroup	600	10 supergroup ($60 \times 10 = 600$)	564-3084
Jumbogroup	3600	6 master group	564-17548
Jumbogroupmix	10800	3Jumbogroups	3000-60000

Аналоговая Иерархия FDM (один из вариантов)



Во всех вариантах построения иерархии FDM имеются две группы:

- основная канальная группа (первичная группа) – 12 стандартных телефонных каналов;
- основная супергруппа (вторичная группа) – 5 канальных групп ($5 \times 12 = 60$ каналов);
- мастер (третичная группа) уже могут строиться по разным схемам, например 5 супергрупп ($60 \times 5 = 300$ каналов) или 10 супергрупп ($60 \times 10 = 600$ каналов), или 16 супергрупп ($60 \times 16 = 960$ каналов);
- четвертичная (Jumbogroup) и пятеричная (Jumbogrouptix) формируются по-разному, однако максимальное количество каналов FDM систем передачи не превышает 10800.

Преимущества FDM:

- большое количество сигналов (каналов) может быть передано одновременно;
- для правильности проведения операций FDM не нуждается синхронизации между передатчиком и приемником;
- демодуляция FDM легко реализуема;
- из-за наличия низкого узкополосного затухания в схеме FDM искажения могут появиться только в одном канале.

Недостатки FDM:

- общий канал должен иметь очень широкую полосу пропускания;
- имеют место интермодуляционные искажения;
- необходимо наличие большого числа модуляторов и фильтров;
- при FDM возникает проблема перекрестных разговоров;
- широкополосные затухания канала воздействуют на все каналы FDM.

Применение:

- аналоговые междугородные и международные телефонные сети;
- FDM используется для FM и AM аналогового радиовещания.

При FM и AM вещании используют различные несущие частоты. При AM вещании эти частоты находятся в диапазоне 530 – 1700 кГц. Все эти сигналы/частоты мультиплексируются в аппаратуре передатчиков и передаются по воздуху.

Приемник принимает все мультиплексированные сигналы, а для слушателя с помощью перестраиваемых фильтров выделяется один канал.

- FM вещание осуществляется в диапазоне частот 88-108 МГц;

- FDM используется при аналоговом телевизионном вещании;

- первое поколение сотовых телефонов также используется FDM;

- FDM как составляющая комбинированных мультиплексирований используется во многих современных системах связи.

ТЕХНОЛОГИИ СПЕКТРАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВА НИЯ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ (WDM)

WDM – wavelength division multiplexing

Оптическое волокно способно передавать огромное количество информации благодаря очень высокой частоте световых волн (10^{14} Гц). Поэтому развитие и внедрение оптических технологий в телекоммуникации – это основной путь удовлетворения растущих потребностей общества в обмене информацией.

Однако скорость передачи сигналов по единичному каналу ограничивается быстродействием оптических передатчиков и приемников, осуществляющих электронно-оптическое и оптикоэлектронное преобразование.

Максимальная скорость передачи информации с помощью систем связи, находящихся сегодня в широкой промышленной эксплуатации, – 10 Гбит/с. Созданы и испытаны в полевых условиях системы, работающие со скоростью 40 Гбит/с, однако их широкое внедрение в промышленную эксплуатацию откладывается из-за нерешенных проблем с компенсацией дисперсии.

Практически быстроедействие электронных устройств ограничено скоростями порядка 40 Гбит/с, поэтому дальнейшее увеличение скорости передачи сигналов по одному каналу требует использования оптических методов мультиплексирования с временным разделением (OTDM).

Технология спектрального разделения каналов передачи (WDM) позволила многократно (более чем в 100 раз) увеличить суммарный поток передаваемой по одному волокну информации при использовании существующего активного оборудования.

Сущность метода WDM заключается в одновременной передаче по одному волокну независимых сигналов компонентами светового пучка с различными длинами волн (разных цветов).

Каждая компонента с определенной длиной волны представляет собой отдельный оптический канал передачи информации со своим передатчиком и приемником. Добавление нового канала в линию связи сводится к введению новой компоненты светового пучка на не занятой длине волны и никак не затрагивает работу уже существующих каналов передачи сигналов.

Для передачи информации по разным каналам могут использоваться аналоговые и цифровые сигналы, различные протоколы и скорости передачи. Такая возможность объединения, передачи по волокну и последующего разделения каналов с разными длинами волн несущей основана на принципе суперпозиции (независимости) волн в линейной оптике.

Нелинейное взаимодействие волн может привести к появлению нежелательных перекрестных помех, и поэтому требуется принимать меры по ослаблению нелинейных эффектов в WDM-системах связи.

Принцип работы и виды WDM систем

Принцип работы WDM-систем поясняет рисунок 5.1.

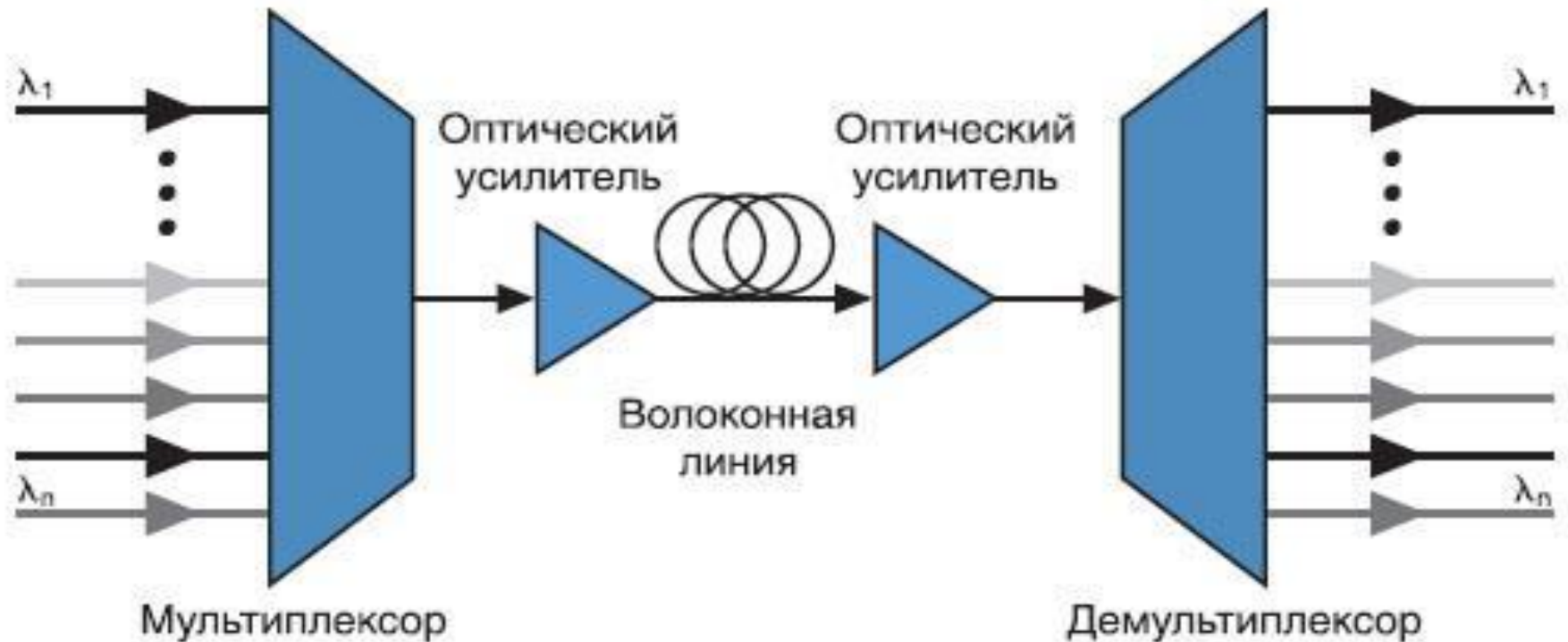


Рисунок 5.1. Принцип работы WDM-систем

Световые сигналы с разными длинами волн, генерируемые несколькими оптическими передатчиками, объединяются мультиплексором и вводятся в оптическое волокно линии связи.

При больших расстояниях передачи на линии связи устанавливается один или несколько оптических усилителей.

На приемном конце линии связи демultipлексор принимает составной сигнал, выделяет из него исходные компоненты с разными длинами волн и направляет их на соответствующие фотоприемники.

Такая система передачи «точка-точка» обеспечивает увеличение пропускной способности линии связи между двумя узлами.

Однако возможности и преимущества технологии WDM в еще большей степени раскрываются в сложных насыщенных сетях связи, содержащих много различных узлов.

На промежуточных узлах некоторые каналы могут быть добавлены или выделены из составного сигнала посредством мультиплексоров ввода/вывода, а остальные каналы проходят через узел без преобразования в электрический сигнал.

В некоторых узлах устройства оптической кросс-коммутации позволяют перенаправлять каналы по новым направлениям.

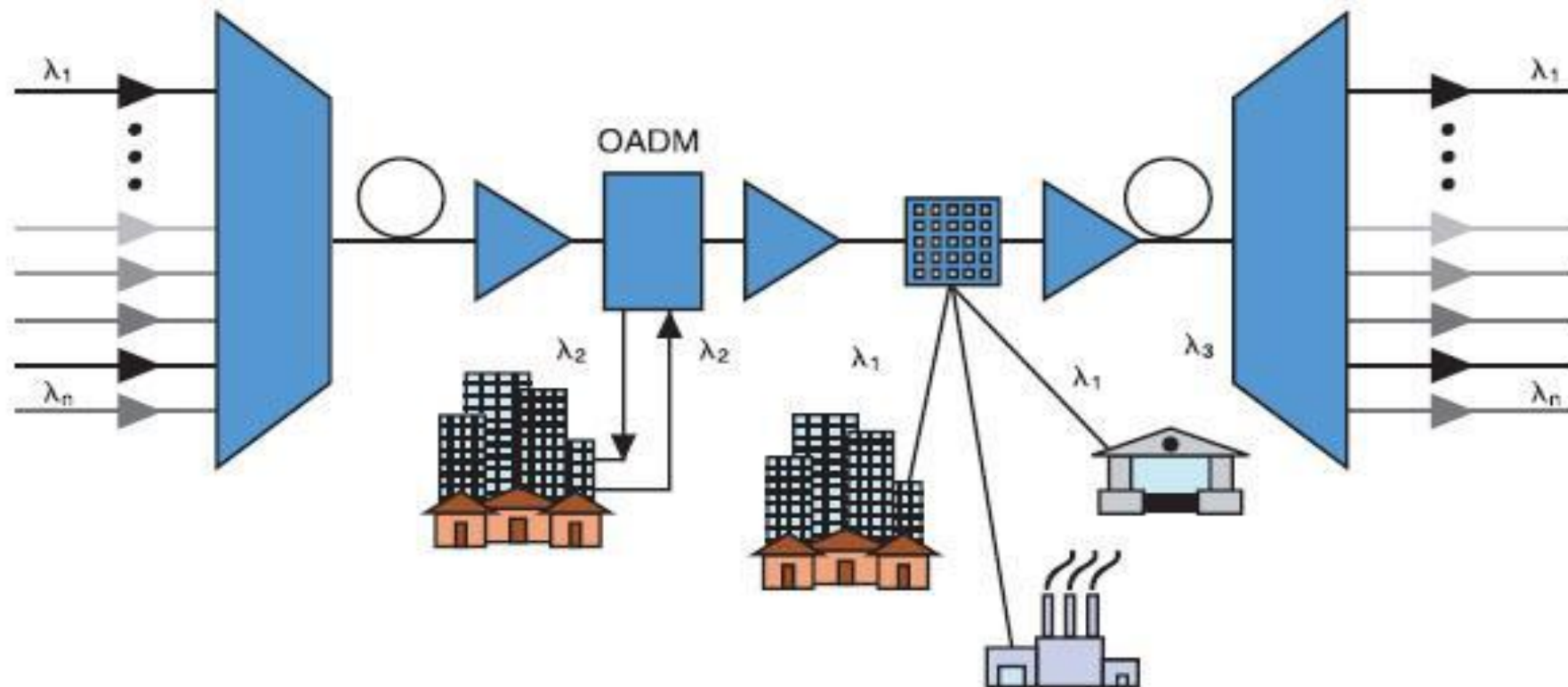


Рисунок 5.2. Принцип работы WDM систем передачи информации в сложных сетях

OADM – мультиплексор ввода/вывода, OC – оптический кросскоммутатор

Первые исследования WDM-технологии, проведенные в 1980-х годах, продемонстрировали возможность объединения оптических несущих, разделенных спектральным интервалом 10–25 нм, для передачи сигналов по многомодовому волокну в локальных сетях, при этом рабочие длины волн лежали в первом (850 нм) и втором (1310 нм) окнах прозрачности.

Первыми WDM-системами, нашедшими практическое применение, стали двухволновые WDM-системы, объединившие две основные несущие длины волн 1310 нм и 1550 нм из 2-го и 3-го окон прозрачности в одном одномодовом волокне.

Практический успех двухволновых WDM-систем обусловлен тем, что они позволяют либо удвоить скорость передачи сигналов по одному волокну, либо создать дуплексные системы на одном волокне, не изменяя существующего активного оборудования и используя простые и надежные двухволновые мультиплексоры/демультиплексоры.

Простота таких систем, обусловленная очень большим спектральным интервалом (более 200 нм), вместе с тем ограничивает дальнейший рост их пропускной способности.

Реально двухволновые WDM-системы позволяют подключить еще только один канал с длиной волны 1650 нм или 1490 нм.

Двухволновые WDM-системы широко используются в сетях доступа, в частности, в пассивных оптических сетях (PON).

В середине 1990-х годов благодаря широкому внедрению оптических усилителей на основе волокон, легированных эрбием (EDFA, Erbium doped fiber amplifier), начинает бурно развиваться технология спектрального мультиплексирования с плотным расположением спектральных каналов, для обозначения которой используется аббревиатура DWDM (Dense WDM).

Экономическая эффективность систем DWDM в системах дальней связи резко увеличилась с применением оптических усилителей, так как одно устройство – усилитель – заменило десятки регенераторов, использовавшихся до появления оптических усилителей для восстановления оптических сигналов каждого спектрального канала отдельно.

Системы электрической регенерации сигналов, применяемые, например, в сетях SDH, являются весьма дорогими и, кроме того, протокольно зависимыми, так как они могут воспринимать только определенный вид кодирования сигнала.

В силу того, что основной рабочий диапазон усилителей EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) лежит в пределах длин волн 1525–1565 нм, появилась необходимость вместить в этот промежуток как можно больше каналов. Наиболее широкое распространение получили системы, в которых предусмотрено расположение каналов с частотным интервалом $\Delta\nu = 100$ ГГц, что в области 1550 нм соответствует спектральному интервалу $\Delta\lambda = 0,8$ нм.

Ведутся работы по созданию систем с частотным интервалом 50 ГГц (0,4 нм) и даже 25 и 12,5 ГГц.

Однако системы с интервалом 50 ГГц вряд ли будут востребованы операторами связи в ближайшее время из-за высокой стоимости, с одной стороны, и из-за повышения скорости передачи информации по каждому каналу, с другой.

Технология DWDM оказалась незаменимой в линиях дальней связи, в которых необходимо передавать огромные потоки информации на большие расстояния, требующие применения оптических усилителей.

Кроме того, в последнее время активно развиваются городские сети и сети доступа, в которых также целесообразно применение технологий спектрального мультиплексирования. В некоторых из них не требуются столь высокие суммарные потоки информации, которые обеспечивает технология DWDM.

Поэтому появился интерес к WDM-системам с менее плотным расположением спектральных каналов. Такие системы называются системами с грубым спектральным мультиплексированием, или международное обозначение CWDM (Coarse WDM). Международным стандартом ITU G.694.2 установлена спектральная сетка для центральных длин волн CWDM-каналов.

Соседние каналы разделены спектральным интервалом 20 нм в диапазоне длин волн от 1270 до 1610 нм.

Стандарт определяет область применения технологии CWDM – городские сети с расстоянием до 50 км.

Основное преимущество технологии CWDM перед технологией DWDM – меньшая стоимость. Оценки, показывают, что цены на CWDM-системы в 1,5–2,5 раза ниже цен на аналогичные DWDM-системы.

Снижение цены обусловлено меньшей стоимостью компонентов. В частности, используемые в CWDM-системах оптические передатчики не требуют температурной стабилизации (в системах DWDM температурная стабилизация лазеров обязательна), стоимость CWDM-мультиплексоров ниже стоимости DWDM-мультиплексоров.

Главный недостаток технологии CWDM заключается в ограниченных возможностях масштабирования т.е. увеличения суммарного по всем каналам потока передаваемой информации по мере роста потребностей заказчика.

Наибольшее количество спектральных каналов в технологии CWDM при использовании всей спектральной области от 1270 до 1610 нм в волокнах без водородного пика равно 18, число каналов в обычном одномодовом волокне еще меньше.

Недостаточная масштабируемость систем CWDM может быть преодолена внедрением гибридной технологии: DWDM поверх CWDM. Одну из возможных реализаций такой гибридной технологии иллюстрирует рисунок.

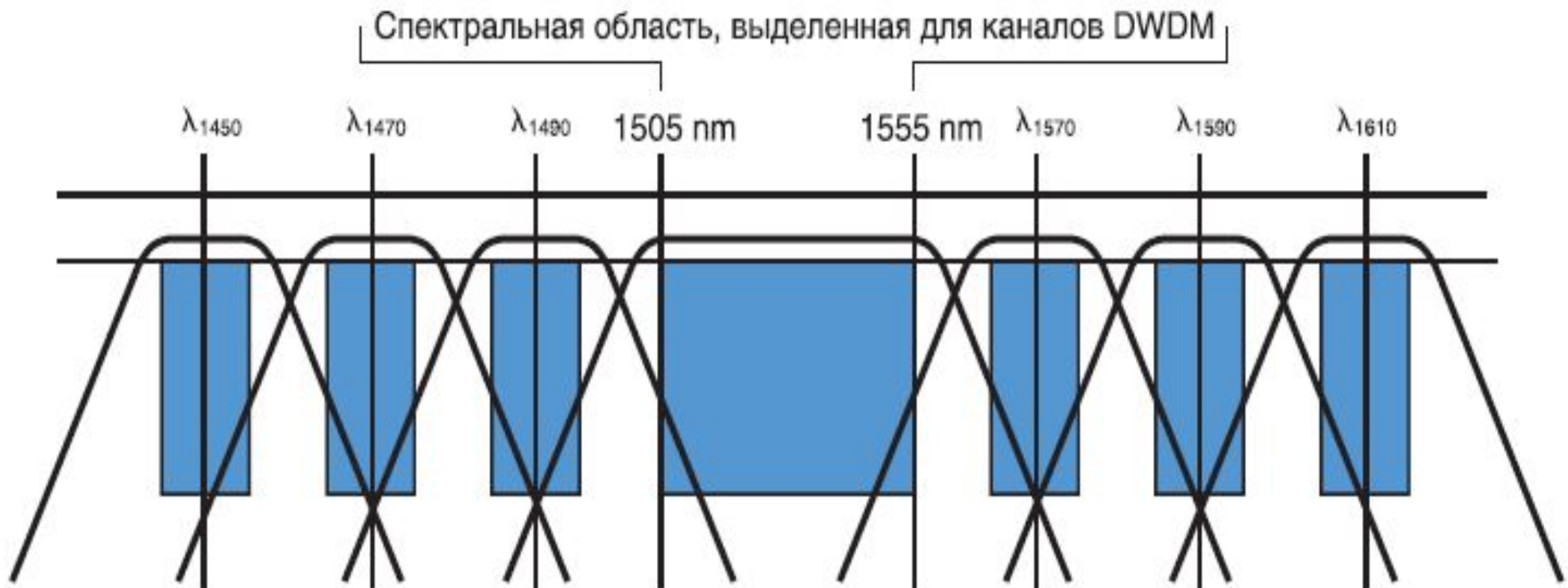


Рисунок 5.3.
 Реализация гибридной технологии DWDM и CWDM

Оптические мультиплексоры/демультиплексоры WDM

Оптические мультиплексоры/демультиплексоры являются центральными элементами WDM-систем.

Они выполняют функцию объединения/разделения в пространстве спектральных каналов и фактически осуществляют пассивную маршрутизацию по длинам волн.

Существуют различные оптические методы объединения и разделения нескольких каналов в одном волокне. Для разных видов WDM целесообразно применять методы, наиболее подходящие для них.

Двухволновые мультиплексоры

Двухволновые WDM-мультиплексоры производятся с использованием хорошо зарекомендовавшей себя технологии сплавной биконической вытяжки (FBT), позволяющей достичь низких вносимых потерь одновременно с высокой степенью изоляции каналов в широком диапазоне температур.

Технические параметры мультиплексоров соответствуют современным телекоммуникационным стандартам.

Простейший сплавной разветвитель FBT (Fused Biconic Tapered) представляет собой пару одномодовых оптических волокон, на участке определенной длины приваренных друг к другу вдоль боковой поверхности.



Рисунок 5.4. Внешний вид двухволнового WDM мультиплексора

Основная мода волокна, которая распространяется по сердцевине одного из оптических волокон, в области сварки частично проникает в сердцевину второго волокна, и постепенно, по мере распространения вдоль области сварки, происходит перетекание моды из одного волокна во второе.

После того, как оптическое излучение полностью перейдет из одного волокна во второе, процесс идет в противоположном направлении. Поэтому, изменяя длину сварного соединения, можно добиться вывода практически всего потока на длине волны 1 через один выход, а потока на длине волны 2 через другой.

Классическими сварными WDM-мультиплексорами являются устройства, объединяющие/разделяющие световые пучки с длинами волн 1310/1550 нм.

Кроме того, используются мультиплексоры 1550/1625 нм.

Световой канал с длиной волны 1625 нм используется для целей диагностики и управления работой оптической сети.

Мультиплексоры на основе оптических фильтров

В мультиплексорах и демультимплексорах DWDM и CWDM могут быть использованы оптические узкополосные фильтры, каждый из которых выделяет из составного полихроматического светового пучка (или добавляет в него) один монохроматический пучок с определенной длиной волны. Располагая последовательно устройства ввода с разными длинами волн, можно получить мультиплексор с любым числом каналов (рис. 5.5).

В качестве узкополосных оптических фильтров обычно применяются тонкопленочные фильтры или волоконные брэгговские дифракционные решетки (рис. 5.6).

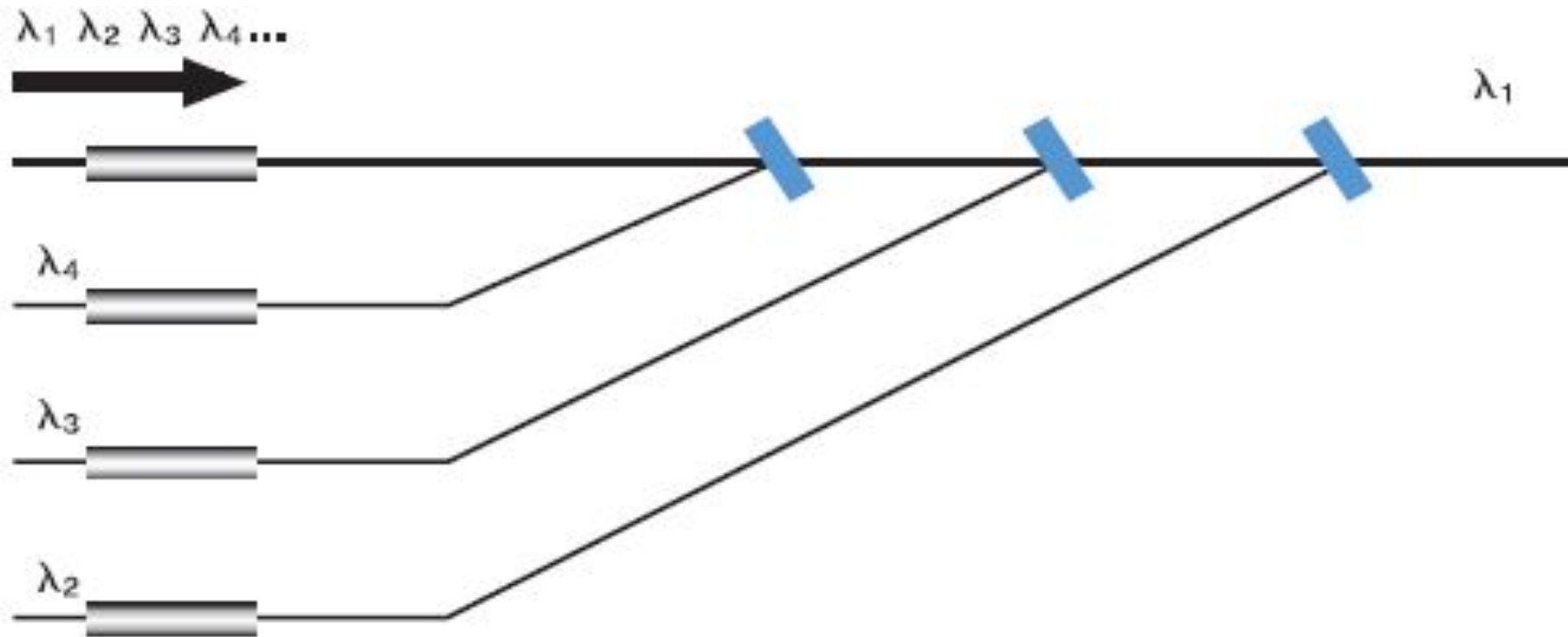


Рисунок 5.5 Система фильтров для демультимплексирования составного многоканального оптического сигнала

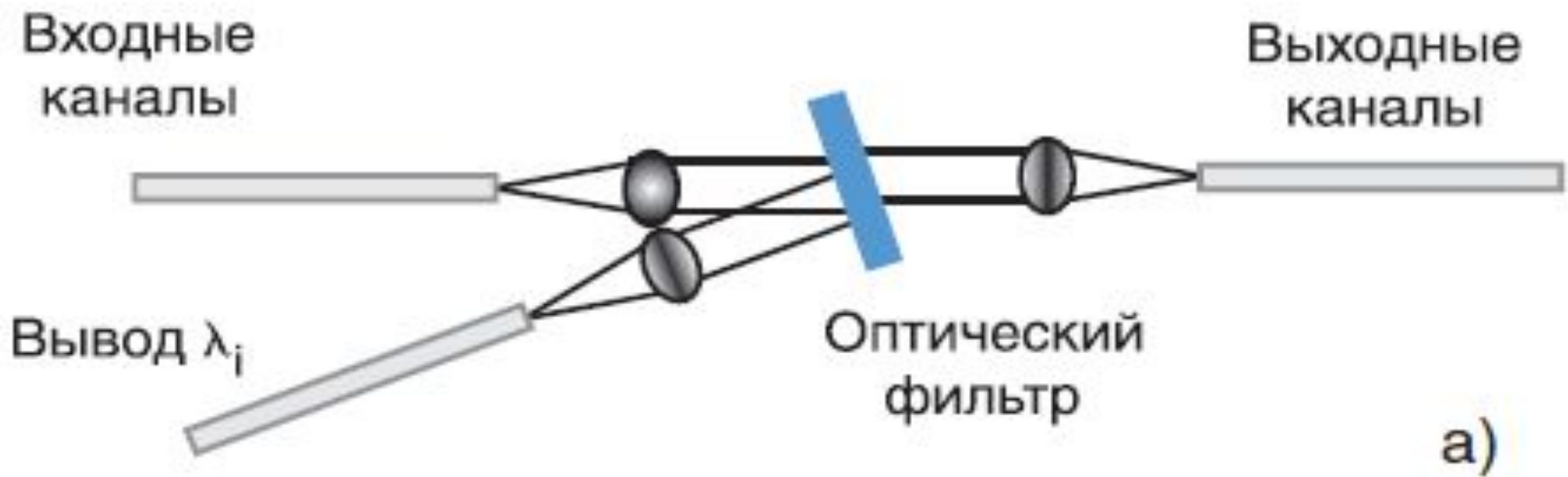
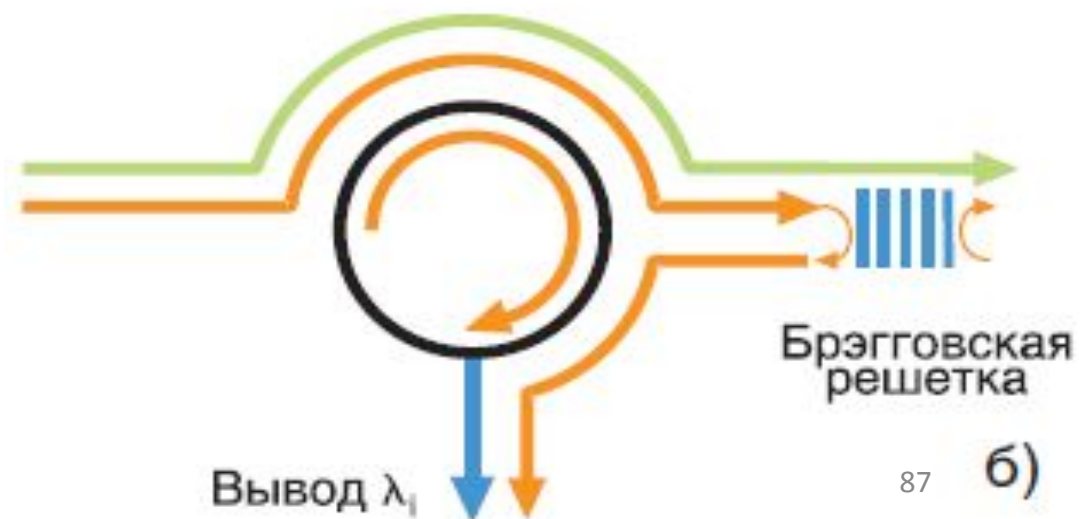


Рисунок 5.6. Оптические схемы узкополосных оптических фильтров, основанных на тонкопленочной технологии (а) и на технологии брэгговских волоконных решеток (б).



Пленочные фильтры расположены наклонно к оптической оси, чтобы отраженный свет попадал в порт вывода (ввода). Брэгговские решетки отражают свет выделенной длины волны точно назад, и для их вывода используются специальные устройства – циркуляторы.

Виды WDM-систем

Coarse WDM (CWDM) — системы с частотным разносом каналов более 2500 ГГц, позволяющие мультиплексировать не более 18 каналов. Используемые в настоящее время CWDM работают в полосе от 1271 нм до 1611 нм, промежуток между каналами 20 нм (2500 ГГц), можно мультиплексировать 16 спектральных каналов.

Dense WDM (DWDM) — системы с разносом каналов около 100 ГГц, позволяющие мультиплексировать до 40 каналов;

High Dense WDM — (HDWDM) — системы с разносом каналов 50 ГГц и менее, позволяющие мультиплексировать более 64 каналов.

Тонкопленочные фильтры

Тонкопленочный фильтр состоит из нескольких слоев прозрачного диэлектрического материала с различными показателями преломления, нанесенных последовательно друг за другом на оптическую подложку. На каждой границе раздела между слоями из-за различия их показателей преломления часть падающего светового пучка зеркально отражается в соответствии с законом Френеля.

В общем случае чем уже требуется полоса пропускания фильтра, тем большее число слоев необходимо нанести на подложку.

Тонкопленочные фильтры имеют достаточно узкую полосу отражения и используются в системах CWDM, а также в системах DWDM с числом каналов до 32. В современных системах с более плотным расположением каналов используют другие технологии.

Волоконные брэгговские решетки

Волоконная брэгговская решетка – это отрезок волокна с определенной пространственной периодической структурой. Пространственная периодическая структура является объемной дифракционной решеткой – брэгговской решеткой.

Брэгговская решетка отражает свет определенного диапазона длин волн и пропускает свет всех остальных длин волн.

Центральная длина волны λ_0 спектра отражения определяется периодом Λ решетки: $\lambda_0 = 2n\Lambda$, где n – эффективный показатель преломления волокна.

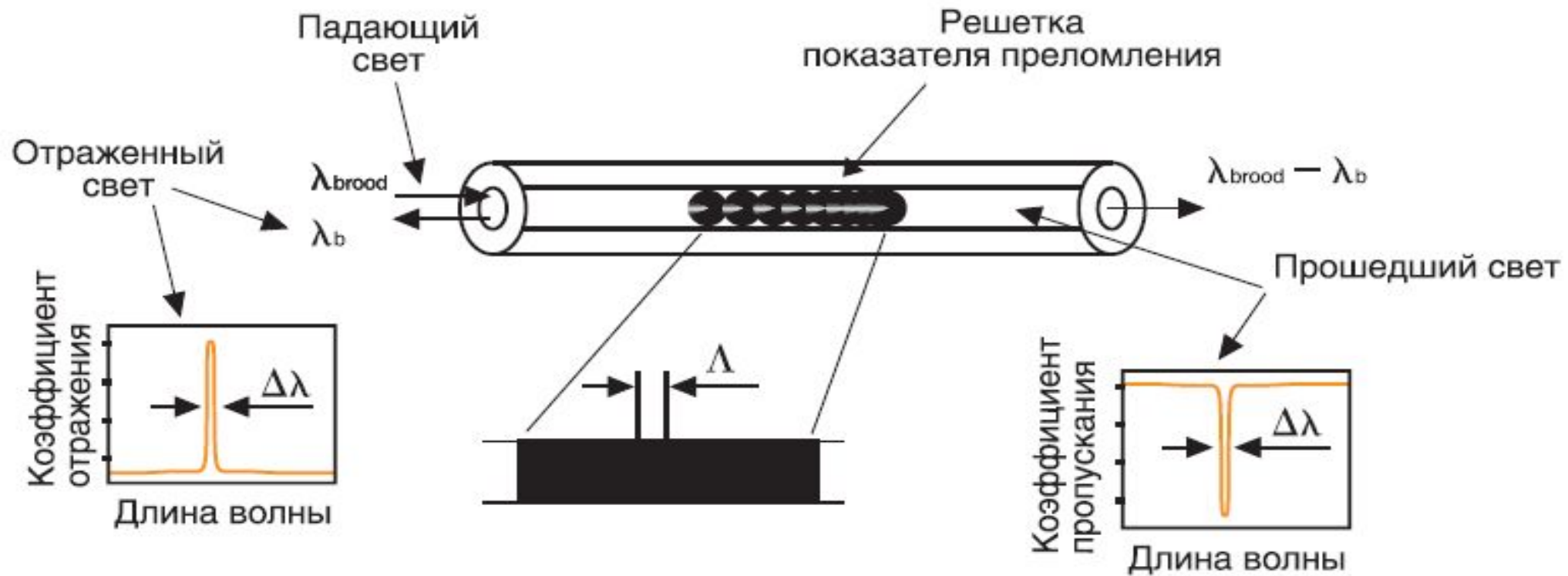


Рисунок 5.7. Механизм селекции длин волн брэгговской решеткой

Устройства ввода/вывода спектрального канала (OADM)

Так как мультиплексоры DWDM рассчитаны на работу с большим числом каналов (до 32 и более), то наряду с устройствами DWDM, в которых мультиплексируются (демультиплексируются) одновременно все каналы, выпускаются модули оптических мультиплексоров ввода-вывода (OADM), позволяющие отводить из полихроматического светового пучка канал с определенной длиной волны и добавлять вместо него другой канал с той же длиной волны.

Все остальные каналы проходят через устройство без преобразования оптического сигнала в электрический и обратно. Модули OADM рассчитаны на работу в WDM-сетях со сложной топологией, где в промежуточных узлах необходим вывод некоторых но не всех каналов и ввод вместо них других.

В таких случаях использование мультиплексоров OADM эффективнее полного мультиплексирования демultipлексирования, поскольку на этих устройствах выводятся только определенные длины волн, а все остальные каналы беспрепятственно проходят дальше (рис. 5.8).

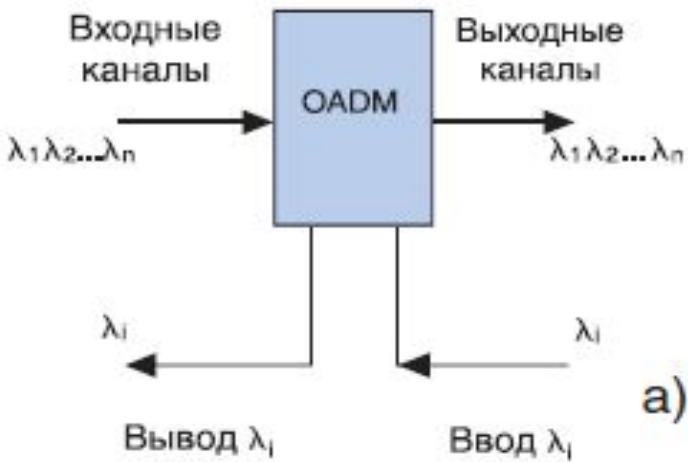


Рисунок 5.8. Схемы включения устройства ввода/вывода (мультиплексора OADM) спектрального канала (а) и структура устройства, выполненного на основе брэгговской решетки (б).

Мультиплексор OADM содержит четыре порта: входных каналов, выходных каналов, канала вывода селективируемой волны λ_i и канала ввода селективируемой волны λ_i .

Мультиплексоры выпускаются в вариантах для отведения (добавления) 1, 2, 3 и 4 длин волн (каналов), а также в модификациях для сетей DWDM и CWDM.

Со стороны порта входных каналов в устройство вводится полихроматический световой пучок, содержащий множество независимых каналов с длинами волн $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$.

Большинство каналов проходит через узкополосный фильтр, практически не взаимодействуя с ним, и выводится через порт выходных каналов. Циркулятор направляет отраженную волну i в порт вывода (рис. 5.8 б).

Со стороны порта ввода i циркулятор добавляет в передаваемый составной сигнал один канал на той же длине волны, что была выделена.

Мультиплексоры на основе дисперсионных элементов

Рассмотренные мультиплексоры вносят потери, прямо пропорциональные числу каскадов.

Они обладают хорошими характеристиками для систем с относительно небольшим числом каскадов, но при числе каскадов более 32 вносимые потери становятся неприемлемо большими.

Поэтому в DWDM-системах с числом каналов несколько десятков и больше применяются мультиплексоры на основе пространственных дисперсионных элементов.

Пространственные дисперсионные элементы отражают или преломляют свет под разными углами в зависимости от длины волны света. Первые пространственные дисперсионные элементы – дисперсионные стеклянные призмы известны еще со времен И. Ньютона.

Именно с их помощью был разложен на спектральные составляющие солнечный свет. В технологии DWDM, однако, дисперсионные призмы не используются из-за малости дисперсионного коэффициента KD угловой дисперсии, определяющего отношение разности углов $d\Theta$ отклонения компонент к разности длин волн этих компонент: $KD = d\Theta/d\lambda$.

Достаточной дисперсией для создания устройств DWDM обладают дифракционные решетки различного типа.

Наибольшее распространение получили фазовые дифракционные решетки в интегральном исполнении – так называемые решетки на основе массива планарных волноводов AWG (Arrayed Waveguide Gratings), – и объемные фазовые дифракционные решетки отражательного типа.

Дифракционные решетки

Дифракционные решетки отражают световой пучок некоторой длины волны под таким углом в плоскости падения, для которого разность набегов фаз от соседних элементов решетки равна 2π . Величина этого угла зависит от длины волны.

Оптическая схема демультиплексора DWDM на основе отражательной объемной дифракционной решетки приведена на рисунке 5.9.

Необходимость совмещения волоконных элементов с объемными делает устройства на основе дифракционных решеток дорогими и сложными в производстве. Однако вносимые ими потери практически не зависят от числа каналов, что делает эту технологию одной из наиболее привлекательных для использования в системах с большим числом каналов.

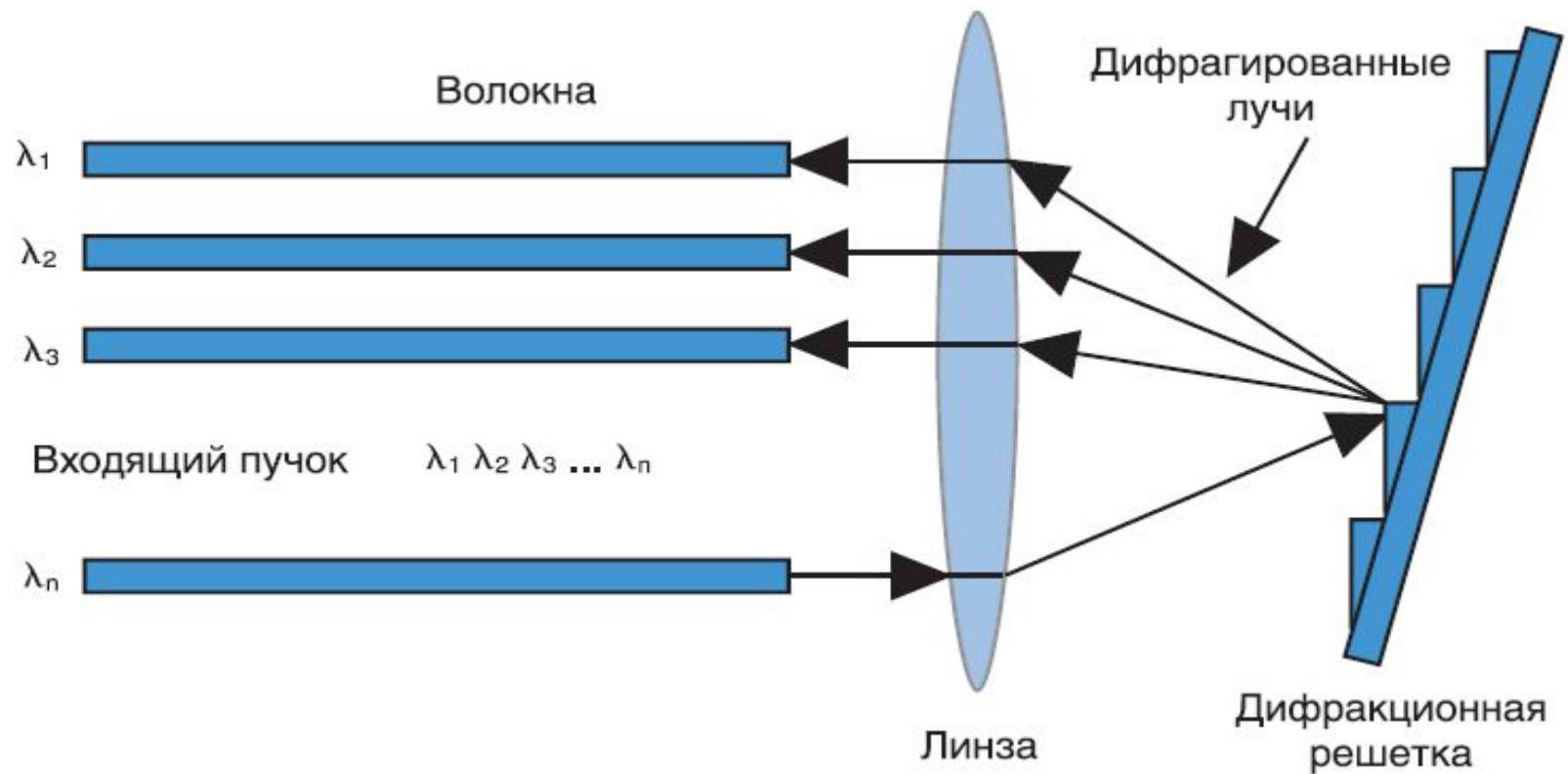


Рисунок 5.9. Оптическая схема демультиплексора DWDM на основе отражательной объемной дифракционной решетки

Мультиплексоры DWDM на основе планарных дифракционных решеток

Упростить производство мультиплексоров с дифракционными решетками позволяет использование технологии интегральной оптики.

Принцип действия фазовой решетки состоит в том, что свет проходит через несколько сложенных строго параллельно волноводов разной длины, при этом разность длин постоянна. Такое устройство эквивалентно прозрачной призме, одна грань которой плоская, а противоположная – ступенчатая, с одинаковыми ступеньками.

Такая дифракционная решетка называется эшелонот Майкельсона.

AWG (массив планарных волноводов) – это, по существу, эшелон Майкельсона в интегрально-оптическом исполнении.

DWDM-мультиплексоры вносят довольно большие потери.

Типичные значения порядка 10–12 дБ при дальних переходных помехах –20 дБ и полуширине спектра 1 нм. Поэтому часто необходимо до или после DWDM-мультиплексора устанавливать оптические усилители.

Оптические передатчики для WDM систем

Работа в составе системы, использующей спектральное мультиплексирование каналов, предъявляет дополнительные требования к спектру оптических передатчиков, зависящие от вида WDM-системы.

Наиболее жесткие требования предъявляются к передатчикам, работающим в системах DWDM, поэтому в них часто применяют DFB-лазеры (distributed feedback laser-лазеры с распределенной обратной связью).

Оптическая обратная связь в таких лазерах создается дифракционной решеткой, выполненной на поверхности активного элемента лазера. Это обеспечивает одночастотный режим генерации с шириной линии на половине высоты менее 100 МГц, при этом коэффициент подавления боковых мод составляет 40 дБ. (Коэффициентом подавления боковых мод называется отношение мощности главного пика к мощности ближайшей боковой моды.)

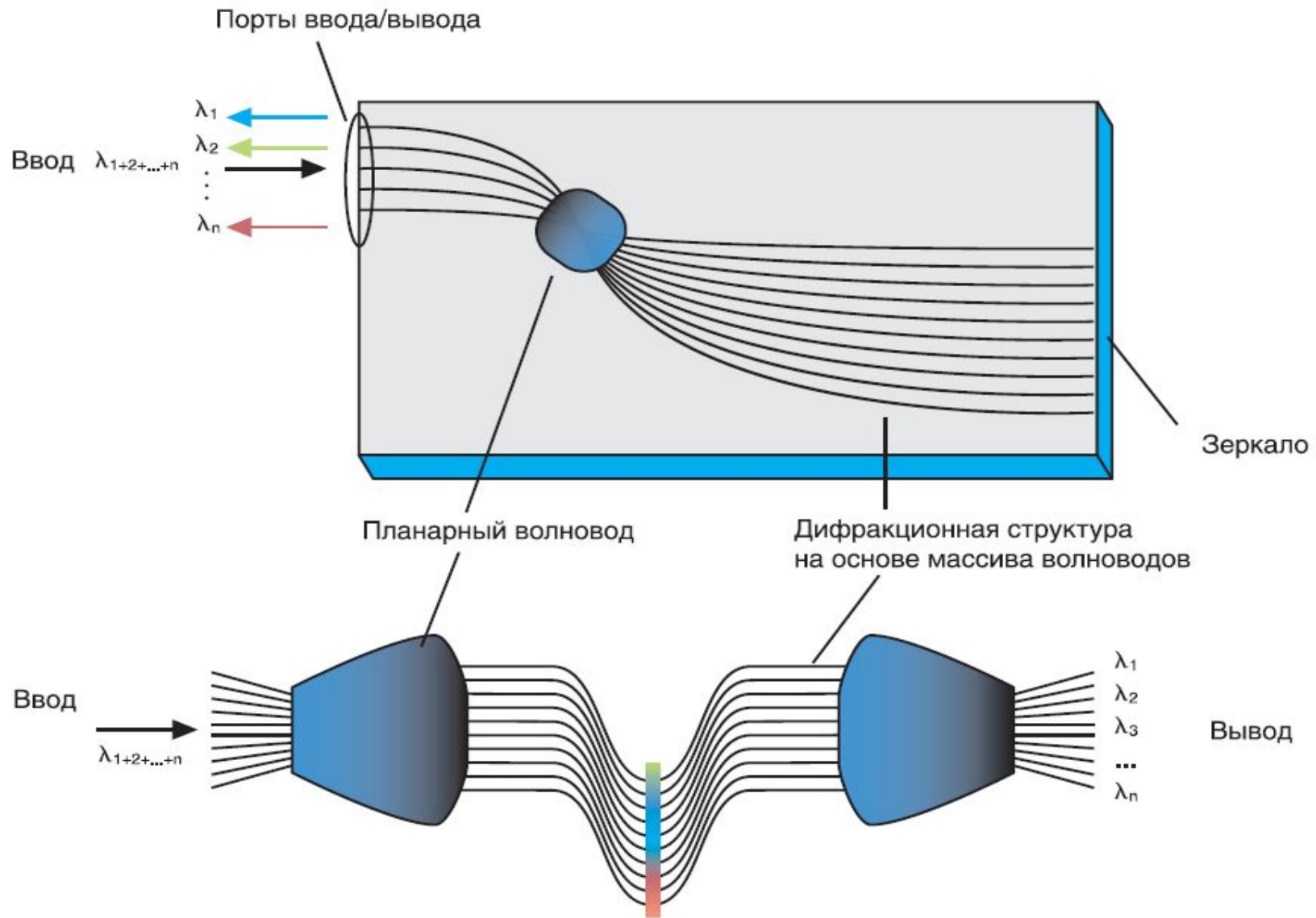


Рисунок 5.10. Демультимплексор на основе массива планарных волноводов AWG

Главный недостаток полупроводниковых DFB-лазеров – чувствительность длины волны излучения к изменению температуры, поэтому необходима их термическая стабилизация, что увеличивает стоимость всей системы.

От подобного недостатка свободны волоконные лазеры и твердотельные лазеры с объемным резонатором.

Наибольший интерес для приложений представляют эрбиевые лазеры, генерирующие излучение в спектральной области 1,53–1,62 мкм.

Оптические усилители

Оптические усилители предназначены для увеличения дальности передачи сигналов. В настоящее время в DWDM-системах применяются два типа усилителей: эрбиевые волоконные и рамановские (ВКР) волоконные усилители (Raman amplifiers).

Полупроводниковые усилители пока не используются в системах со спектральным уплотнением каналов из-за перекрестных помех между различными спектральными каналами, обусловленных четырехволновым смешением и кроссмодуляцией усиления.

Полная спектральная полоса усиления эрбиевых волоконных усилителей составляет около 80 нм (С- и L-спектральные полосы). Для усиления каналов, расположенных в S-полосе, эрбиевые усилители не применяются, так как они обладают большими шумами в этой области. Ведутся разработки тулиевых усилителей (TDFA), однако пока их параметры недостаточны для использования в промышленных системах.

Способностью усиливать в широком диапазоне длин волн от 1300 до 1600 нм обладают рамановские усилители.

Рамановские усилители перспективны в силу следующих принципиальных преимуществ:

- спектр их усиления зависит от спектра накачки, поэтому подбором источников накачки можно формировать очень широкую (более 100 нм) полосу усиления в любом диапазоне длин волн (рис. 5.11);

- низкий уровень шумов;

- возможность усиления оптических сигналов непосредственно в телекоммуникационном волокне.

В современных CWDM-системах усилители не применяются, однако ведутся исследования возможности использования полупроводниковых усилителей, в частности линейных оптических усилителей (LOA), для увеличения дальности работы CWDM-систем.

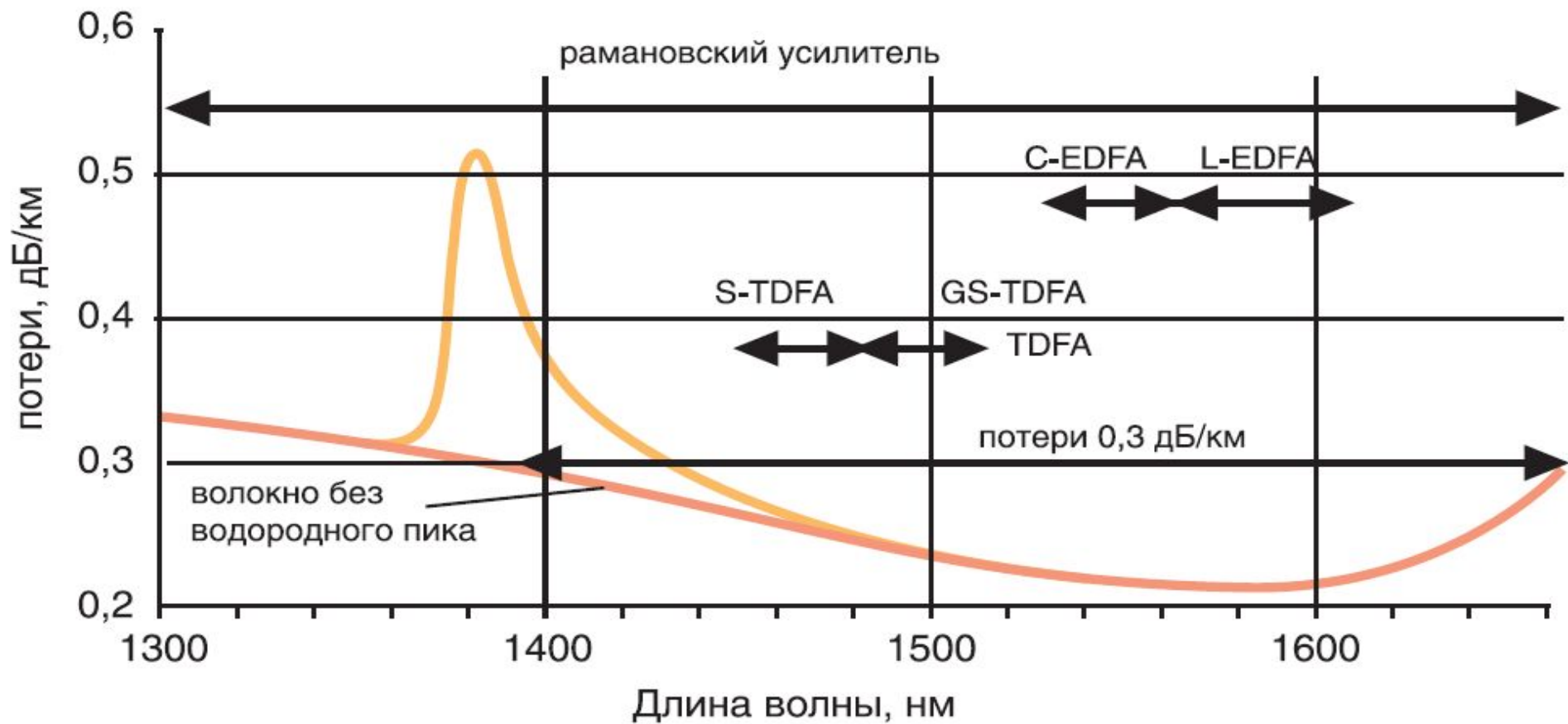


Рисунок 5.11. Спектр затухания оптического волокна и полосы усиления усилителей разных типов

На сегодняшний день для повышения пропускной способности волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) применяют следующие технологии:

TDM (Time Division Multiplexing) – метод временного уплотнения;

FDM (Frequency Division Multiplexing) – метод частотного уплотнения;

MDM (Mode Division Multiplexing) – модовое уплотнение;

PDM (Polarization Division Multiplexing) – уплотнение по поляризации;

Метод уплотнения каналов по полярности;

- WDM (Wavelength Division Multiplexing) –
многОВОЛНОВОЕ уплотнение оптических несущих
- CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) –
системы – грубого спектрального уплотнения;
 - обычные WDM;
 - DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) –
системы плотного спектрального уплотнения;
 - HDWDM (High Dense Wavelength Division Multiplexing) –
системы сверхплотного спектрально уплотнения
- OTDM (Optical Time Division Multiplexing) – оптическое
временное уплотнение

TDM – технология объединения информации, поступающей по нескольким низкоскоростным линиям, для ее дальнейшей передачи по одному высокоскоростному каналу связи. Уплотнение осуществляется за счет выделения для каждой линии своего временного интервала.

FDM – технология уплотнения, при которой каждый информационный поток передается по физическому каналу на соответствующей частоте – поднесущей.

Если в качестве физического канала выступает оптическая несущая, то она модулируется по интенсивности групповым информационным сигналом, спектр которого состоит из ряда частот поднесущих, количество которых равно числу компонентных информационных потоков.

MDM – согласно геометрической оптики, если на выходной торец многомодового волокна под углом $\varphi_1 < \varphi_{кр}$ падает оптический луч, то, войдя через этот торец в волокно и распространяясь вдоль этого волокна по строго определенной для него траектории, он выходит из выходного торца под таким же углом φ_1 , что справедливо и для остальных лучей вводимых в световод каждый под своим углом φ_k , $\varphi_k < \varphi_{кр}$. Применяя модовые селекторы на входе и выходе волокна, можно осуществлять передачу независимых информационных потоков на соответствующих модах, которые в этом случае играют роль каналов.

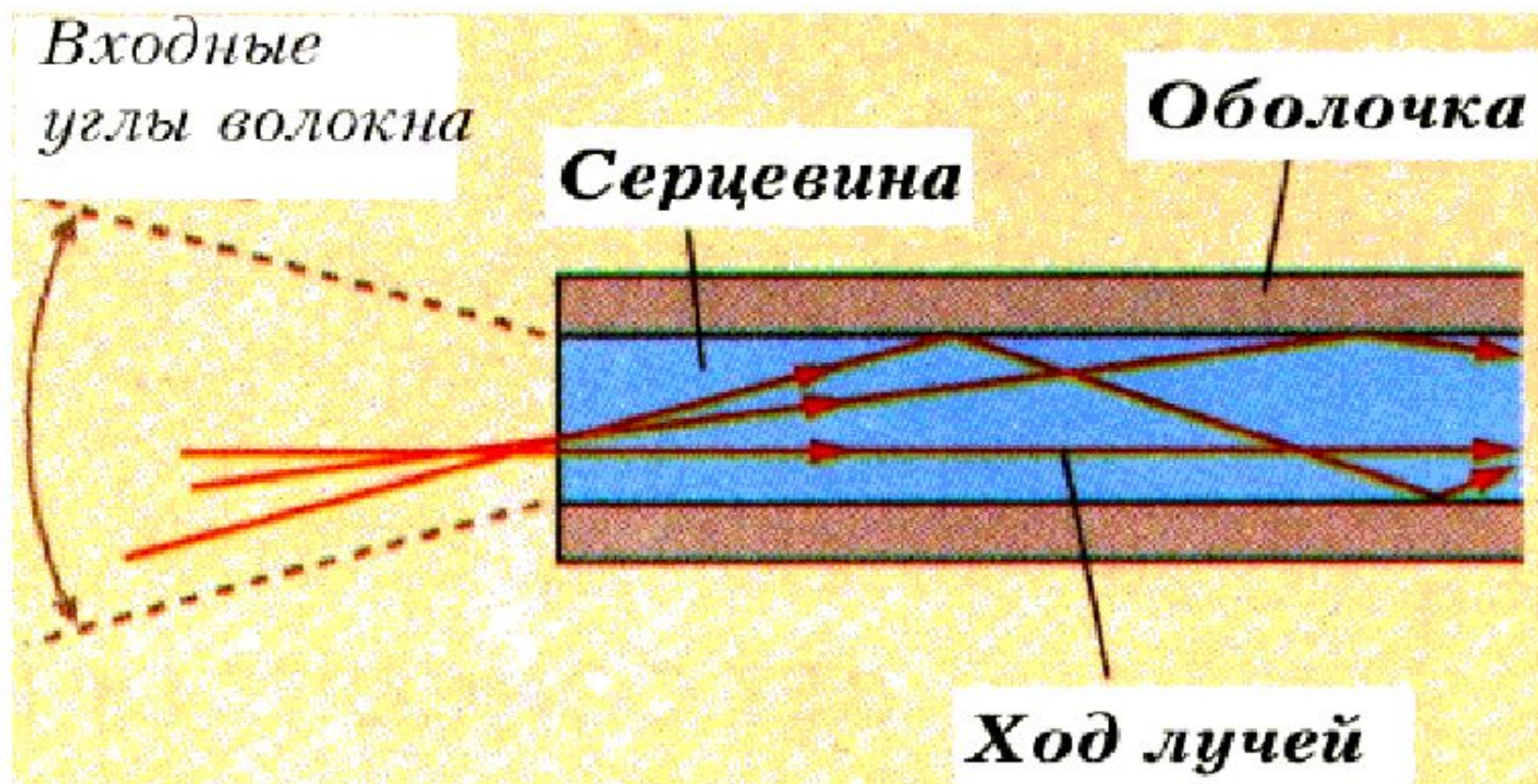
Модовое уплотнение может работать только в случае отсутствия перемешивания или взаимного преобразования мод.

PDM – уплотнение потоков информации с помощью оптических несущих, имеющих линейную поляризацию. При этом плоскость поляризации каждой несущей должна быть расположена под своим углом. Модулирование осуществляется с помощью специальных оптических призм, например призмы Рошона. Данный метод аналогичен модовому уплотнению, хотя в качестве среды передачи группового потока может быть использовано одномодовое волокно.

Метод модуляции по полярности заключается в том, что положительная часть (полярность) несущей модулируется одним сигналом, а отрицательная – другим. Таким сигналом модулируется оптическое излучение, которое вводится в оптическую линию связи.

OTDM – разрабатывается согласно концепции создания полностью оптических систем. В системе используются полностью оптические элементы – лазер, оптические модуляторы, разветвители, модуляторы, выполненные на основе электрооптических кристаллов из LiNbO_3 , оптические усилители и оптические линии задержки.

Устройство простейшего оптического волокна



Световые пучки должны падать под углами, обеспечивающими полное внутреннее отражение от раздела «серцевина-оболочка».

Характеристики оптического волокна



Передача света в оптоволокне – за счет эффекта полного внутреннего отражения $\rightarrow n_{\text{серд}} > n_{\text{обол}}$.

В стеклянном волокне n меняется с помощью легирования:

- B_2O_3 , F – уменьшают n ;
- GeO_2 , P_2O_5 – увеличивают n .

По материалу оптоволокно делится на:

- стеклянные волокна;
- стеклянные волокна с пластиковой оптической оболочкой (PCS);
- пластиковые волокна.

Стандартные диаметры сердцевины и оболочки (мкм):

- обозначения: 8/125, 62.5/125...
- (диаметр человеческого волоса ≈ 100).

Материал	Длина волны в вакууме	Показатель преломления
Стекло	850	1,4525
	1300	1,4469
	1550	1,4440
Пластик	650	1,4...1,5

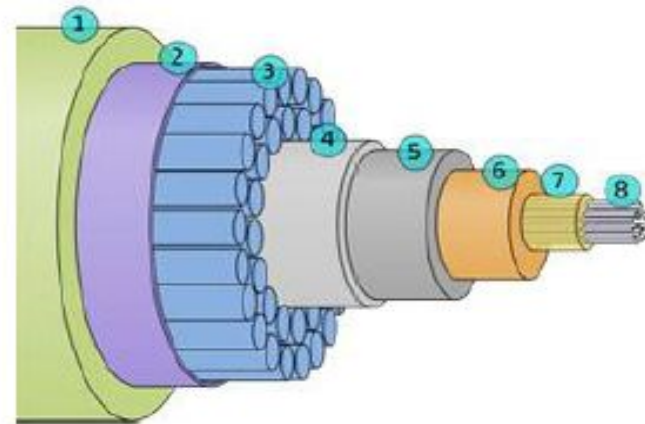
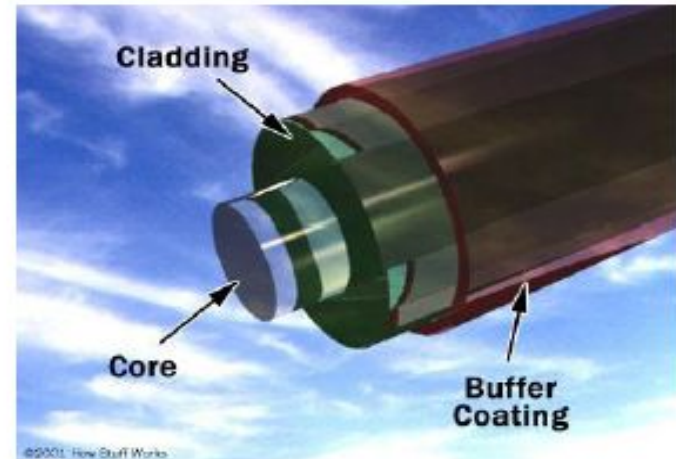
Ядро	Оболочка
8	125
50	125
62,5	125
100	140

Устройство оптоволоконна

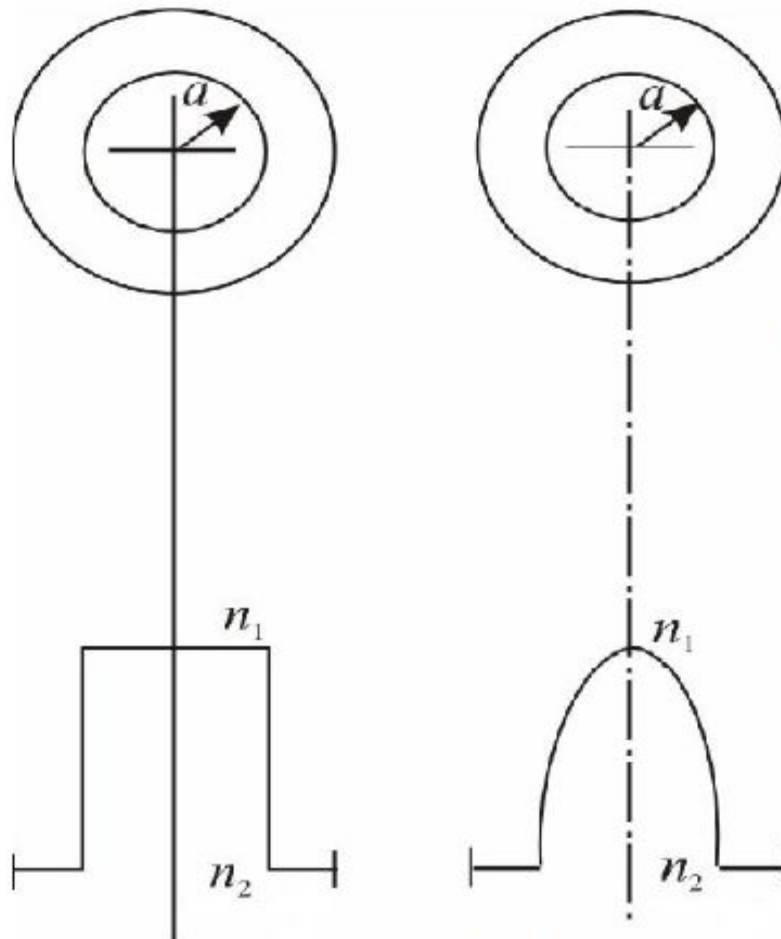
**2 слоя: сердцевина
и оболочка
+ защитная оболочка.**

Строение подводного оптоволоконного кабеля:

1. Полиэтилен.
2. Лавсановая плёнка.
3. Витые стальные провода.
4. Алюминиевый "водный барьер".
5. Поликарбонат.
6. Медная или алюминиевая трубка.
7. Углеводородный гель.
8. Оптоволоконно.



Профили показателя преломления



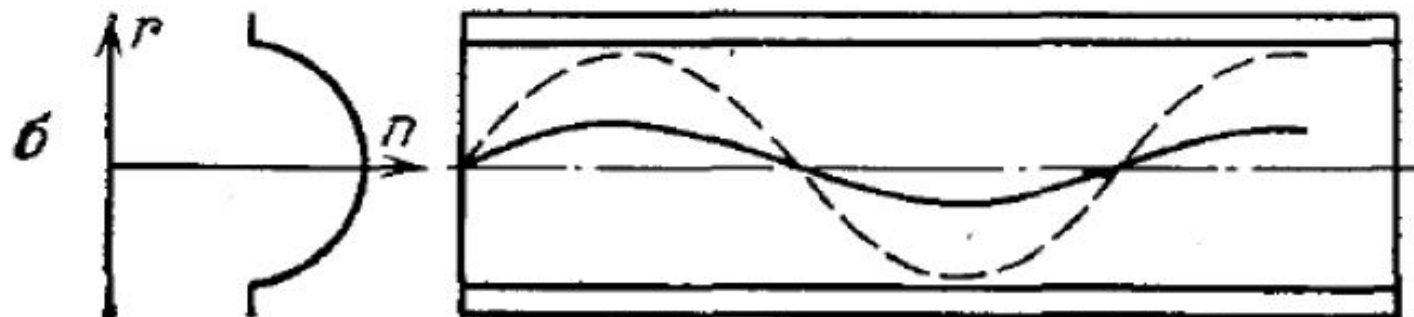
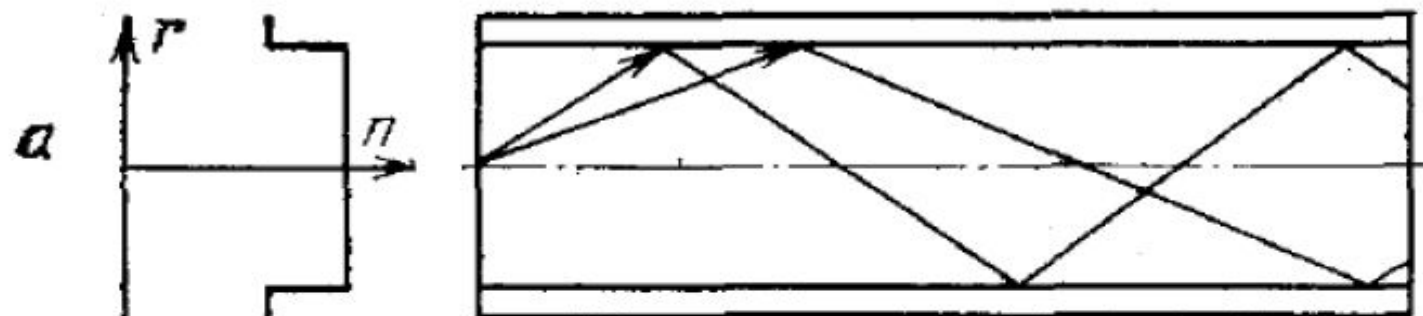
$$n_1(r) = n_0 \cdot \exp\left(-\frac{\beta r^2}{2n_0}\right),$$

$$r \leq a$$

$$\beta = \frac{2n_0}{a^2} \cdot \ln \frac{n_0}{n_2}$$

Ступенчатый **Градиентный**

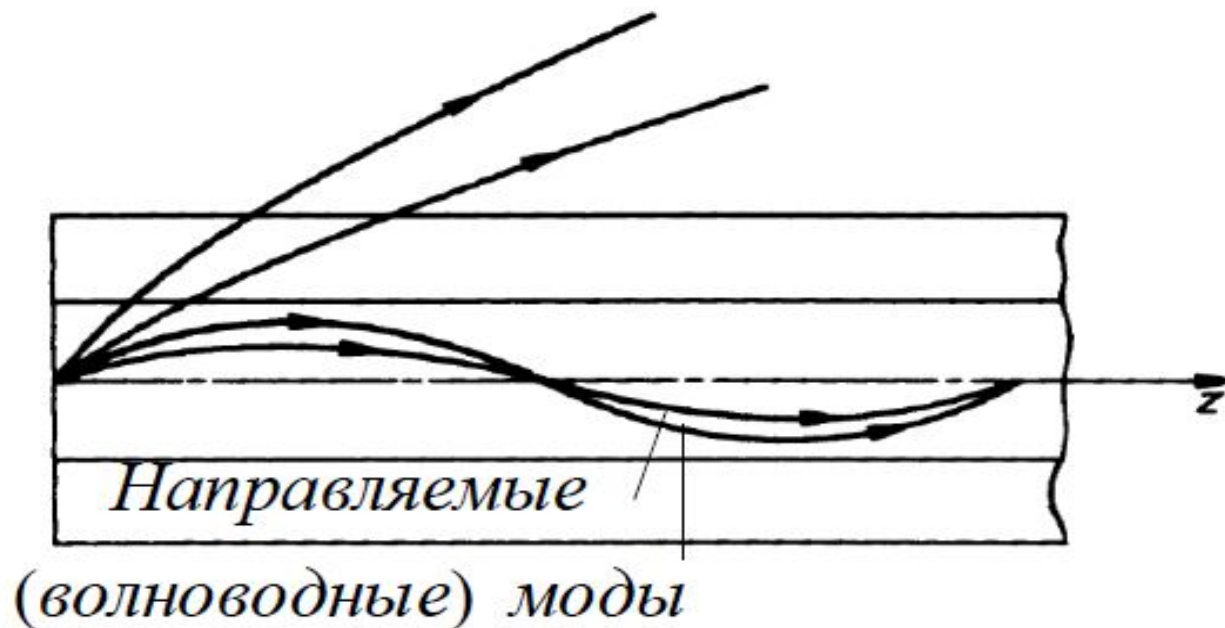
Распространение световых лучей в ступенчатом и градиентном волоконных световодах



Оптические моды в волоконном световоде

Оптическая мода представляет собой вид (конфигурацию) световой волны, характеризуемый определенным пространственным распределением светового поля по сечению оптоволоконной системы, имеющий определенную собственную частоту (длину волны) и распространяющийся со своей скоростью.

Число мод определяется из решения волнового уравнения для цилиндрического световода при соответствующих граничных условиях.



Для волноводов, сформированных в матрицах с неограниченными размерами, часто используются законы геометрической оптики для описания распространения инжектированного света.

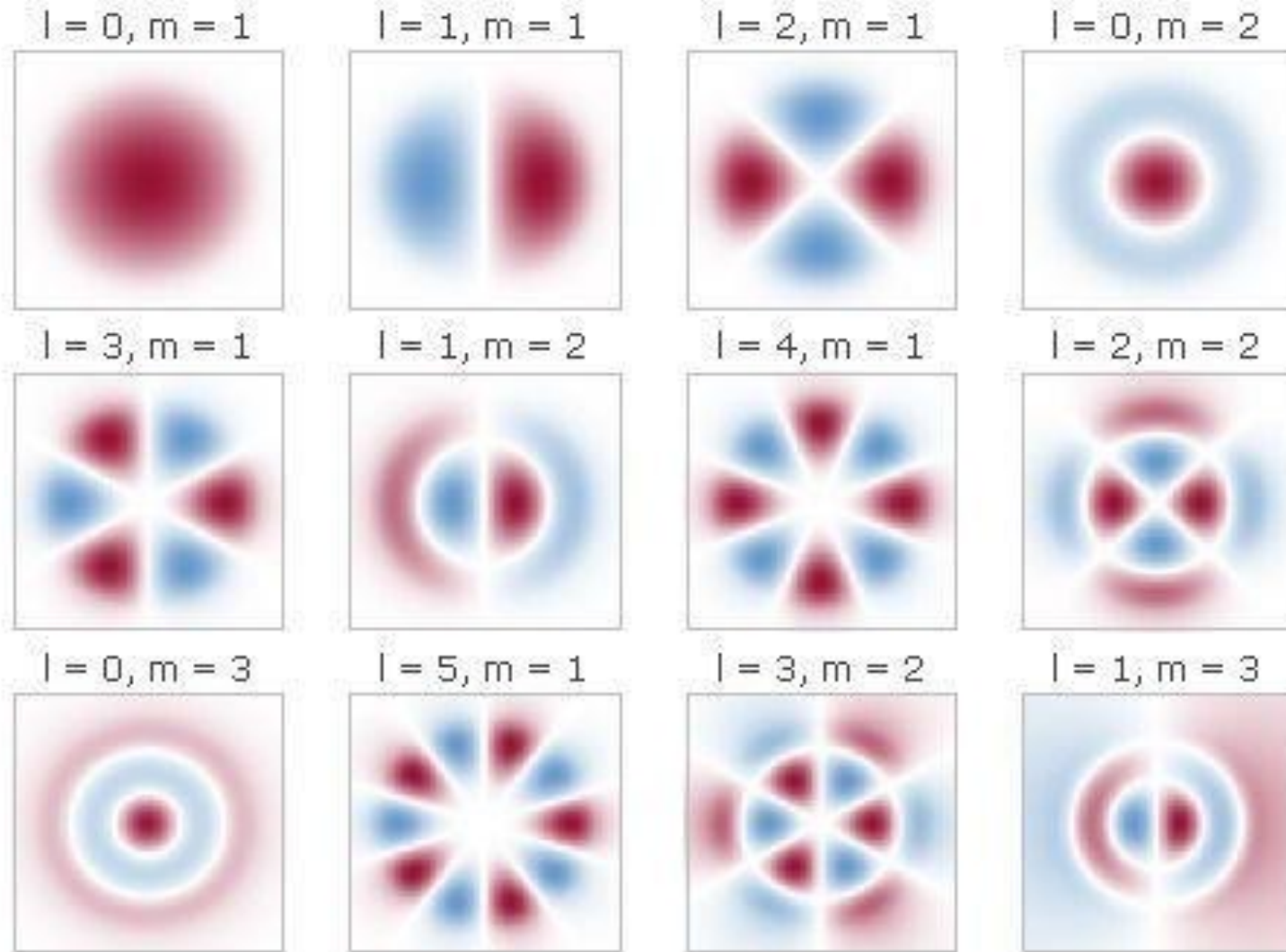
Такое описание, однако, становится недостаточно точным, когда происходят эффекты интерференции, и в особенности это актуально для очень малых размеров волновода.

В этом случае требуется волновое описание распространения света – обычно это делают на основе уравнений Максвелла, часто упрощаемых с помощью приближений (аппроксимации).

принято рассматривать распределение поля для данной оптической частоты и поляризацию в плоскости, перпендикулярной направлению распространения.

Особый интерес представляют те распределения, которые не изменяются во время распространения, если не считать общего изменения фазы. Такие распределения поля связаны с так называемыми *модами волновода*.

В качестве примера, на рисунке ниже показаны моды многомодового волокна. У каждой моды есть так называемая постоянная распространения, действительная часть которой определяет задержку фазы на единицу расстояния распространения. Волокно также имеет большое количество мод оболочки, которые не ограничены в окрестности сердцевины волокна.



Моды многомодового волокна. Здесь представлена амплитуда электрического поля для всех направляемых мод оптоволокна. Два цвета указывают на различные значения величины электрического поля. У моды самого низкого порядка ($l=1, m=0$, названный модой LP01) есть профиль интенсивности, который подобен Гауссовскому лучу. Свет, запущенный в многомодовое волокно, будет возбуждать суперпозиции различных мод, которые могут иметь сложную форму.

Любое начальное распределение поля, которое может быть получено в начале волновода, можно разложить в линейную комбинацию распределений полей направляемых мод волновода плюс некоторая функция, которая не может быть выражена в виде таких комбинаций.

Последняя часть соответствует свету, которым нельзя управлять. В зависимости от типа волновода ненаправляемый свет может распространяться в оболочке или может быть отражен. Распространение направляемых мод легко вычисляется с помощью линейной комбинации мод волновода с локальными коэффициентами расширения, вычисленными из констант распространения мод.

Волокно с малым поперечным сечением и/или небольшим различием в показателе преломления (малая числовая апертура) может быть в состоянии направлять только одну поперечную моду (для данной оптической частоты и поляризации) и ни одну моду высшего порядка; его называют *одномодовым волокном*.

Распределение поля после определенного расстояния распространения всегда напоминает постоянное распределение поля моды, независимо от начального распределения поля, при условии, что ненаправляемые моды были потеряны (например, в поглощены в оболочке).

Многомодовые волноводы - это те, которые поддерживают несколько или даже больше направляемых мод (иногда много тысяч).

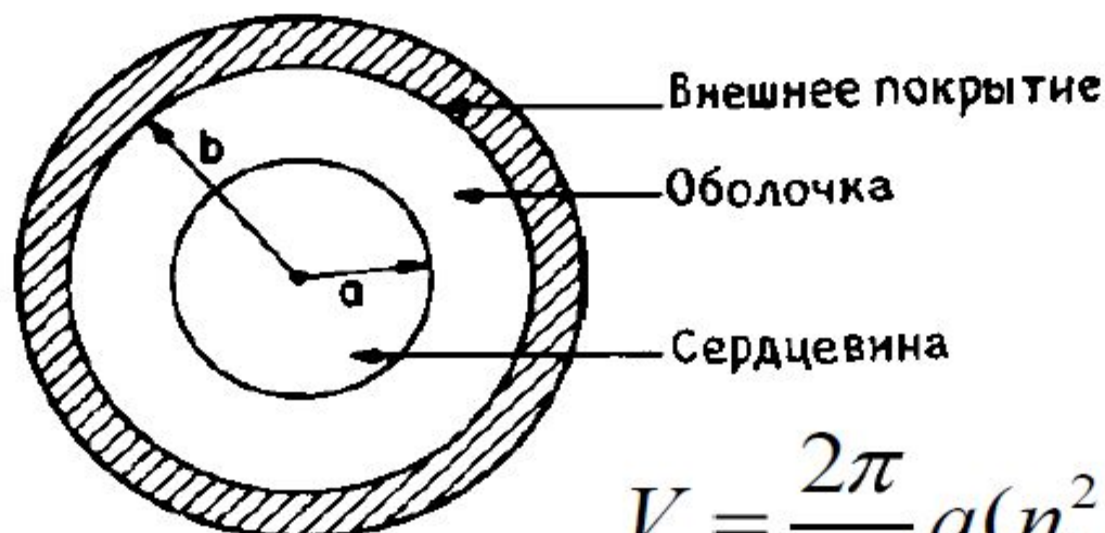
Некоторые типы волноводов имеют моды со строго асимметричными профилями интенсивности. Бывает и так, что направляемые моды существуют только для одного направления поляризации, или что моды для различных направлений поляризации имеют различные свойства.

Распространение света в волноводе существенно зависит от типа направляемой моды. Для различных мод различаются потери при распространении, чувствительность к изгибу (для волокон), постоянная распространения и хроматическая дисперсия.

Основные параметры волокон

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

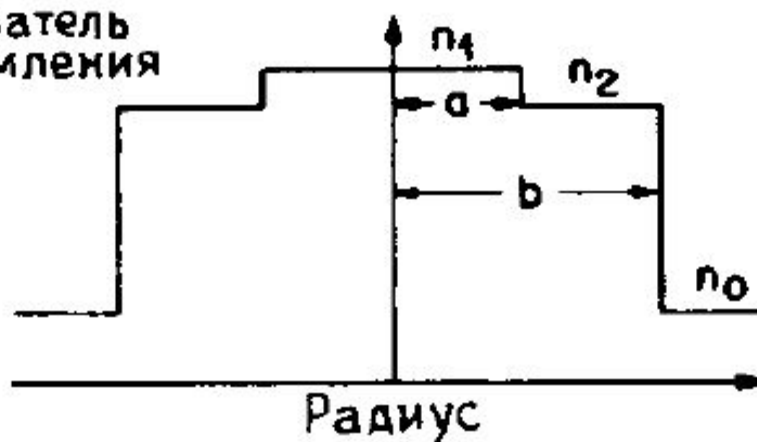
(относит. раз-
ность n_1 и n_2 ,
типичное зна-
чение $\Delta \sim 3\%$)



$$V = \frac{2\pi}{\lambda} a (n_1^2 - n_2^2)$$

– модовый параметр.

Показатель
преломления

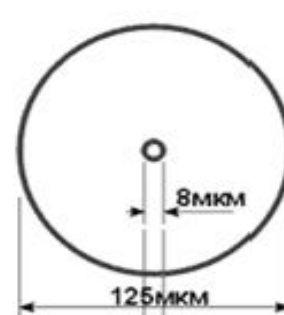


При $V < 2,405$ волокно одномодовое (для ступенч. профиля).

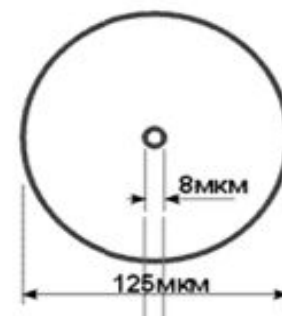
Типы оптоволокна

1. Одномодовое:

– диаметр сердцевины 2...10 мкм.



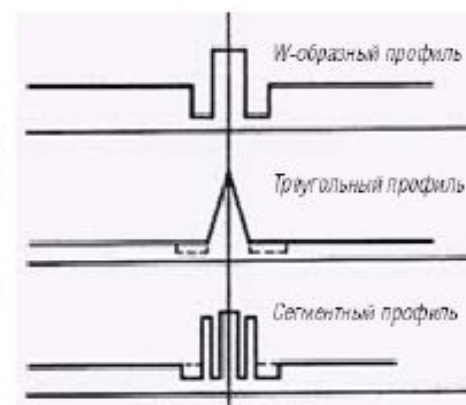
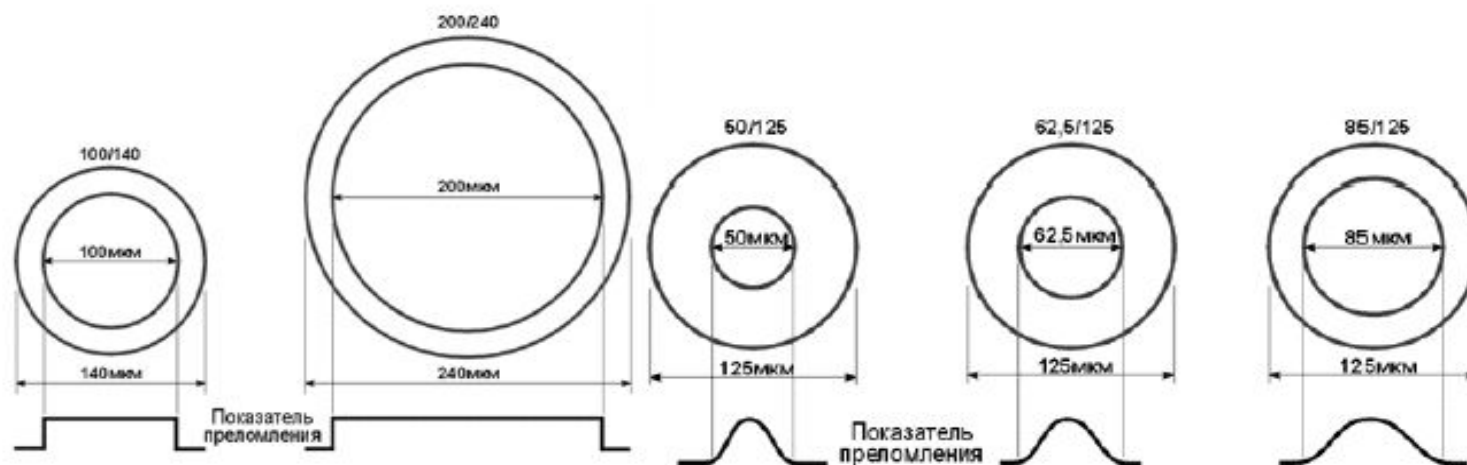
Показатель преломления



Показатель преломления

1) ступенчатое (SF);

2) со смещенной дисперсией (DSF).



1) Ступенчатое –
d сердцевины
100 ... 970 мкм.

2) Градиентное –
d сердцевины 50, 62.5, 85 мкм.

Иногда - более
сложная структура
профиля.

Затухание в волокне

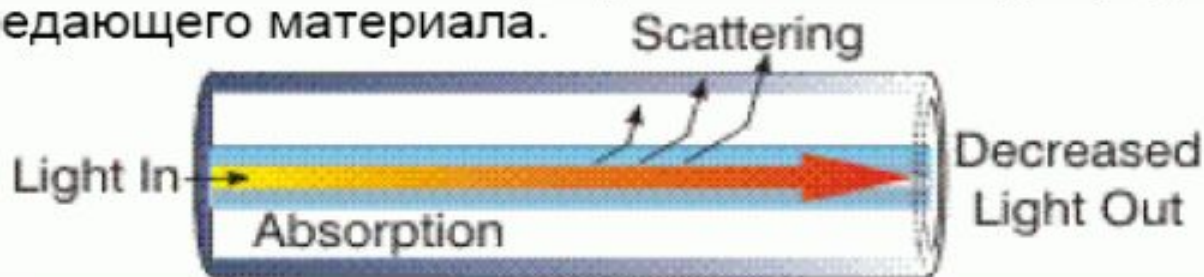
- Уменьшение мощности сигнала по мере распространения его по волокну



- 2 главных компоненты:

Поглощение: часть энергии сигнала уходит на нагрев волокна. В основном вызвано примесями в волокне (ионы OH).

Рассеяние: Изменение распространения света после столкновения с малыми частицами. Другими словами это распыление светового луча, вызванное неоднородностью передающего материала.



Оптические потери

Оптические потери волоконного световода – важный фактор, ограничивающий передачу цифрового сигнала на большие расстояния.

$$P_{\text{out}} = P_{\text{in}} \cdot \exp(-\alpha_{\text{дБ}} L)$$

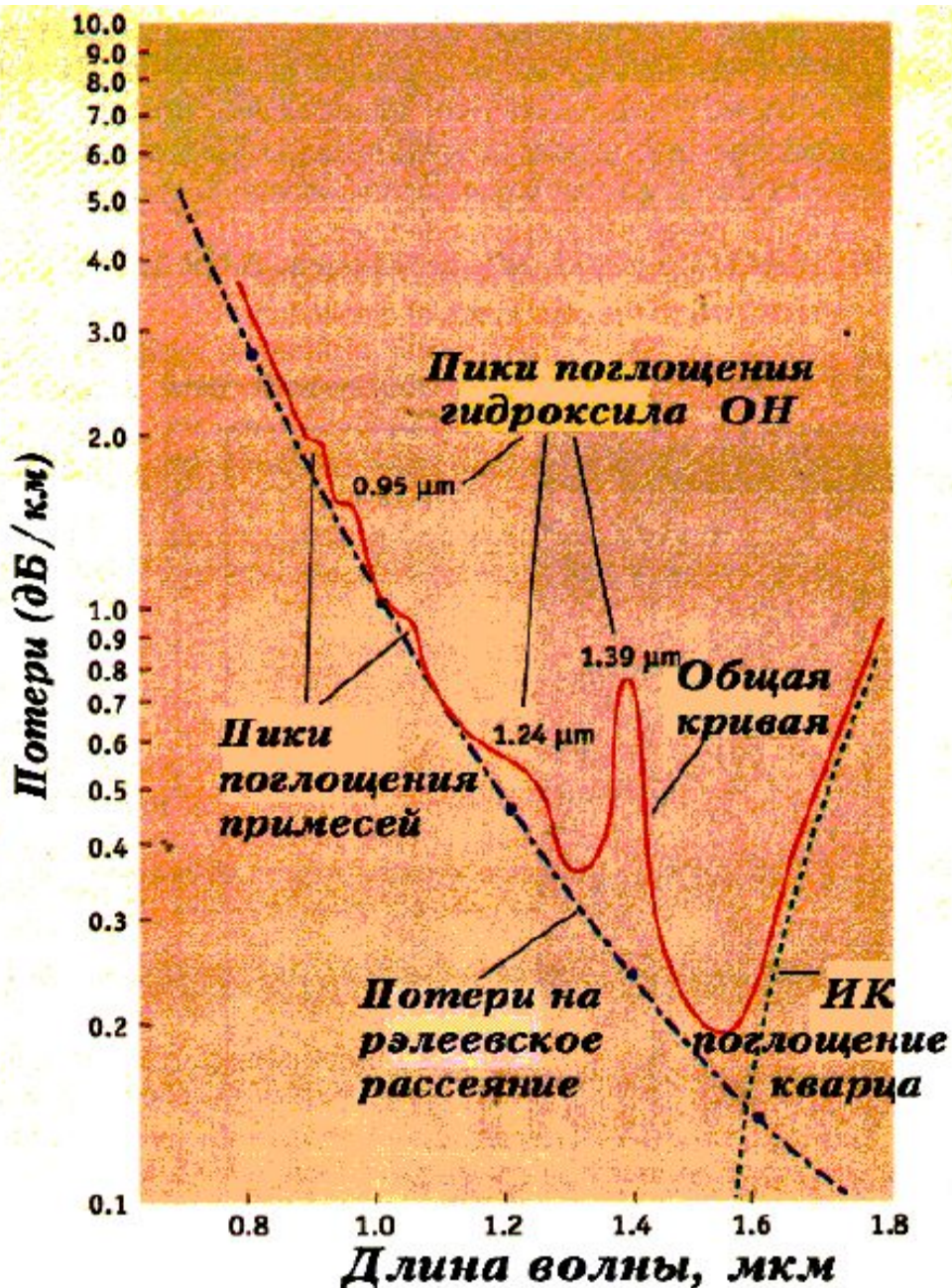
Затухание и Децибелы (dB)



- Затухание или потеря мощности сигналом может быть определено как соотношение $P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$
- Затухание рассчитывается в dB как отрицательное усиление:

$$\text{Loss} = 10 \log P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$$

- Если теряется половина мощности сигнала то это **-3 dB**



Оптические потери в кварцевом волокне

$$\alpha_{\text{дБ}} = -\frac{10}{L} \cdot \log\left(\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}\right)$$

Рэлеевские потери:

$$\alpha_R = C / \lambda^4$$

$$C = 0,7 - 0,9 \text{ (дБ/км)} \cdot \text{мкм}^4$$

Минимальные потери:

$$\alpha_{\text{дБ}} \approx 0,2 \text{ дБ/км} \\ (1,55 \text{ мкм})$$

Дисперсия оптических волокон

Дисперсия определяет степень и характер рассеивания (деформации) передаваемых оптических сигналов во времени.



Дисперсия одномодового волокна

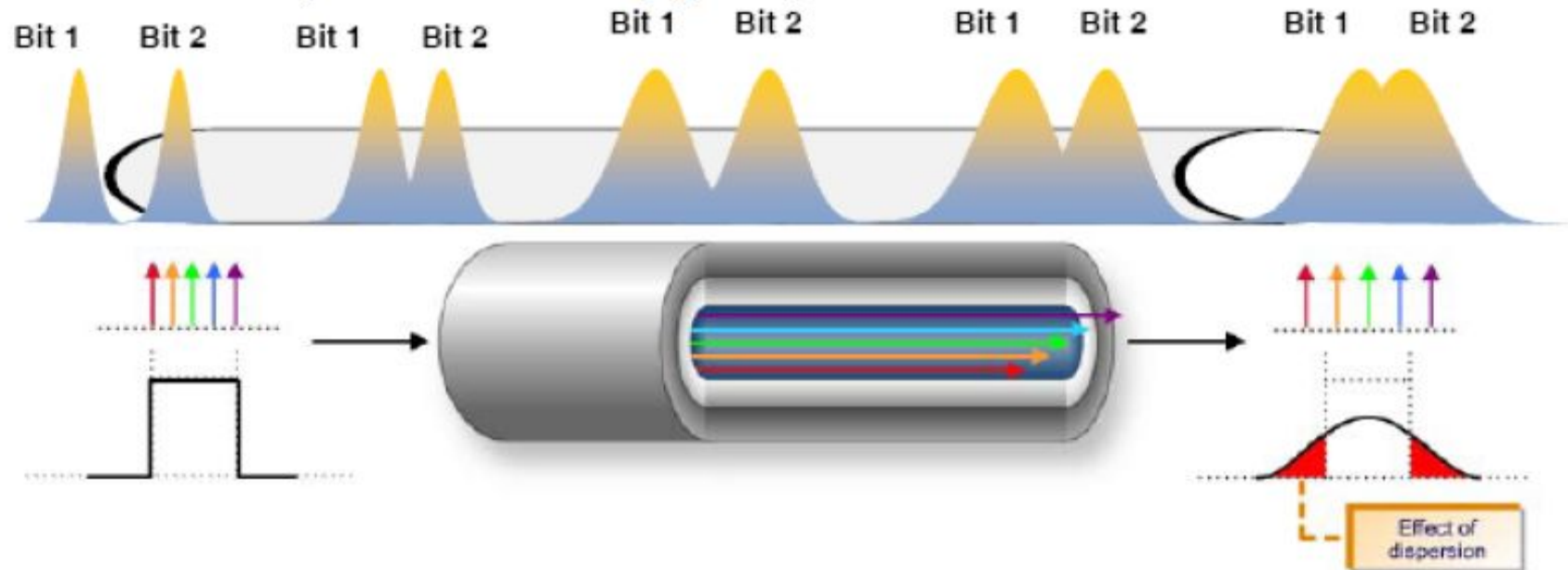
Хроматическая (обусловлена тем, что различные спектральные компоненты оптического импульса распространяются с разными скоростями)

Поляризационная модовая (обусловлена анизотропией оптических мод в оптоволокне)

Материальная (обусловлена зависимостью показателя преломления волокна от длины волны)

Волноводная (обусловлена технологическими отклонениями от идеального профиля волокна)

Хроматическая дисперсия (CD) (линейный эффект)



- Оптический импульс расширяется во времени по мере распространения по волокну, **ограничивая** при этом либо **полосу пропускания** либо **максимальную дистанцию** при заданной полосе пропускания

Чем короче импульсы и чем выше битовая скорость, тем менее устойчива оптическая линия к хроматической дисперсии.

Поляризационная модовая дисперсия (PMD)



- PMD это подвид модовой дисперсии
- Оптический импульс расширяется по мере распространения по волокну; это явление гораздо слабее хроматической дисперсии и становится ощутимым на битовых скоростях 10Gb/s и более
- **Физическое обоснование:**
Если ядро волокна **обладает не идеальным круглым сечением**, то 2 компоненты (по осям x и y) **электрического поля** светового импульса распространяются с разными скоростями (другими словами коэффициент преломления разный для осей x и y)

Дисперсионные коэффициенты

$$\beta_1 = \left. \frac{dk}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{v_{\text{Гр}}}, \quad \frac{\text{с}}{\text{м}}$$

$$\beta_2 = \left. \frac{dk^2}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \cdot \frac{dn^2}{d\lambda^2}, \quad \frac{\text{с}^2}{\text{м}}$$

Дисперсионный параметр

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \cdot \beta_2 \quad (\text{изм. в } \frac{\text{пс}}{\text{км} \cdot \text{нм}})$$

Если $D < 0$, то $\beta_2 > 0$; если $D > 0$, то $\beta_2 < 0$.

Преимущества и недостатки ВОЛС

• Преимущества оптоволоконна:

- высокая частота передачи сигнала → широкая полоса пропускания → высокая скорость передачи информации (теоретически – до 1 Тбит/с);
- увеличение скорости в 2 раза: передача сигнала одновременно в двух направлениях, использование волн двух перпендикулярных поляризацій;
- частотное уплотнение по оптоволоконным линиям связи (DWDM) – передача разных сигналов на разных длинах волн;
- низкие потери (0,2-0,3 дБ/км при $\lambda=1,55$). Потери не зависят от частоты передачи сигнала;
- нечувствительность к электромагнитным помехам → отсутствие искажений;
- относительно малый вес;
- пожаро- и взрывобезопасность.

• Недостатки ВОЛС:

- сложность изготовления;
- снижение эффективности (деградация) с течением времени;
- дороговизна оборудования, монтажа и обслуживания.

CDMA (Code Division Multiply Access - множественный доступ с кодовым разделением)

В методе CDMA (Code Division Multiply Access, CDMA) большая группа пользователей (например, от 30 до 50), одновременно использует общую относительно широкую полосу частот (не менее 1 МГц). Каналы трафика при таком способе разделения среды создаются присвоением каждому пользователю отдельного кода, который распространяется по всей ширине полосы. В данном случае не существует временного разделения, и все абоненты постоянно используют всю ширину канала.

Сигналы абонентов накладываются друг на друга, но поскольку их коды отличаются, они могут быть легко дифференцированы. Как и TDMA, метод CDMA может быть реализован только в цифровой форме.

Основные принципы метода — расширение спектра за счет модуляции псевдослучайной последовательностью в сочетании с кодовым разделением физических каналов — определяют и общие достоинства метода CDMA: высокую помехоустойчивость, хорошую приспособленность к условиям многолучевого распространения, высокую емкость системы.

Основой технологии кодового разделения каналов (CDMA) является передача шумоподобных, или широкополосных сигналов (ШПС), что обеспечивает использование существенно более широкой полосы частот, чем в случае передачи узкополосных сигналов. В качестве ШПС обычно применяются фазоманипулированные сигналы, сформированные на базе кодовых (псевдослучайных) последовательностей с «хорошими» корреляционными свойствами.

Свертка сигнала в приемнике осуществляется с помощью согласованного фильтра.

Использование различных кодов (псевдослучайных последовательностей) ШПС

позволяет абонентам систем CDMA работать в общей полосе частот и получать доступ

к каналу. Хотя сигналы разных абонентов накладываются друг на друга, создавая взаимные помехи, они легко выделяются из общего спектра.

Основные достоинства CDMA, определившие интерес к этой технологии, следующие.

Прежде всего, высокая помехоустойчивость к узкополосным помехам, трансформируемым в процессе свертки полезного сигнала в обычный шум. Причем по мере расширения спектра передаваемого сигнала выигрыш становится все больше.

Другая важная характеристика, обусловившая привлекательность CDMA для мобильной связи, — эффективная работа приемных устройств в условиях многолучевого распространения сигнала. Поскольку длительность одного символа ШПС меньше разности времен прихода двух лучей, то при приеме можно суммировать энергии разных лучей и тем самым повысить значение сигнал/шум.

В CDMA-системах процедура мягкого переключения каналов (soft handover) при переходе абонента из одной соты в другую достаточно проста, поскольку реализация базового принципа этой технологии («разрыв после установления нового соединения», make before break) позволяет избежать скачков уровня сигнала и помех. Отметим для сравнения: в системах, основанных на стандарте TDMA, абонентская станция сначала завершает связь с базовой станцией одной соты и лишь затем устанавливает новое соединение.

Связь между соседними сотами или секторами одной базовой станции организуется на одной несущей частоте, что обеспечивает более эффективное использование частотного ресурса (особенно если положения абонентов фиксированы). Это дает возможность избежать частотного планирования, упрощает развертывание сети и ее развитие.

Именно благодаря этим качествам CDMA стала основой большинства проектов систем подвижной связи третьего поколения.

Конфиденциальность и защищенность от несанкционированного доступа в CDMA-системах достаточно высоки, поскольку каждому абоненту присваивается своя, индивидуальная, кодовая последовательность. Стандарт, использующий в качестве «ядра» ШПС, дает возможность снизить пиковый уровень мощности, излучаемой абонентской станцией. Учет статистики активности абонентов, а также реализация в абонентских станциях режима дежурного приема обеспечивают энергосбережение, а значит, увеличение ресурса непрерывной работы аккумуляторов без подзарядки.

Недостатков у CDMA немного. Главным сдерживающим фактором ее практического применения долгие годы была сложность оборудования.

Другой недостаток — возникновение взаимных помех, ухудшающих условия приема при возрастании числа активных абонентов, что сказывается на связи периферийных удаленных абонентских станций. Так, по мере увеличения загрузки системы могут уменьшаться размеры зоны обслуживания и ухудшаться помеховая обстановка.

CDMA: расширение спектра

Каждой станции в технологии CDMA выделяется своя уникальная кодовая последовательность, отличающая ее от других и одновременно используемая для повышения помехоустойчивости и обеспечения безопасности. В эфире такой сигнал занимает полосу частот, значительно превышающую по ширине полосу частот исходного узкополосного сигнала.

Для систем с расширенным спектром **база сигнала** определяется как отношение ширины полос излучаемого и исходного (информационного) сигналов. Однако чаще величина базы сигнала (B) *вычисляется как произведение ширины спектра (F) на длительность элементарного символа (T).*

Для широкополосных сигналов база значительно превышает 1 ($B \gg 1$). Ясно, чем шире полоса частот в эфире и ниже скорость входного сигнала, тем больше база сигнала и, соответственно, выше помехоустойчивость.

База сигнала - это характеристика не всей CDMA-системы, а только ее отдельного канала. Поясним сказанное на примере. Так, при чиповой скорости 1,2288 Мчип/с и информационной скорости 9,6 кбит/с база сигнала равна 21,1 дБ ($1,2288 \times 10^3 / 9,6 = 128$). Для других значений скоростей передачи, используемых в стандартах CDMA, база сигнала пропорциональна скорости его передачи.

Возможность адаптации системы к различным скоростям передачи обеспечивается за счет применения так называемых каналообразующих кодов (channelization code).

Принцип их генерации можно проиллюстрировать рисунком 5.11 схемой кодового дерева для ортогональных кодов переменной длины (Orthogonal Variable Spreading Factor, OVVSF).

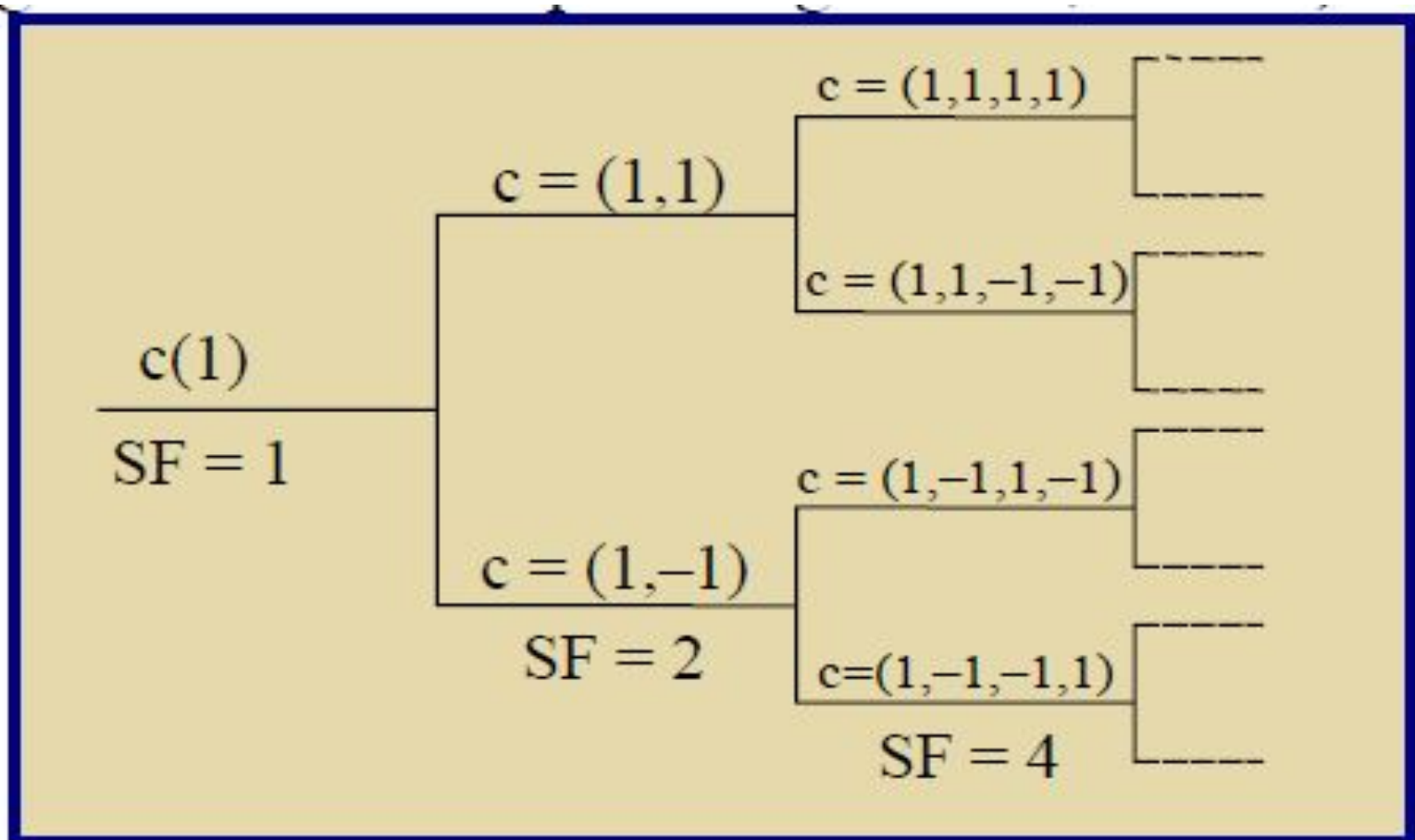


Рисунок 5.11. Схема генерации OVSF-кодов для трех уровней

На каждом уровне этого кодового дерева определены свои кодовые слова, длина каждого из которых равна коэффициенту расширения спектра (SF). Полное кодовое дерево содержит 8 уровней (последний, восьмой, соответствует коэффициенту $SF = 256$).

Структура кодового дерева такова, что на каждом последующем уровне удваивается возможное число каналовобразующих кодов.

Так, если на уровне 2 образуется только 2 кода ($SF = 2$), то на уровне 3 генерируется уже 4 кодовых слова ($SF = 4$) и т.д. Ансамбль кодов OVSF не является фиксированным, а зависит от коэффициента расширения SF , т. е. фактически от скорости передачи по каналу.

В большинстве CDMA-систем используется метод расширения спектра прямой последовательностью DS-CDMA (Direct Sequence CDMA). Схема «работы» метода DSSSS и качественные изменения сигнала и помех показаны на рисунке 5.12.

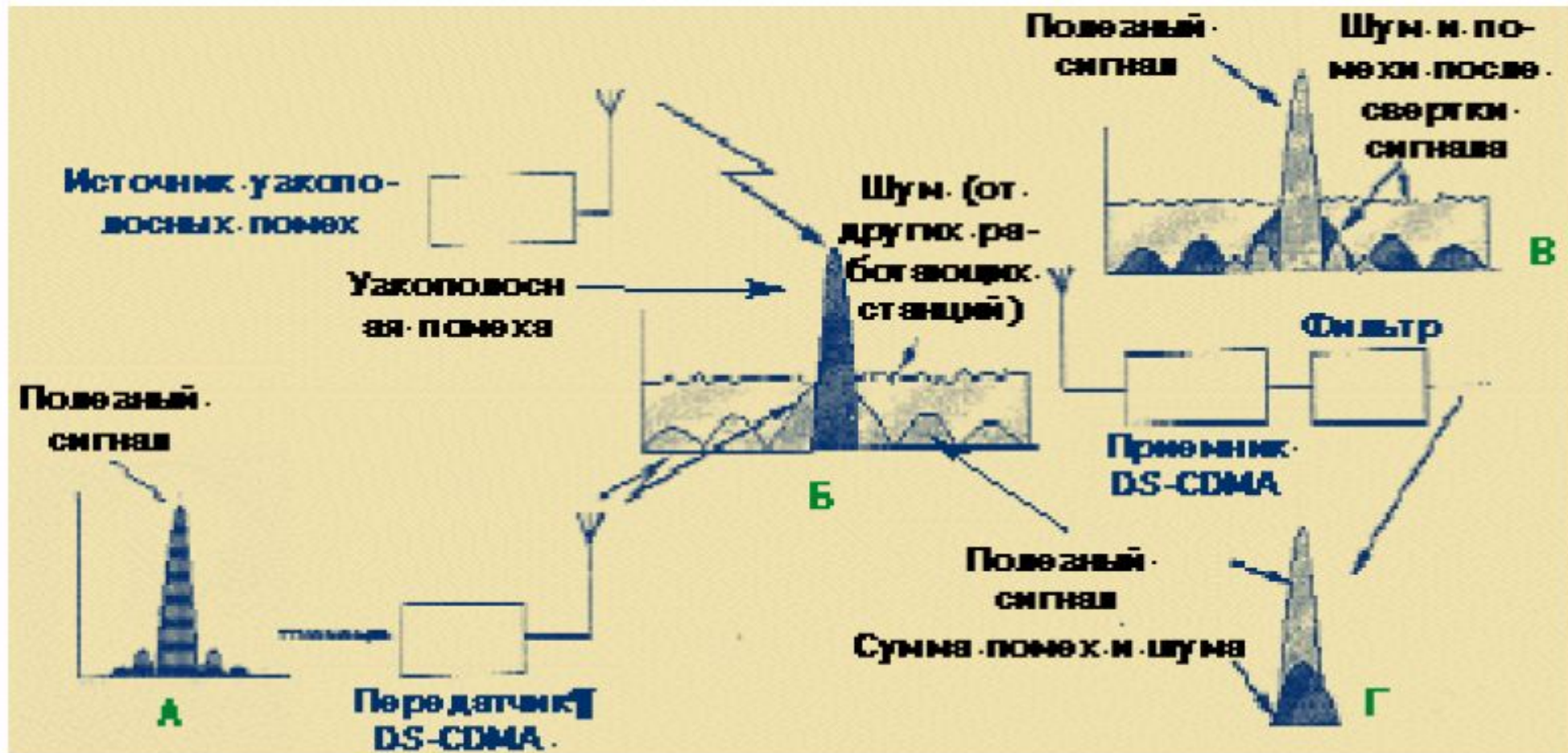


Рисунок 5.12. Схема расширения спектра с помощью прямой последовательности

А — информационный сигнал; Б — сигнал на входе приемника; В — сигнал на выходе приемника; Г — выходной сигнал (после фильтра)

В передатчике узкополосный информационный сигнал (а на рис. 5.12) умножается на опорную псевдошумовую N-символьную последовательность, а полученный сигнал модулируется методом QPSK (прямая операция). База результирующего сигнала равна числу символов псевдослучайной последовательности ($B = N$). При этом использование шумоподобных сигналов с высокой тактовой частотой приводит к тому, что исходный узкополосный сигнал «размазывается» в широкой полосе (б на рис. 5.12) и становится меньше уровня шума.

В приемнике исходный сигнал восстанавливается с помощью псевдослучайной последовательности известной структуры (обратная операция). Иные сигналы, поступающие на данный приемник, воспринимаются как шум (в на рис. 5.12).

Аналогичным образом происходит подавление мощных узкополосных помех от других работающих передатчиков. В приемнике такая помеха тоже «размазывается» в широкой полосе частот и после фильтрации лишь незначительно ухудшает качество связи (г на рис. 5.12).

При дальнейшей цифровой обработке помехи можно подавить полностью.

Кроме наиболее часто применяемого метода DS-CDMA существуют и другие технологии расширения спектра, например с помощью нескольких несущих — MССDMA (Multi-Carrier CDMA) или скачкообразной перестройки частоты — FH-CDMA (Frequency Hopping CDMA).

CDMA: сигналы и их свойства

Кодовые последовательности, используемые в CDMA-системах для передачи сигнала, состоят из N элементарных символов (чипов). Каждый информационный символ сигнала складывается с одной N -символьной последовательностью, которая называется «расширяющей» (spreading sequence), поскольку «результатирующий» сигнал излучается в эфир с преднамеренно расширенным спектром. Выигрыш в качестве связи зависит как от числа символов (длины) последовательности, так и от характеристик совокупности сигналов, в первую очередь — их взаимокорреляционных свойств и способа модуляции.

Сигналы, база которых существенно больше единицы ($B=TF \gg 1$), обычно называются сложными. По отношению к исходному (информационному) сложный сигнал представляет собой шум с практически одинаковой спектральной плотностью мощности.

Вся совокупность кодовых последовательностей, используемых в CDMA, делится на два основных класса: ортогональные (квазиортогональные) и псевдослучайные последовательности (ПСП) с малым уровнем взаимной корреляции.

Ортогональные сигналы – это такие сигналы у которых их скалярное произведение и взаимная энергия равны нулю.

В оптимальном CDMA-приемнике поступающие на его вход сигналы, которые, по сути, представляют собой аддитивный белый гауссов шум, всегда обрабатываются с помощью корреляционных методов. Поэтому процедура поиска сводится к нахождению сигнала, максимально коррелированного с индивидуальным кодом абонента. Корреляция между двумя последовательностями $\{x(t)\}$ и $\{y(t)\}$ осуществляется путем перемножения одной последовательности на сдвинутую во времени копию другой.

В зависимости от вида последовательности в CDMA-системах применяются различные *способы корреляции*:

- *автокорреляция*, если перемножаемые псевдослучайные последовательности имеют одинаковый вид, но сдвинуты во времени;
- *взаимная*, если ПСП имеют разные виды;
- *периодическая*, если сдвиг между двумя ПСП является циклическим;
- *апериодическая*, если сдвиг не является циклическим;
- на части периода, если результат перемножения включает в себя только сегменты двух последовательностей определенной длины.

Для обеспечения выигрыша в качестве связи при использовании любого из способов корреляционной обработки, необходимо, чтобы ансамбль сигналов обладал «хорошими» автокорреляционными свойствами. Желательно, чтобы сигналы имели единственный автокорреляционный пик, иначе возможна ложная синхронизация по боковому лепестку автокорреляционной функции (АКФ). Заметим, что чем шире спектр излучаемых сигналов, тем уже центральный пик (основной лепесток) АКФ.

Пары кодовых последовательностей подбираются так, чтобы взаимная корреляционная функция (ВКФ) имела минимальное значение при их попарной корреляции. Это гарантирует минимальный уровень взаимных помех.

Следовательно, выбор оптимального ансамбля сигналов в CDMA сводится к поиску такой структуры кодовых последовательностей, в которой центральный пик АКФ имеет наибольший уровень, а боковые лепестки АКФ и максимальные выбросы ВКФ по возможности минимальны.

Ортогональные коды

В зависимости от способа формирования и статистических свойств ортогональные кодовые последовательности разделяются на собственно ортогональные и квазиортогональные. Отличительный признак последовательности — коэффициент взаимной корреляции ρ_{ij} , который в общем случае изменяется от -1 до $+1$. В теории сигналов доказано, что предельно достижимое значение коэффициента взаимной корреляции определяется из условия

$$\rho_{ij} = \begin{cases} -1/N, \text{ где } N \text{ нечетное} \\ -1/(N-1), \text{ где } N \text{ четное} \end{cases}$$

Минимальное значение ВКФ обеспечивает коды, у которых коэффициенты корреляции для любых пар последовательностей являются отрицательными (трансортогональные коды). Коэффициент взаимной корреляции ортогональных последовательностей, по определению, равен нулю, т.е. $\rho_{ij} = 0$. При больших значениях N различие между коэффициентами корреляции ортогональных и трансортогональных кодов практически можно пренебречь.

Существует несколько способов генерации ортогональных кодов. Наиболее распространенный — с помощью последовательностей Уолша длиной 2^n , которые образуются на основе строк матрицы Адамара

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}$$

Принцип формирования этой матрицы достаточно прост. Исходным является сигнал вида $H_1 = \{1\}$. Подставляя его в матрицу H_{2n} , получаем новую матрицу большего размера:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Многократное повторение процедуры позволяет сформировать матрицу любого размера, для которой характерна взаимная ортогональность всех строк и столбцов.

На примере матрицы Адамара легко проиллюстрировать и принцип построения трансортгогональных кодов. Так если из матрицы вычеркнуть первый столбец, состоящий из одних единиц, то ортогональные коды Уолша трансформируются в трансортгогональные, у которых для любых двух последовательностей число несовпадений символов превышает число совпадений ровно на единицу, т.е. $\rho_{ij} = -1/(N-1)$.

Другая важная разновидность ортогональных кодов - биортогональный код, который формируется из ортогонального кода и его инверсии. Главное достоинство биортогональных кодов по сравнению с ортогональными - возможность передачи сигнала во вдвое меньшей полосе частот.

Ортогональным кодам присущи два принципиальных недостатка.

1. Максимальное число возможных кодов ограничено их длиной, а соответственно, они имеют ограниченное адресное пространство. Для расширения ансамбля сигналов наряду с ортогональными используются квазиортогональные последовательности.

2. Еще один недостаток ортогональных кодов заключается в том, что функция взаимной корреляции равна нулю лишь «в точке», т.е. при отсутствии временного сдвига между кодами. Поэтому такие сигналы используются лишь в синхронных системах.

Возможность адаптации системы CDMA к различным скоростям передачи обеспечивается за счет использования специальных ортогональных последовательностей с переменным коэффициентом расширения спектра (OVSF - Orthogonal Variable Spreading Factor), называемых кодами переменной длины. При передаче CDMA-сигнала, который создавался с помощью такой последовательности, чиповая скорость остается постоянной, а информационная скорость изменяется кратно двум. Принцип их образования достаточно прост; его поясняет рисунок 5.11, где приведено кодовое дерево, позволяющее строить коды разной длины.

Каждый уровень кодового дерева определяет длину кодовых слов (коэффициент расширения спектра, SF), причем на каждом последующем уровне возможное число кодов удваивается. Так, если на уровне 2 может быть образовано только два кода ($SF = 2$), то на уровне 3 генерируются уже четыре кодовых слова ($SF = 4$) и т.д. Полное кодовое дерево содержит восемь уровней, что соответствует коэффициенту $SF = 256$ (на рисунке показаны лишь три нижних уровня).

Таким образом, ансамбль OVVSF-кодов не является фиксированным: он зависит от коэффициента расширения SF, т.е. фактически - от скорости канала.

Не все комбинации кодового дерева могут быть одновременно реализованы в одной и той же соте CDMA-системы. Главное условие выбора комбинации - недопустимость нарушения их ортогональности.

Псевдослучайные последовательности

Наряду с ортогональными кодами ключевую роль в CDMA-системах играют ПСП, которые хотя и генерируются детерминированным образом, обладают всеми свойствами случайных сигналов.

Однако они выгодно отличаются от ортогональных последовательностей инвариантностью к временному сдвигу. Существует несколько видов ПСП, обладающих разными характеристиками.

Одно из наиболее простых и эффективных средств генерации двоичных детерминированных последовательностей - использование регистра сдвига (РС). Последовательность на выходе n -разрядного РС с обратной связью всегда периодична, причем ее период n (число тактов, через которое схема возвращается в исходное состояние) не превышает 2^n .

Теоретически, используя n -разрядный регистр и соответствующим образом подобранную логику обратной связи, можно получить последовательность любой длины N в пределах от 1 до 2^n включительно. Последовательность максимальной длины, или m -последовательность, будет иметь период $2^n - 1$.

Функция автокорреляции m -последовательности является периодической и двузначной:

$$\rho_{ij} = \begin{cases} N, & \text{при } i = j \\ -1, & \text{при } i \neq j \end{cases}$$

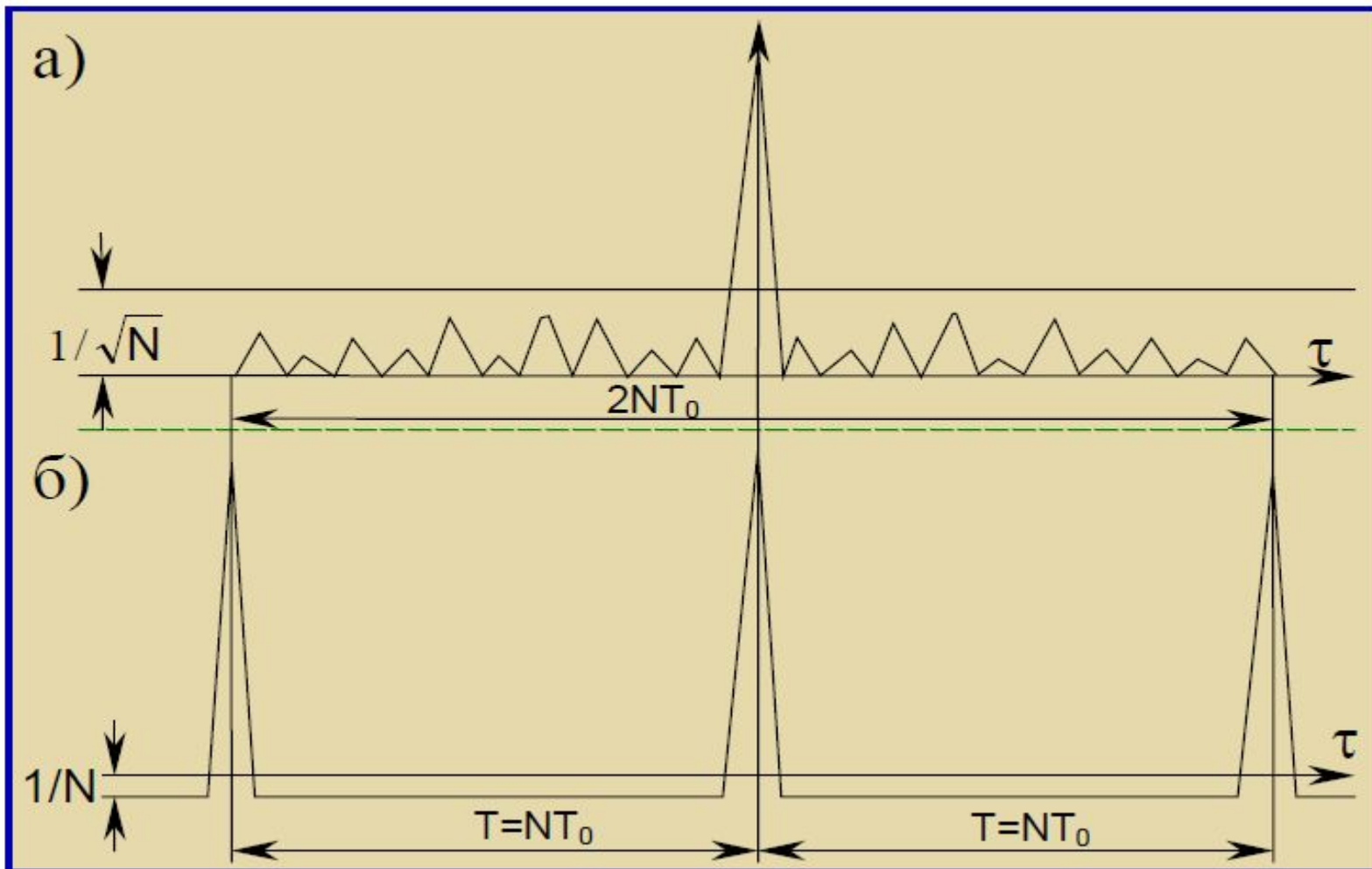


Рисунок 5.13. Автокорреляционная функция для m -последовательности:
 а) аperiodическая, б) периодическая

Уровень автокорреляционной функции побочных максимумов (рис. 5.13) не превышает значения

$$\rho_{ij} = 1 / \sqrt{N}$$

В CDMA-системах чаще всего применяются псевдослучайные последовательности Голда и Касами, обеспечивающие малый уровень выбросов ВКФ.

Коды Голда с периодом $2^n - 1$ формируются на основе двух m -последовательностей с отбором так называемых «предпочтительных пар», имеющих трехзначную функцию автокорреляции $(-1, -\varphi(t), \varphi(t) - 2)$, где

$$\varphi(t) = \begin{cases} 2(N + 1) / 2, & \text{где } N \text{ четное} \\ 2(N + 2) / 2, & \text{где } N \text{ нечетное} \end{cases}$$

Коды Голда формируются путем посимвольного сложения по модулю 2 двух m -последовательностей (рис. 4). В проекте WCDMA специфицированы три типа кодов Голда: первичный и вторичный ортогональные коды Голда (оба длиной 256 бит) и длинный код.

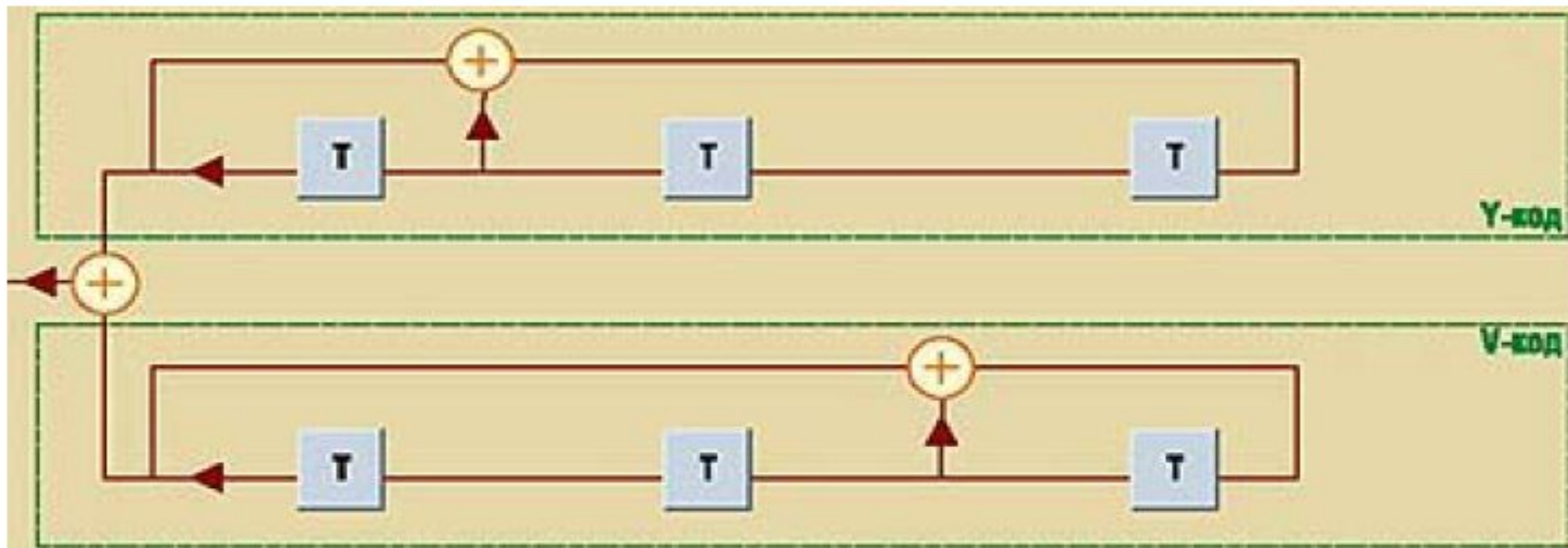


Рисунок 5.14. Генератор кодов Голда
 (Т - элемент регистра сдвига; + - сумматор по модулю 2)

Ортогональные коды Голда создаются на основе m -последовательности длиной 255 бит с добавлением одного избыточного символа. Первичный синхрокод имеет апериодическую автокорреляционную функцию и используется для первоначального вхождения в синхронизм. Вторичный синхрокод представляет собой немодулированный ортогональный код Голда, который передается параллельно с первичным синхрокодом.

Каждый вторичный синхрокод выбирается из 17 различных кодов Голда $\{C_1, \dots, C_{17}\}$.

Длинный код для прямого канала представляет собой фрагменты кода Голда длиной 40–960 чипов. Система связи на базе WCDMA асинхронна, и соседние базовые станции используют различные коды Голда (всего их 512), повторяемые каждые 10 мс. Асинхронный принцип работы базовых станций делает их независимыми от внешних источников синхронизации. Предполагается применять длинный код и в обратном канале, однако только в тех сотах, где не задействуется режим многопользовательского детектирования.

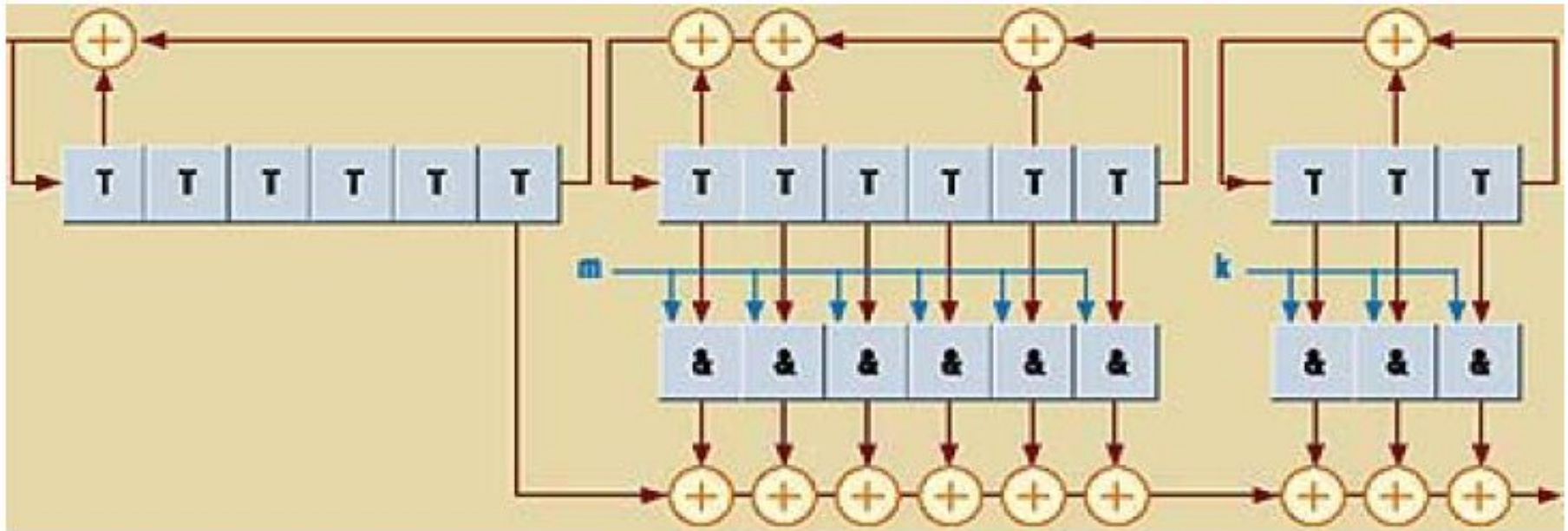


Рисунок 5.15. Генератор кодов Касами типа kas (6, m, k), где m и k — циклические, & — схема совпадения;

Семейство кодов Касами содержит $2k$ последовательностей с периодом $2n-1$. Они считаются оптимальными в том смысле, что для любой «предпочтительной» пары обеспечивается максимальное значение автокорреляционной функции, равное $(1+2k)$.

Кодовые последовательности Касами реализуются с помощью трех последовательно включенных регистров сдвига (u , v и w) с различными обратными связями (рис. 5.12) каждый из которых формирует свою m -последовательность. Чтобы получить кодовые последовательности Касами с заданными свойствами, последовательности v и w должны иметь различные сдвиги.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Модуляция – представление информации посредством изменения фазы, частоты, амплитуды несущей или их комбинации.

Мультиплексирование - способ передачи нескольких потоков (каналов) данных по одному каналу.

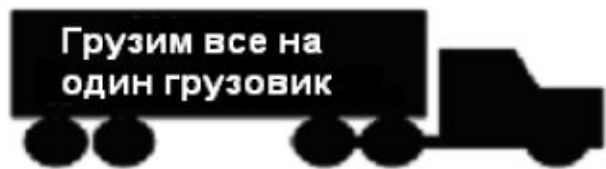
Метод OFDM является сочетанием модуляции и мультиплексирования.

Обычно, мультиплексирование относится к независимым сигналам, произошедшим от разных источников. Поэтому возникает вопрос о том, как разделить спектр частот между этими сигналами.

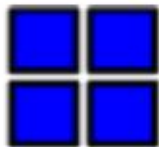
OFDM является частным случаем мультиплексной передачи с частотным разделением (уплотнением) каналов (Frequency Division Multiplex - FDM).

В качестве аналогии, FDM канал можно представить как поток воды, вытекающий из крана, в то время как OFDM сигнал можно представить в виде душа. Из крана вся вода поступает одним большим потоком и не может быть разделена. А OFDM душ состоит из большого числа маленьких потоков.





Компания FDM



Груз



Компания OFDM

Еще одним способом понять это интуитивно является использование аналогии грузоперевозки посредством грузовиков. У нас есть два варианта, арендовать один большой грузовик или несколько маленьких. Оба метода позволяют перенести абсолютно одинаковый объем данных. Но в случае аварии при «OFDM грузоперевозке» пострадает только 1/4 часть данных. Эти четыре маленьких грузовичка, когда рассматриваются как сигналы, называются поднесущими OFDM системы, и они должны быть ортогональны, чтобы вся эта идея работала.

Отдельные подканалы могут быть мультиплексированы с помощью частотного уплотнения (FDM), называемого передачей на нескольких несущих (multi-carrier transmission) или это может быть основано на мультиплексной передаче с кодовым разделением каналов (кодовое уплотнение (CDM)), в таком случае это называется многокодовой (multi-code) передачей.

Далее будет рассмотрено лишь FDM на нескольких несущих (multi-carrier FDM) или OFDM.

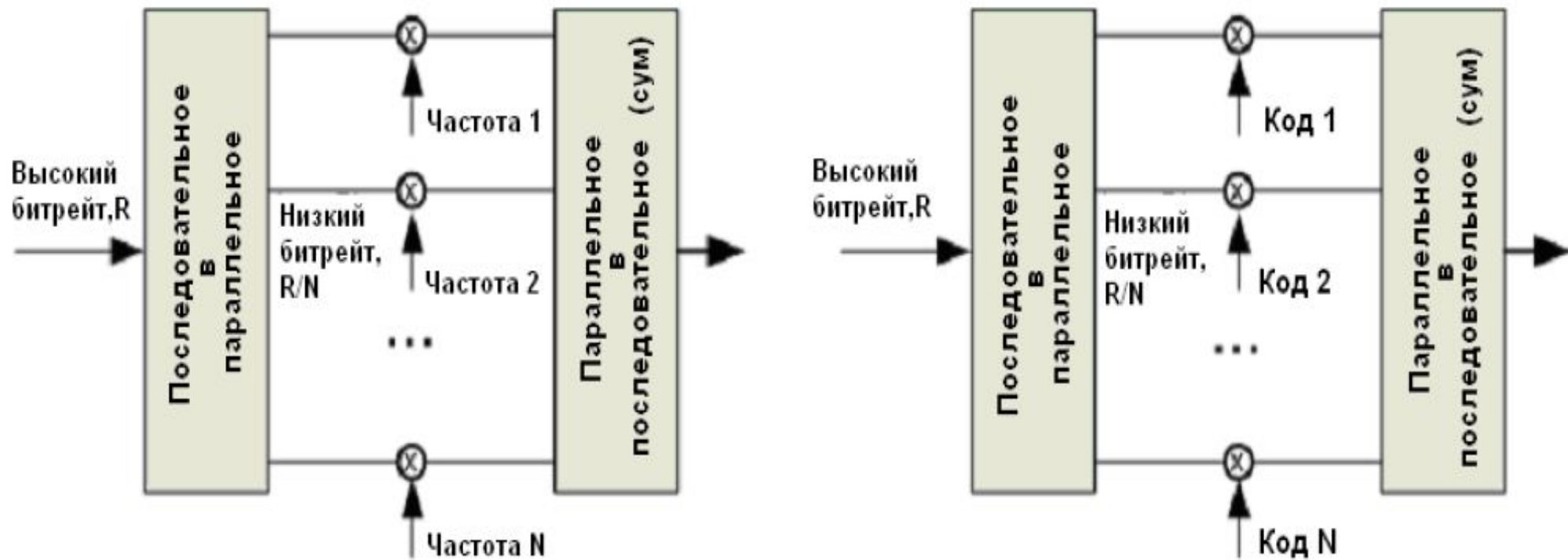
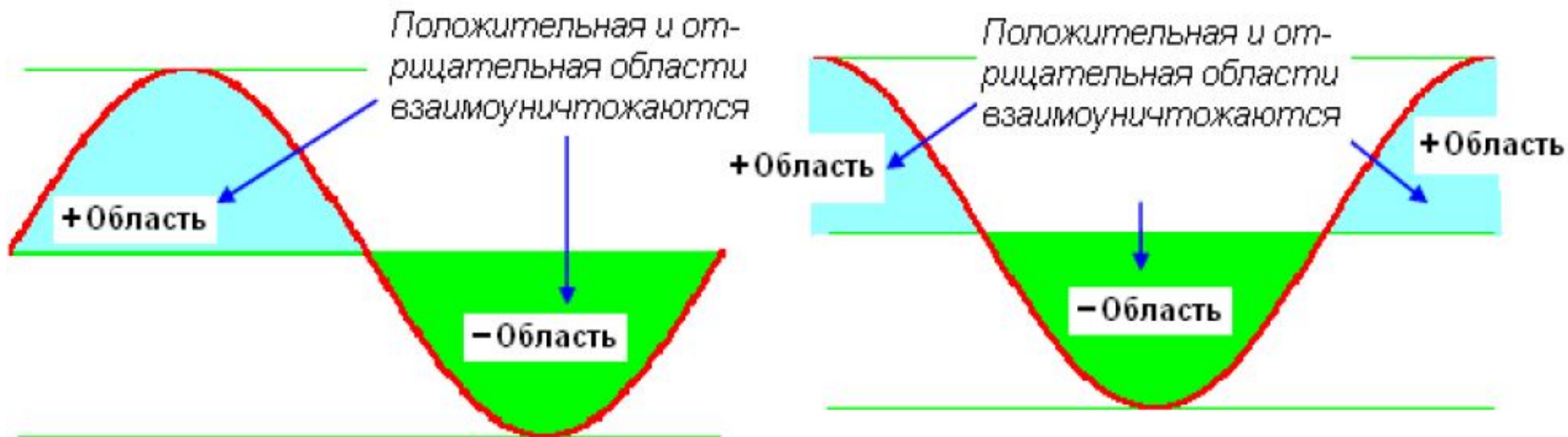


Рисунок 5.16. FDM с несколькими несущими и мультиплексирование с многокодовым разделением

Важность ортогональности

Основная концепция OFDM - это ортогональность поднесущих. Так как носителями являются волны вида синус/косинус, мы знаем, что площадь под одним периодом волны синуса или косинуса равна нулю.

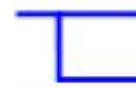


Площадь под волной синуса и косинуса за один период всегда равна нулю

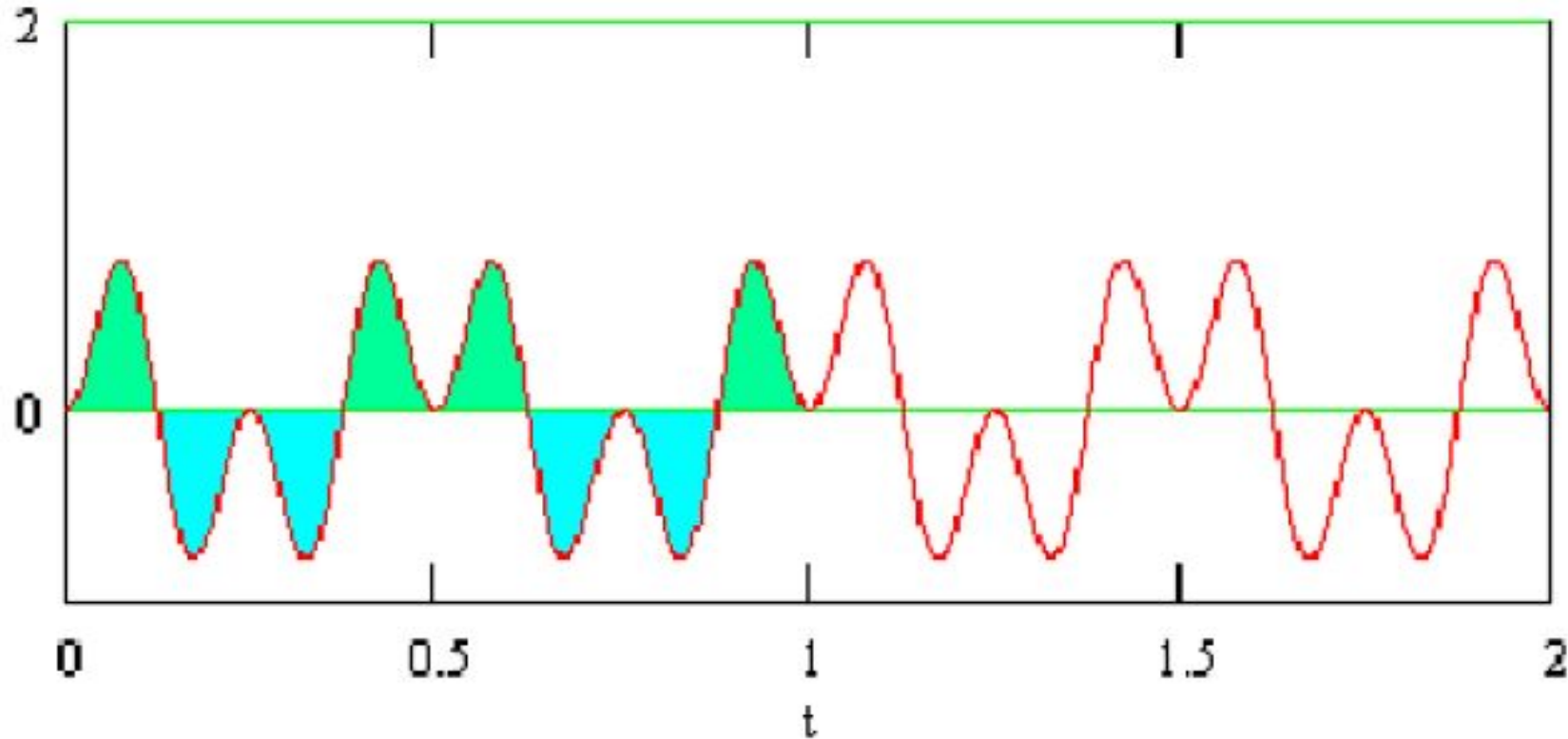
Если взять синусоидальную волну частоты m и умножить ее на синусоиду (синус или косинус) частоты n , где m и n - целые числа. Интеграл или площадь под полученной кривой определяется формулой:

$$f(t) = \sin m\omega t \times \sin n\omega t$$

$$f(t) = \sin wt * \sin nwt$$



*Синусоида, умноженная
на другую синусоиду
иной гармонике*



Площадь под синусоидальной волной, умноженная на ее собственную гармонику всегда равна нулю

Путем простого тригонометрического соотношения можно показать, что это равно сумме двух синусоид с частотами $(n - m)$ и $(n + m)$

$$= \frac{1}{2} \cos(m - n) - \frac{1}{2} \cos(m + n)$$

Каждое из этих двух слагаемых является синусоидой, поэтому интеграл за период равен нулю.

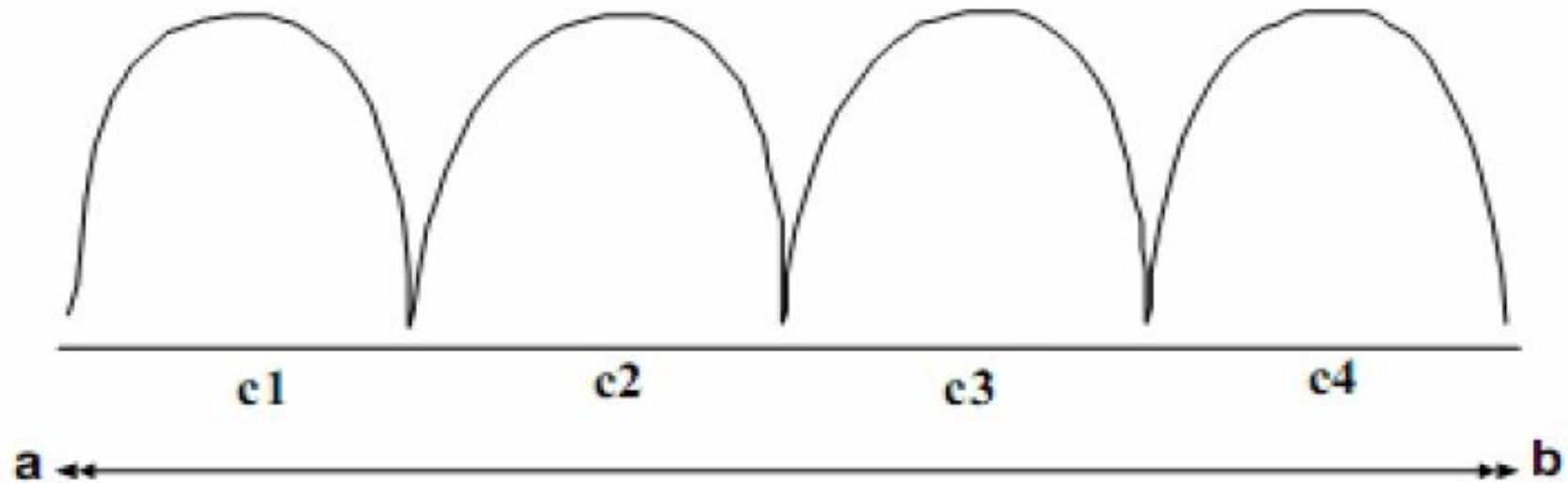
$$= \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m - n) \omega t - \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m + n) \omega t = 0 - 0$$

Мы делаем вывод, что, когда мы перемножаем синусоиду частоты n с синусоидой частоты m/n , площадь под их произведением равна нулю. В общем то все $\sin mx$, $\cos mx$, $\cos nx$, $\sin nx$ ортогональны друг другу при любых целых n и m . Эти частоты называются гармониками.

Ортогональность позволяет осуществить одновременную передачу на большом количестве поднесущих в ограниченной полосе частот без их взаимного влияния друг на друга.

В сущности, это подобно CDMA, где с помощью кодов последовательность данных разделяется (также ортогонально), что позволяет многим независимым пользователям успешно пересылать данные в одном и том же пространстве. **OFDM является частным случаем FDM.**

Рассмотрим частотное уплотнение (Frequency Division Multiplexing - FDM). Если имеется полоса, которая начинается с частоты a и заканчивается частотой b , то можно разделить ее на четыре одинаковых интервала. В частотном пространстве модулированные несущие будут выглядеть следующим образом.



FDM несущие размещены рядом друг с другом

Частоты a и b могут быть какие угодно, целые или не целые, так как никакой взаимосвязи между a и b не подразумевается. То же самое верно и для центральных частот несущих, которые основаны на частотах, которые не взаимосвязаны друг с другом.

Но что, если бы частоты c_1 и c_n были такими, что для любого целого n верно следующее.

$$c_n = n \times c_1$$

Так, что

$$c_2 = 2c_1$$

$$c_3 = 3c_1$$

$$c_4 = 4c_1$$

Каждая из этих трех частот является гармоникой с1. В этом случае, поскольку эти несущие ортогональны, они не мешают друг другу, когда складываются вместе.

Поскольку в FDM обычно не имеется частот, которые подчиняются указанному выше отношению, то имеются помехи от соседних несущих. Для обеспечения защиты от взаимодействия смежных каналов, сигналы разносятся дальше друг от друга.

Символьная скорость, которая может быть получена с использованием PSK (фазовой манипуляции - ФМ), в полосе пропускания b , определяется как:

$$R_s = 2B_l = B_p$$

где B_l – полоса пропускания нижних частот (lowpass bandwidth) и B_p - полоса пропускания (passband bandwidth).

Это соотношение допускает применение идеального фильтра Найквиста со спадом частотной характеристики $\alpha = 0.0$. Так как это невозможно, мы используем фильтрацию типа корня из приподнятого косинуса (root raised cosine - RRC), которая для спада α дает следующее соотношение.

$$R_s = \frac{B_p}{1 + \alpha}$$

Таким образом, если нам требуются три несущие, каждая со скоростью передачи данных =20 Мбит/с, то мы могли бы представить наши BPSK несущие, как показано ниже. Пусть $R_s = 20$, $B = 20 * 1.25 = 25$ МГц. Каждая несущая может отстоять от другой на $(25 + 2,5)$ 27,5МГц, для обеспечения 10% защитной полосы. Частоты не будут ортогональны, но в FDM это не важно. Защитная полоса позволяет избежать взаимного влияния частот.

Пример OFDM, использующего 4 несущие

В OFDM мы имеем N несущих, N может быть любое от 16 до 1024 в данной технологии и зависит от окружающей среды, в которой система будет использоваться.

Давайте рассмотрим следующую последовательность битов, которую мы хотим передать и покажем создание OFDM сигнала с использованием 4 несущих. Сигнал имеет символьную скорость равную 1 и частоту дискретизации равную 1 выборке на символ, так что каждый переход соответствует биту.

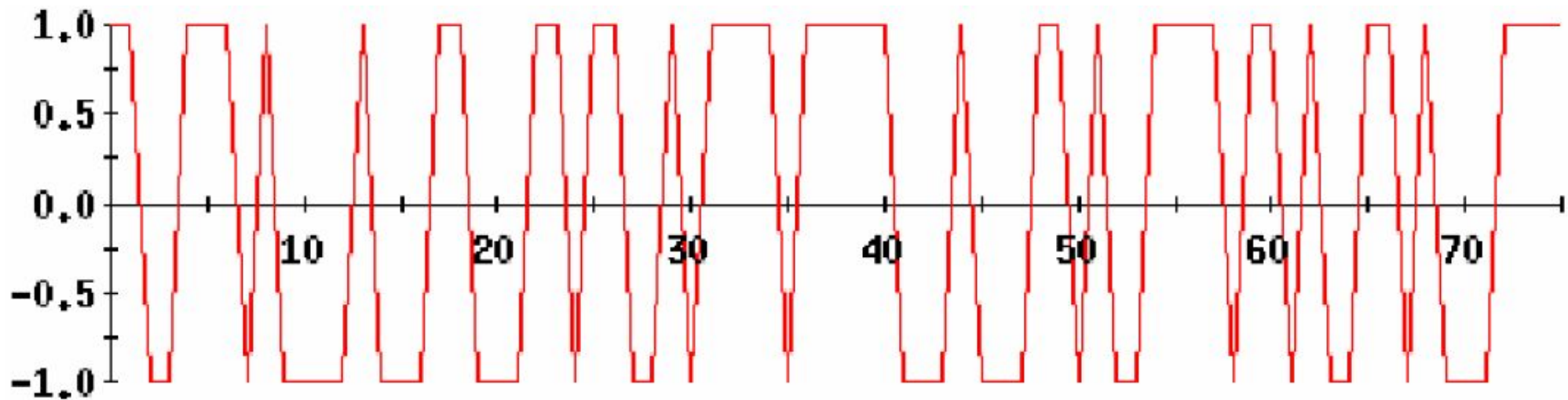


Рисунок 5.17 - Битовый поток, который будет промодулирован с помощью 4 несущих OFDM

Первые несколько бит 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, ...

Запишем эти биты в ряды по четыре, поскольку этот пример будет использовать только четыре поднесущие.

Т.е. происходит преобразование из последовательного представления в параллельное.

Несущая 1 - Необходимо передать 1, 1, 1 -1, -1, -1, которые показаны ниже наложенными на BPSK несущую с частотой 1 Гц (рис.5.18). Первые три бита равны 1, а последние три равны -1.

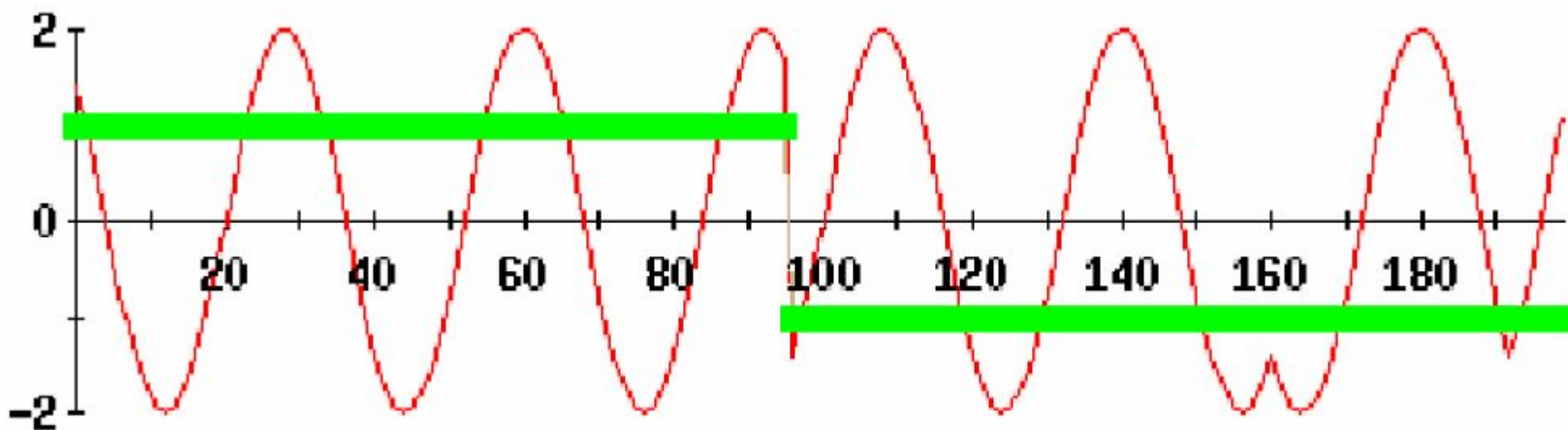


Рис. 5.18 - Поднесущая 1 и модулирующие биты 205

Несущая 2 – следующая несущая с частотой 2 Гц. Это ближайшая ортогональ/гармоника к первой несущей с частотой 1 Гц. Теперь возьмем биты во второй колонке, отмеченной с2, 1, 1, -1, 1, 1, -1 и промодулируем данную несущую этими битами, как показано на рис.5.19

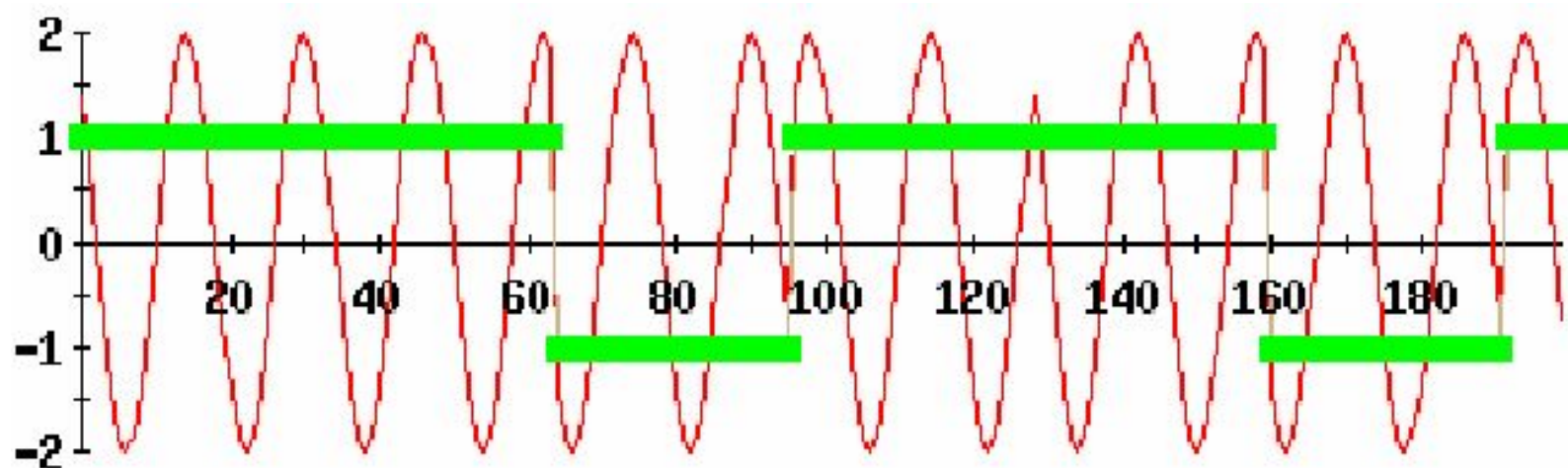


Рис. 5.19 - Поднесущая 2 и модулирующие биты

Несущая 3 – Частота несущей 3 равна 3 Гц, а четвертая несущая имеет частоту 4 Гц. Третья несущая промодулирована последовательностью -1, 1, 1, -1, -1, 1, а четвертая - последовательностью -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1

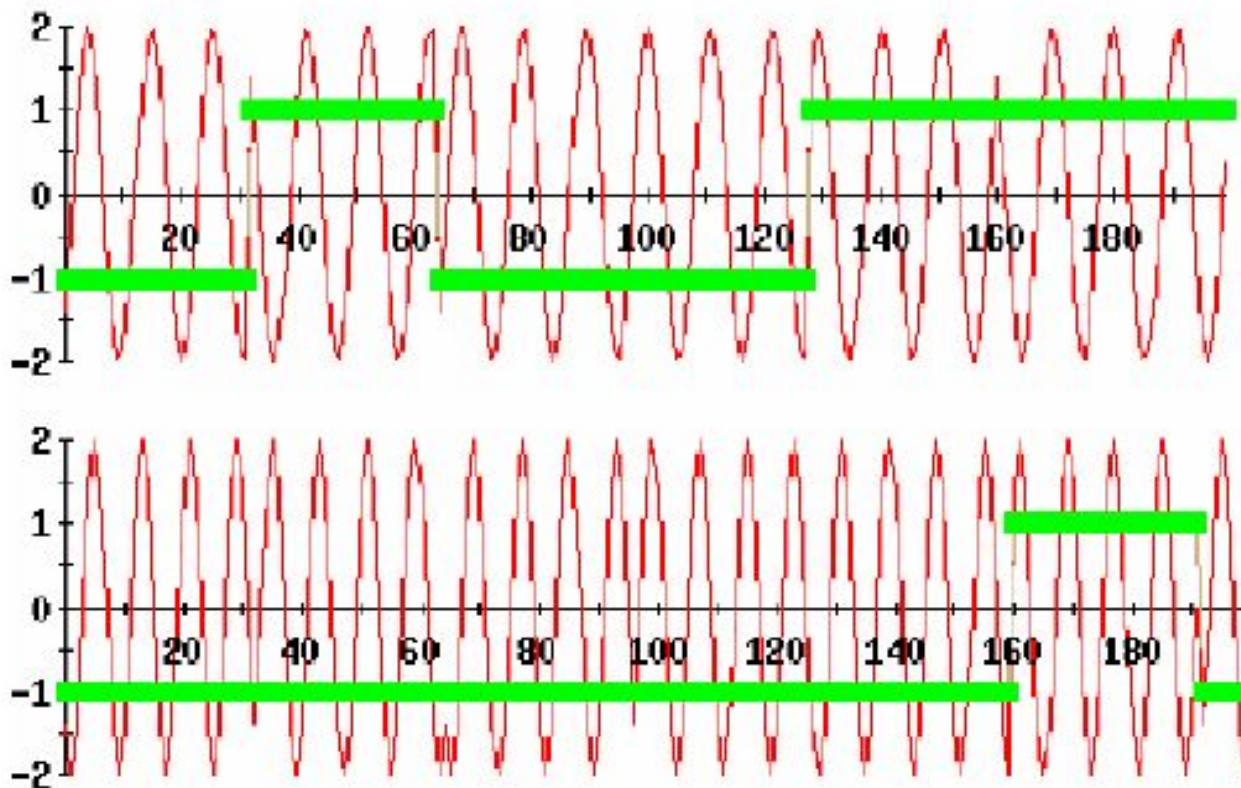


Рис. 5.20 - Поднесущие 3 и 4 и биты, модулирующие их (3-й и 4-й столбцы)

Теперь мы промодулировали все биты, используя четыре независимые несущие с ортогональными частотами от 1 до 4 Гц. Все, что мы сделали, так это взяли битовый поток, распределили биты, так чтобы в каждый момент времени было по одному биту на четырех поднесущих, как показано на рисунке ниже.

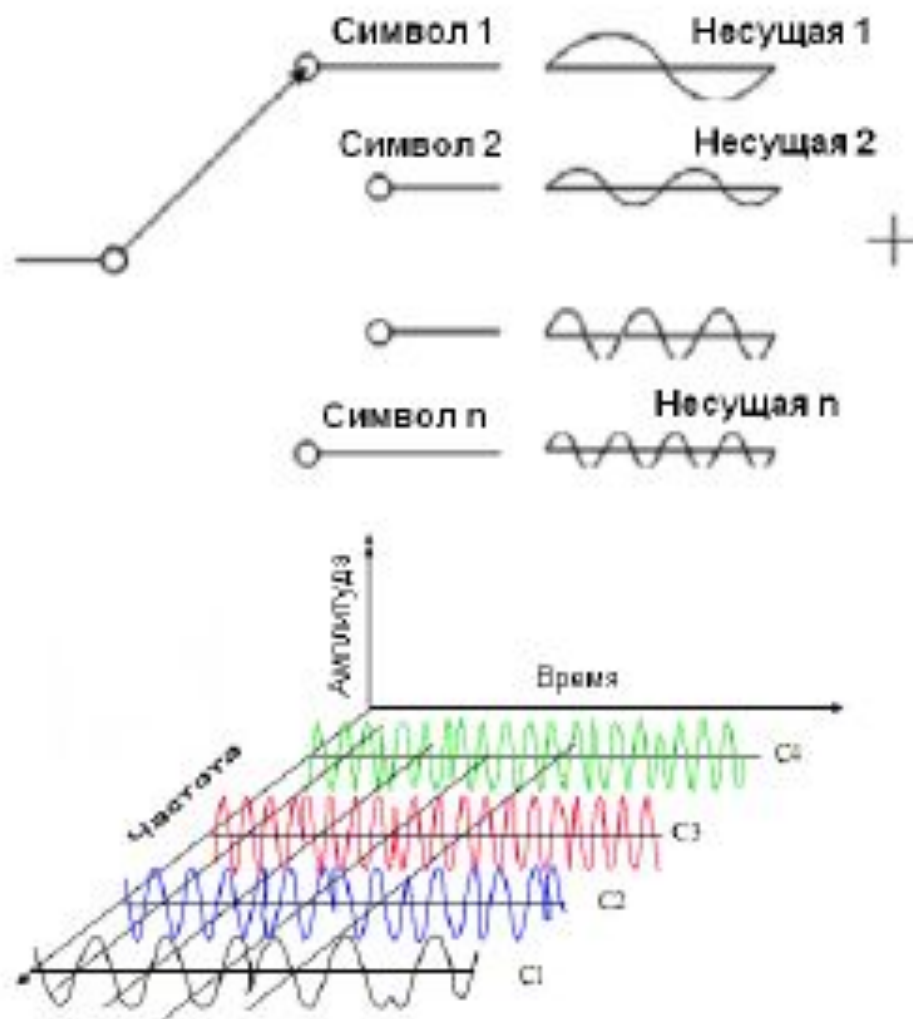


Рис. 5.21 - OFDM сигнал во временной и частотной области

Сложение всех четырех модулированных несущих для создания OFDM сигнала, часто получается при помощи блока, называемого IFFT (обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ)).

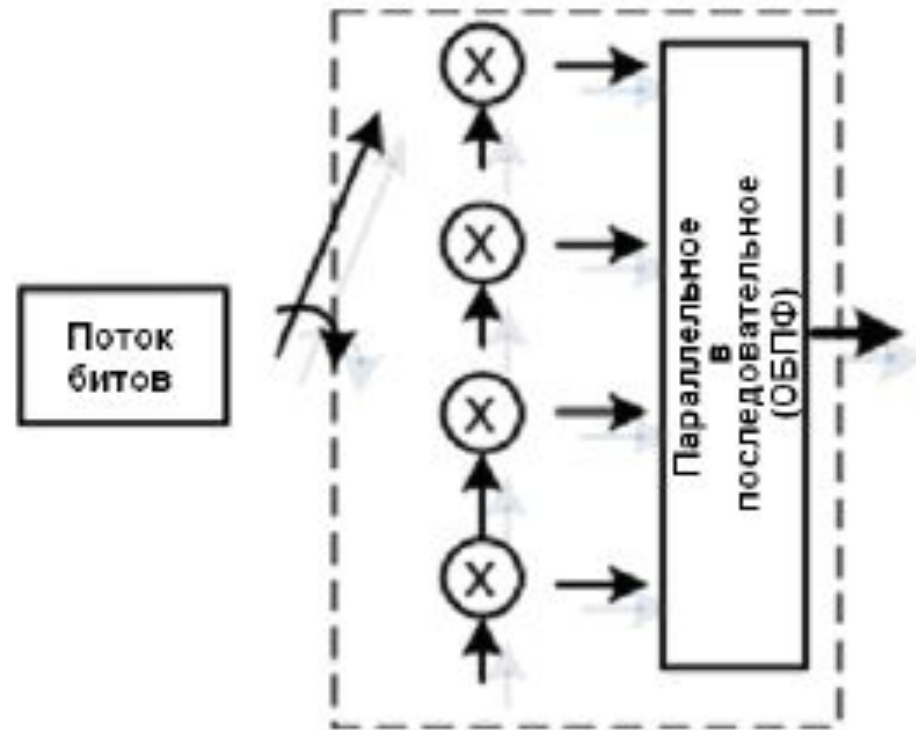


Рис. 5.22 - Функциональная схема создания OFDM сигнала. Обведенная область – то, что обычно называют IFFT блок

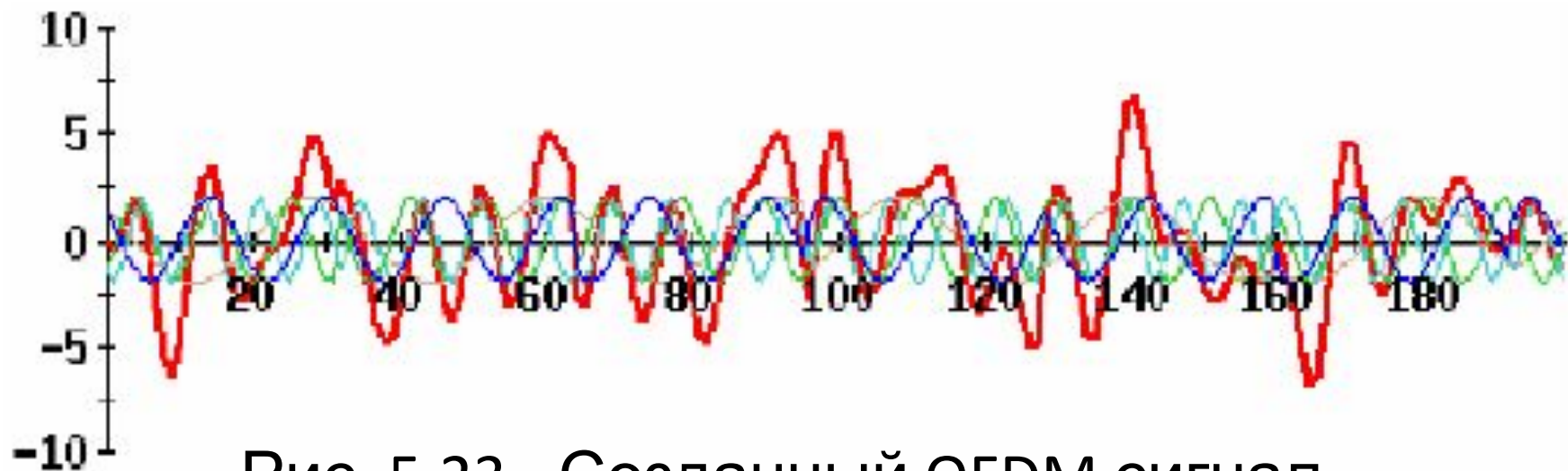


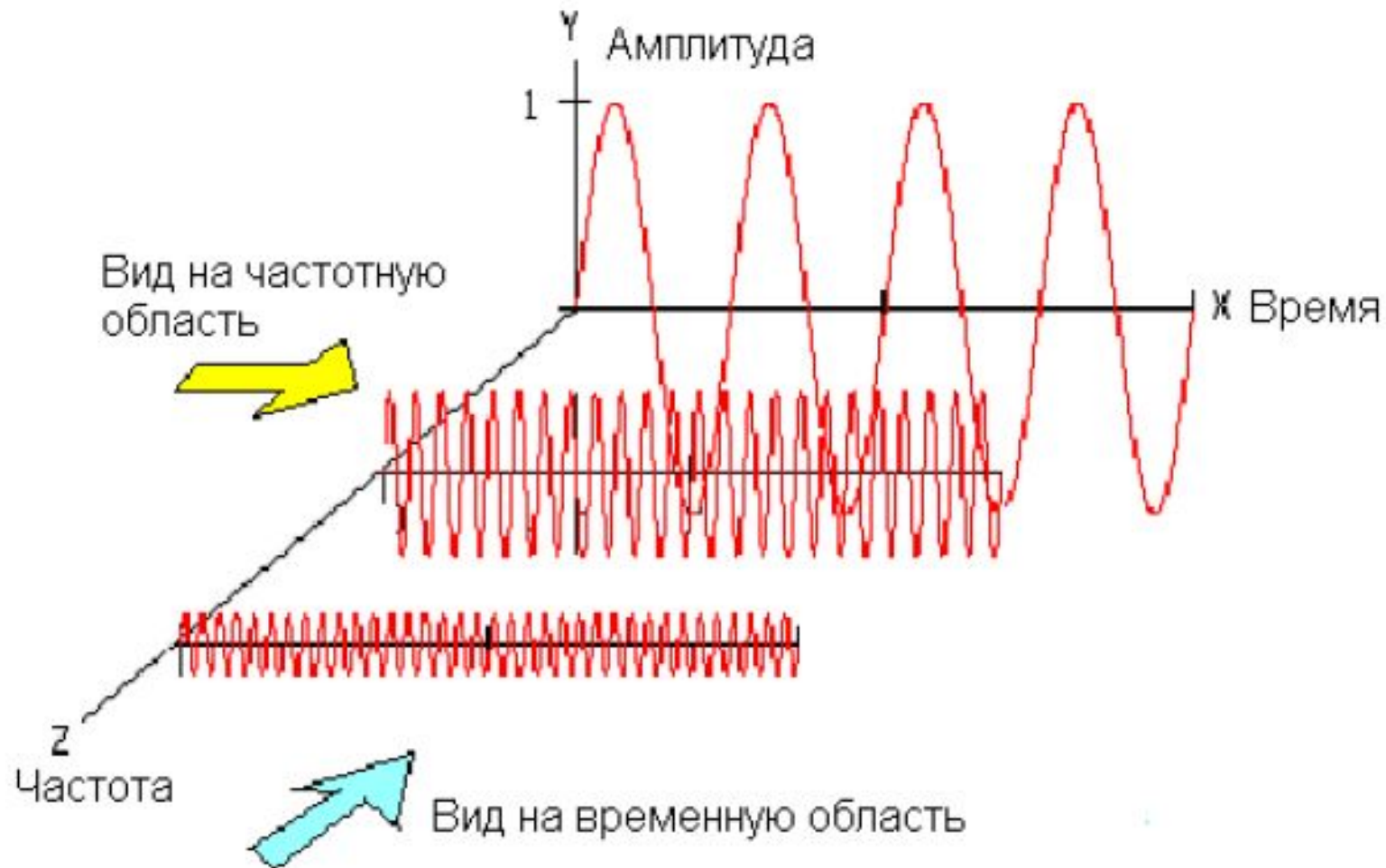
Рис. 5.23 - Созданный OFDM сигнал

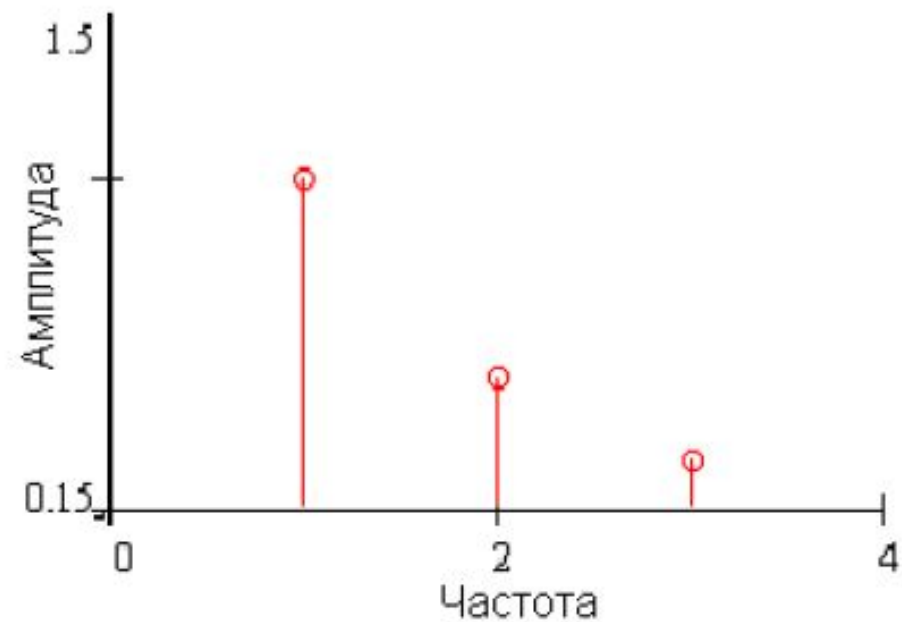
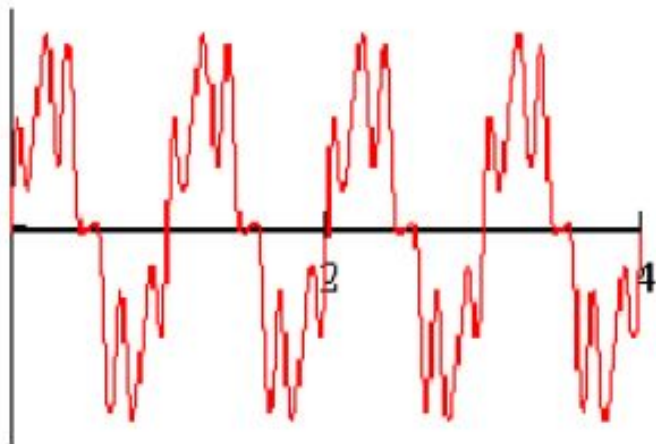
Обратите внимание, как сильно он изменяется, по сравнению с лежащими в основе поднесущими с постоянной амплитудой. Процесс выше можно записать следующим образом (по существу является уравнением обратного БПФ)

$$c(t) = \sum_{n=1}^N m_n(t) \sin(2\pi n t)$$

Использование обратного БПФ для создания символа OFDM

Рас





(a) Вид во временной области

(b) Вид в частотной области

Рис. 5.23 - Два вида сигнала

Прямое БПФ берет случайный сигнал, умножает его последовательно на комплексные экспоненциальные функции во всем диапазоне частот, суммирует каждый результат и выдает общий результат как коэффициент этой частоты. Коэффициенты называются спектром и показывают «сколько» этой частоты присутствует во входном сигнале.

Результаты БПФ в общем понимании это сигнал в частотной области.

Мы можем записать БПФ через синусоиды как

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)$$

Здесь $x(n)$ - коэффициенты синусов и косинусов частоты $2\pi k/N$, где k - это индекс частоты среди множества N частот, а n является временным индексом. $x(k)$ - значение спектра для k -й частоты, а $x(n)$ - значение сигнала в момент времени n .

На рис. 5.23 (b), $x(k = 1) = 1.0$ является одним из таких значений.

Обратное БПФ берет этот спектр и преобразовывает все обратно к сигналу во временной области, посредством последовательного умножения на ряд синусоид.

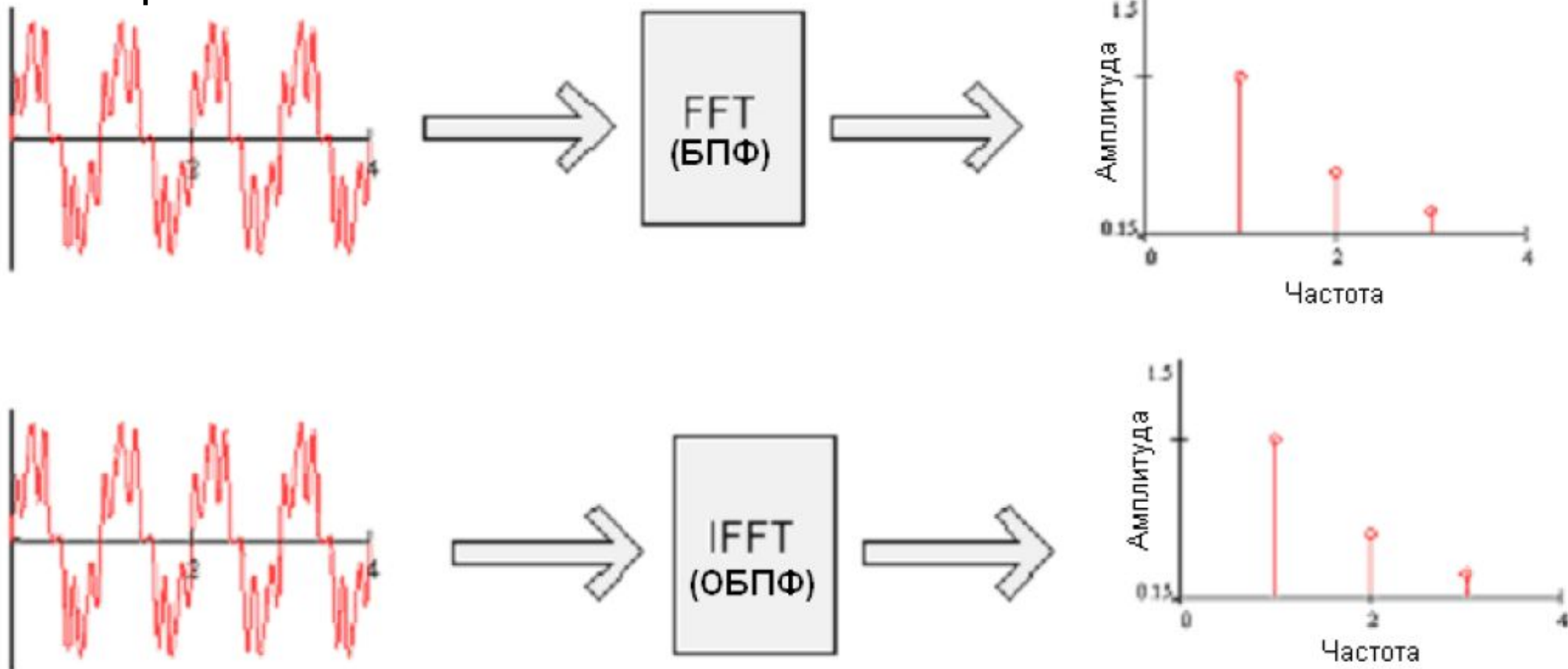
Уравнение для ОБПФ имеет вид

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)$$

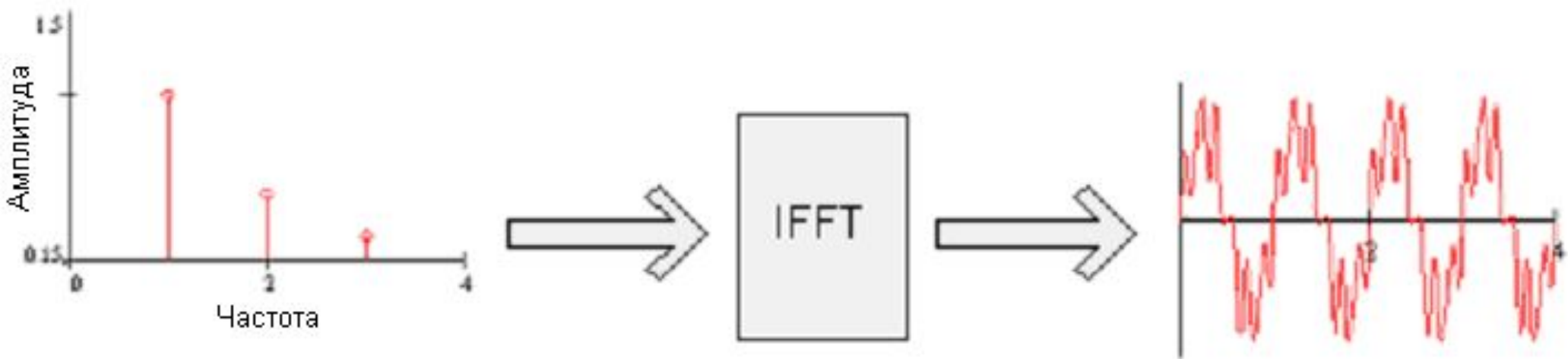
Разница между последними двумя уравнениями заключается в типе коэффициентов синусоид и знаке минус. Коэффициенты, по обычаю, определены как отсчеты (выборки) временной области $x(k)$ для БПФ и $X(n)$ значения бинов частоты (элементов разрешений по частоте) для ОБПФ.

Эти два процесса являются линейной парой. Последовательное использование обоих преобразований вернет начальный результат.

Рис. 5.24 - БПФ и ОБПФ являются согласованной линейной парой



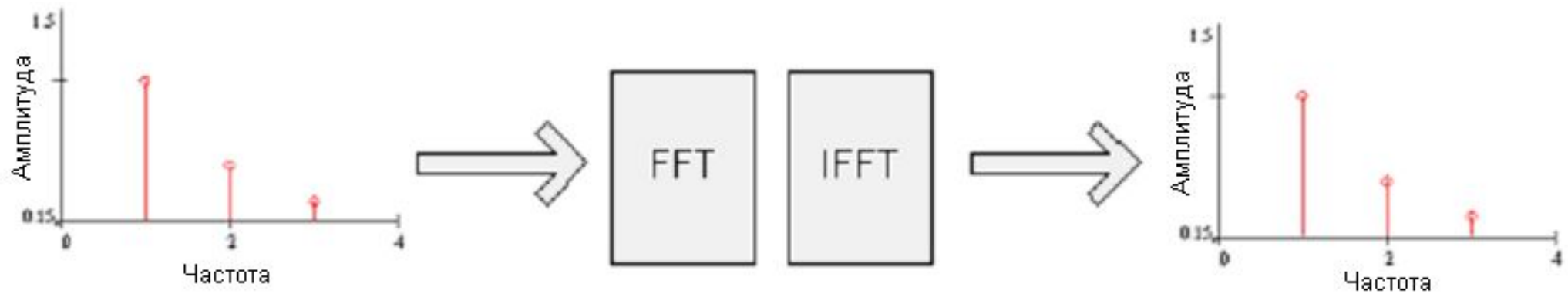
(а) на выходе БПФ и ОБПФ сигнал из временной области представлен в виде спектра. Оба блока делают одно и то же.



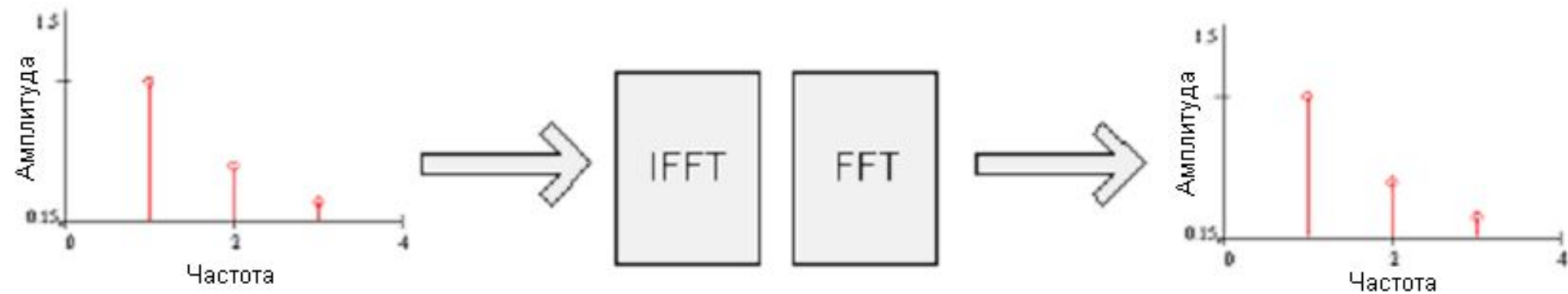
(b) на выходе ОБПФ сигнал из частотной области предстает в виде сигнала во временной области.



(c) пара блоков возвращает первоначальный сигнал.



(d) пара блоков возвращает первоначальный сигнал независимо от того, какой он был.



(e) блоки в паре взаимозаменяемы, поэтому их можно поменять местами и все равно получить на выходе тот же сигнал, что и на входе

Сигнальные биты можно считать амплитудами некоторого диапазона синусоид. Так что можно использовать ОБПФ для получения сигнала во временной области. Как мы можем обработать сигнал во временной области для получения другого сигнала во временной области? Ответ состоит в том, что можно считать, что входные биты представлены не во временной области, а являются амплитудами частот. Таким образом, эти биты при помощи ОБПФ позволяют создать выходной сигнал, который на самом деле будет являться OFDM сигналом во временной области.

ОБПФ является математическим понятием, и его не волнует, что входит и что выходит. Пока то, что входит является амплитудами некоторых синусоид, ОБПФ будет производить вычисления над этими цифрами для получения правильного результата во временной

Оба процесса БПФ и ОБПФ будут выдавать одинаковые результаты при одном и том же входном сигнале.

Если считать что на ОБПФ подаются только спектры, то каждая строка бит может рассматриваться как спектр, показанный ниже. Эти строки на самом деле не являются спектром, но это не имеет значения. Спектр каждой строки имеет только 4 частоты - 1, 2, 3 и 4 Гц. Каждый из этих спектров может быть преобразован для получения сигнала во временной области, который является именно тем, что делает ОБПФ. Только в этом случае, на входе, в действительности, сигнал во временной области, представлен как спектр.

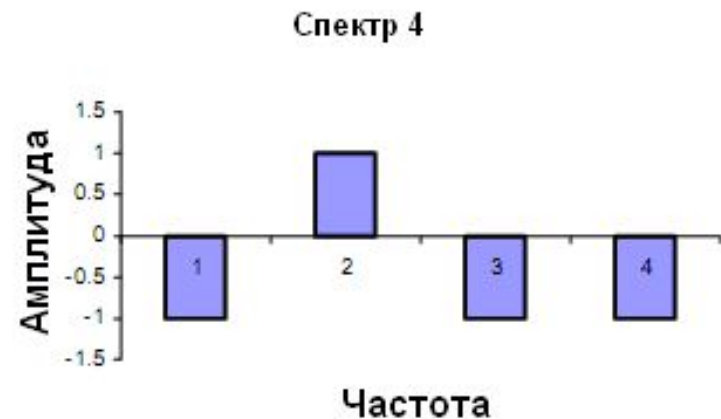
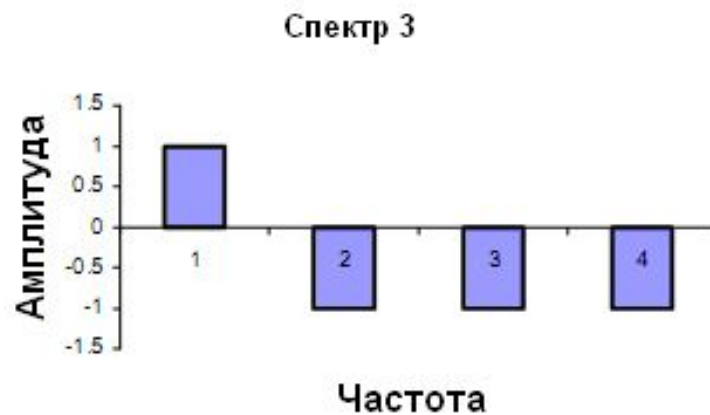
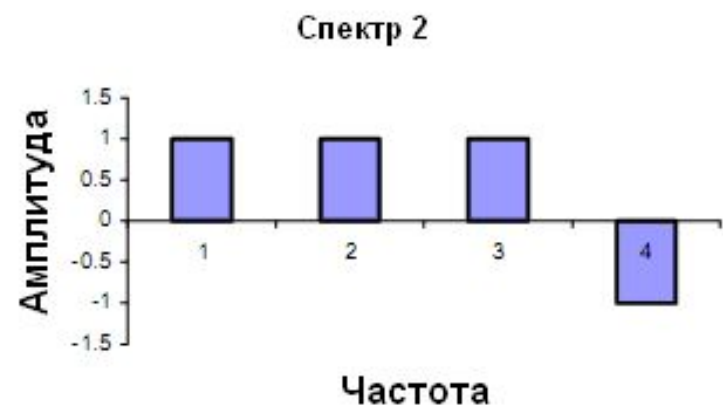
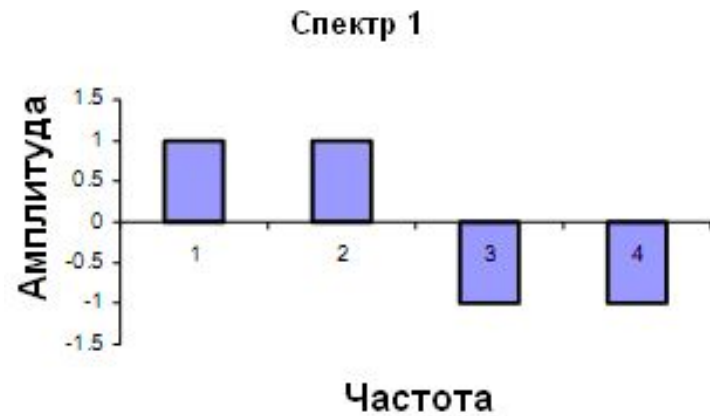


Рис. 5.25 - блок входящих битов можно рассматривать как четыре элемента спектра. ОБПФ преобразует этот "Спектр" в сигнал OFDM во временной области для одного символа, который на самом деле состоит из

ОБПФ быстро вычисляет сигнал во временной области вместо того, чтобы вычислять по одной несущей за раз, а затем суммировать. Используя эту функциональную возможность ОБПФ может быть более удовлетворительным, потому что мы создаем сигнал во временной области, но это также очень сбивает с толку. Поскольку БПФ и ОБПФ линейные процессы и полностью обратимы, можно вызвать БПФ вместо ОБПФ. Результат будет одинаков. Вы можете продемонстрировать свой ум, признав, что этот блок также может быть БПФ до тех пор, пока на приемной стороне делается обратное (т.е. ОБПФ).

ОБПФ быстро вычисляет сигнал во временной области вместо того, чтобы вычислять по одной несущей за раз, а затем суммировать. Используя эту функциональную возможность ОБПФ может быть более удовлетворительным, потому что мы создаем сигнал во временной области, но это также очень сбивает с толку. Поскольку БПФ и ОБПФ линейные процессы и полностью обратимы, можно вызвать БПФ вместо ОБПФ. Результат будет одинаков. Вы можете продемонстрировать свой ум, признав, что этот блок также может быть БПФ до тех пор, пока на приемной стороне делается обратное (т.е. ОБПФ).

Функциональная блок-схема того, как сигнал модулируется / демодулируется, приводится ниже.

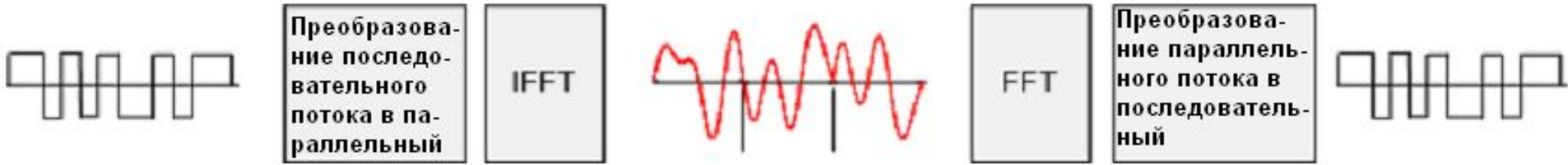


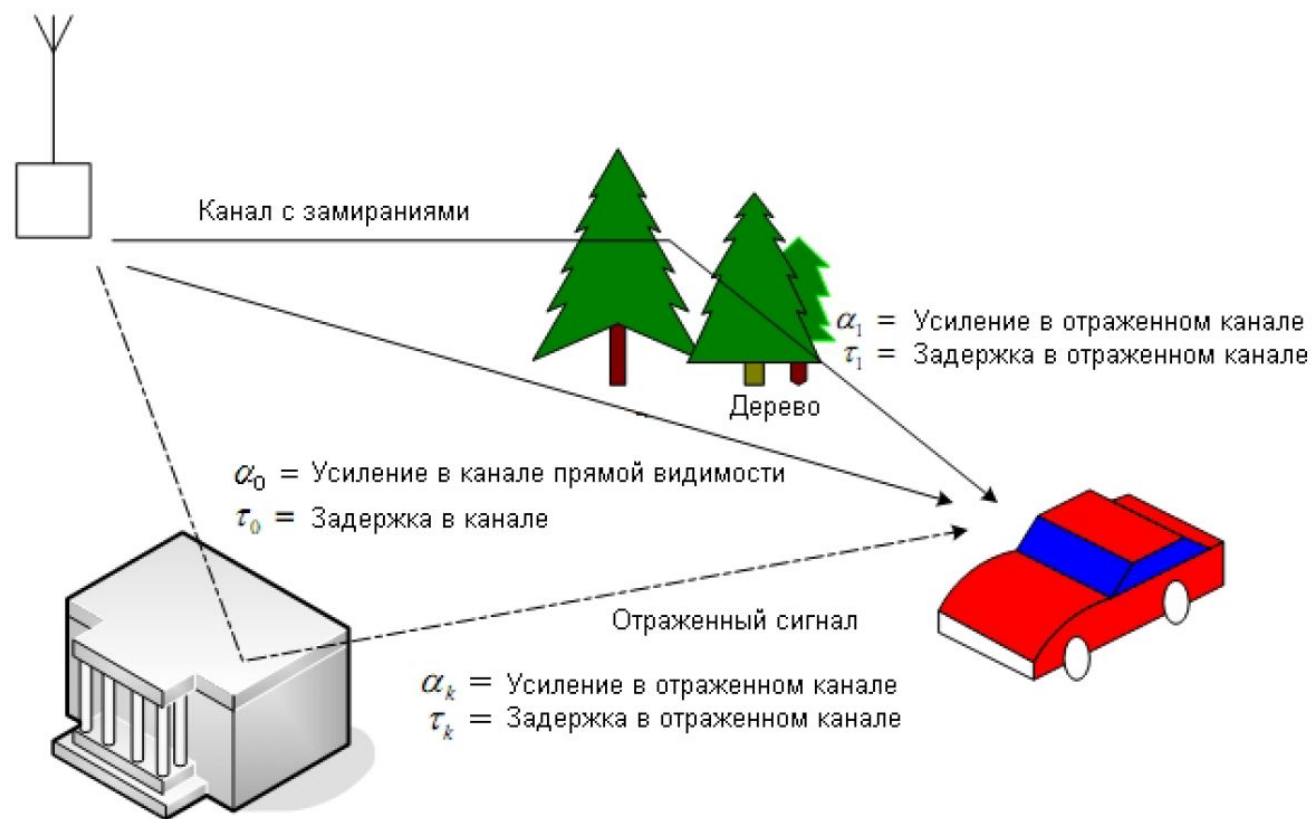
Рис 5.26 – Звенья функций OFDM

Определение замирания

Если путь от передатчика к приемнику имеет отражения или препятствия, либо и то и другое, можно получить эффект замирания.

В этом случае, сигнал достигает приемника разными путями, каждый из которых - копия оригинала. Каждый из этих лучей имеет немного разную задержку и немного разное усиление.

Временные задержки выливаются в фазовые сдвиги, которые накладываются на компоненту основного сигнала (если таковой имеется), вызывая ухудшение сигнала.



$$h_c(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k)$$

$\alpha_k =$ усиление комплексного канала

$\tau_0 =$ задержка в нормированном канале, относящемся к зоне прямой видимости (LOS)

$\Delta_k = \tau_k - \tau_0$ разница времени в канале

Рис. 5.27 – Замирание - это большая проблема для сигналов. Сигнал теряется, и демодуляция должна иметь способы борьбы с этим. Замирание является особой проблемой, когда путь связи меняется, например, для движущегося автомобиля или внутри здания или в населенных городских районах с высотными зданиями.

Если мы изобразим взаимное влияние как импульсы, то они будут выглядеть следующим образом

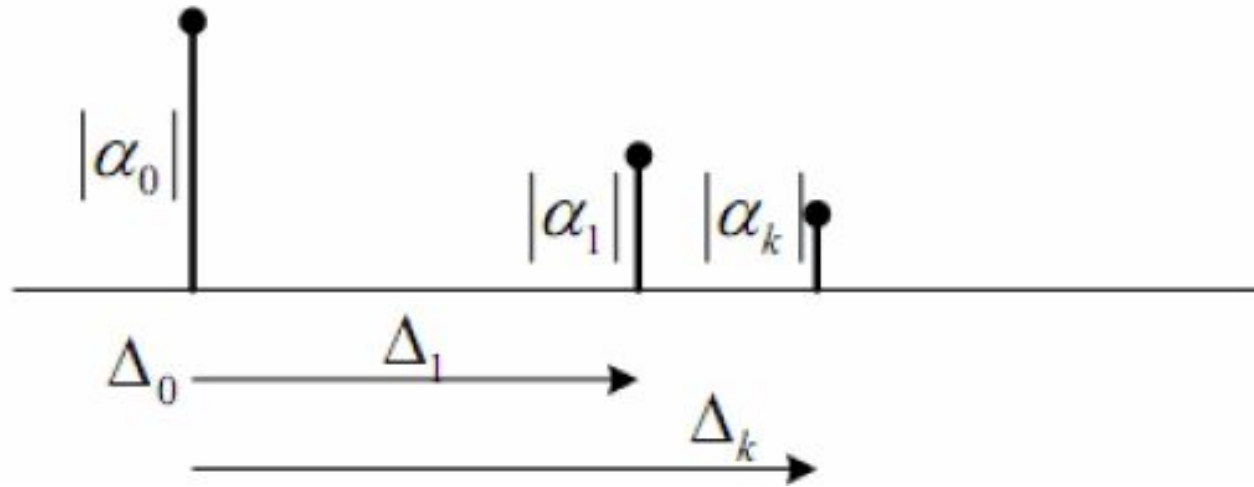


Рис. 5.27 - Отраженные сигналы приходят с задержкой по времени и складываются с основным сигналом прямой видимости, если таковой имеется. В чистом рэлеевском замирании, у нас нет основного сигнала, все компоненты отражены.

При замирании, отраженные сигналы, которые задержались, добавляются к основному сигналу, что вызывает либо усиление сигнала либо сильное ослабление. И под сильным ослаблением, понимается то, что сигнал практически исчезает. Уровень сигнала настолько мал, что приемник не может определить, что там было.

Максимальное время задержки, которое происходит в среде, называется задержкой распространения сигнала в этой среде.

Задержка распространения сигнала может быть короткой, такой, что она будет меньше времени символа, а может быть и больше времени символа. Оба случая являются различными типами ухудшений в сигнале. Как хорошо известно всем пользователям мобильных телефонов, задержка распространения сигнала меняется с изменением окружающей обстановки.

На рис. 5.28 показан спектр сигнала, темная линия показывает отклик, который видно у канала. Это как дверь, через которую сигнал должен пройти. Дверь достаточно велика для того, чтобы позволить сигналу пройти без искривлений и искажений.

Пример отклика с замираниями изображен на рис.5.28 б, отметим, что на некоторых частотах в полосе, канал не позволяет пройти какой-либо информации, это так называемые частоты глубоких замираний (deep fades frequencies). Эта форма частотной характеристики канала называется частотно-селективным замиранием, поскольку оно неравномерно по всей полосе. Оно происходит на отдельных частотах. А кто выбирает эти частоты? Окружающая среда. Если окружающая среда меняется, например, как для движущегося автомобиля, то этот отклик тоже меняется и приемник должен иметь возможность с ним справиться.

Рэлеевское замирание - это термин, используемый при отсутствии сигнала прямой видимости, т.е. когда все сигналы, идущие к приемнику, отражены. Этот тип среды называется замиранием с рэлеевским распределением.

В общем, когда задержка распространения менее одного символа, мы получаем так называемое амплитудное замирание (flat fading). При задержке распространения гораздо больше, чем один символ, мы получаем частотно-селективное замирание (frequency-selective fading).

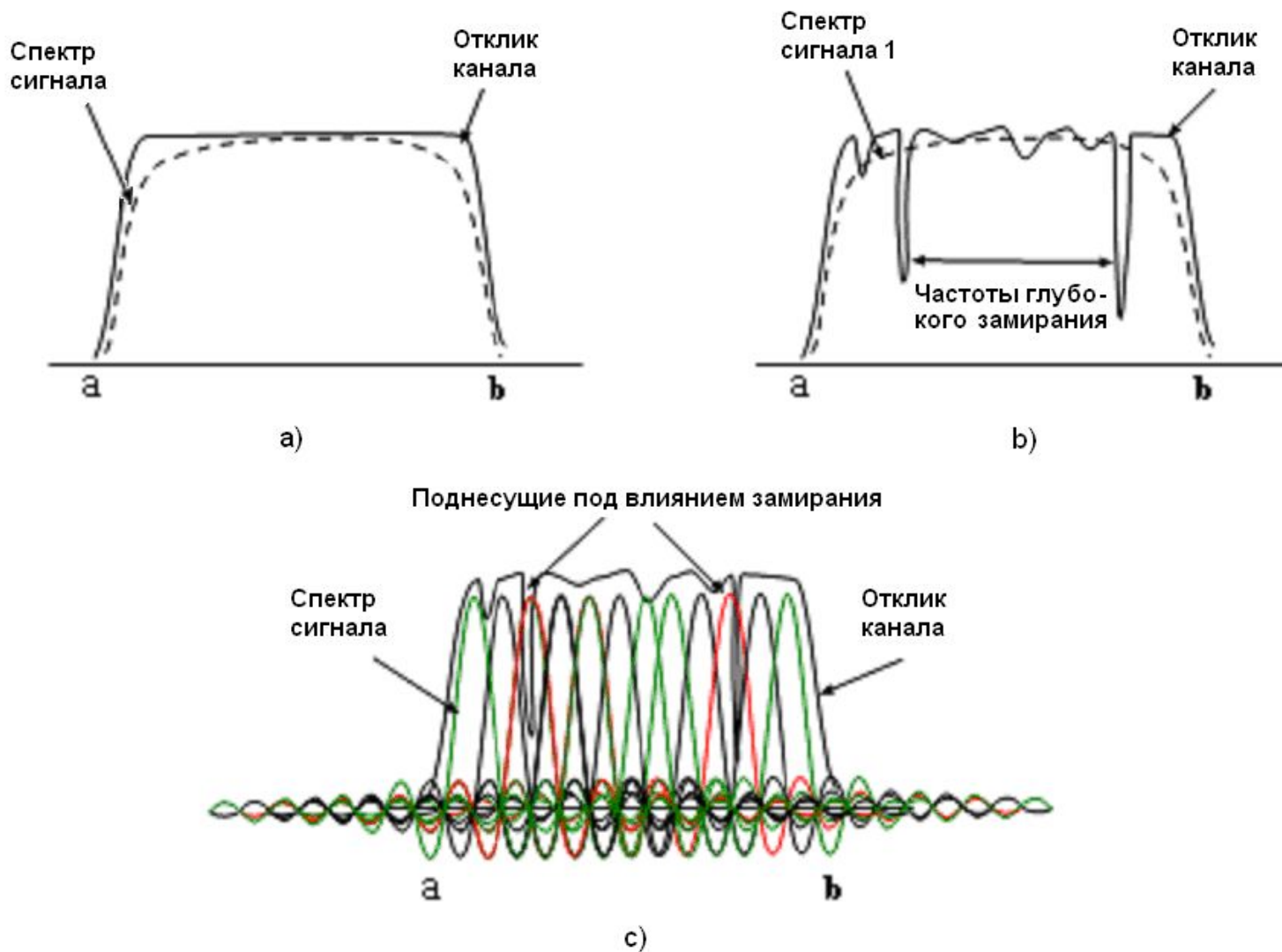


Рис. 5.28 - (а) сигнал, который мы хотим отправить и частотный отклик канала (частотная характеристика) хорошо подобраны. (б) канал с замиранием имеет частоты, которые не позволяют что-либо передать. (с) с применением OFDM, где есть много маленьких поднесущих, только небольшая группа данных будет потеряна в связи с замиранием.

OFDM сигнал имеет преимущество в канале, с откликом на частотно-селективное замирание.

Как мы видим, когда мы наложили спектр OFDM сигнала на отклик канала с частотно-селективным замиранием, пострадали только две поднесущие, все остальные остались нетронутыми. Вместо того чтобы потерять весь символ, мы теряем только небольшую часть ($1/N$) битов. При правильном кодировании, они могут быть восстановлены.

Показатели BER (*Bit Error Rate* - частота появления ошибочных битов) для OFDM сигнала в канале с замиранием намного лучше, чем для QPSK/FDM, являющегося широкополосным сигналом с одной несущей. Если исходный BER OFDM сигнала такой же как для исходной модуляции, при условии, что для модуляции поднесущих используется 8PSK, то и в гауссовом канале BER OFDM сигнала будет такой же, как BER 8PSK сигнала. Но в каналах, с замиранием, OFDM дает гораздо лучшую BER, чем широкополосный сигнал с точно такой же модуляцией. Преимущество здесь обусловлено большим числом несущих,

В FDM несущих, сигнал часто формируется с помощью корня из приподнятого косинуса (Root Raised Cosine - RRC) для уменьшения полосы пропускания, в OFDM, поскольку расстояния между несущими оптимальны, получается естественное преимущество полосы пропускания, использование RRC большего выигрыша не дает.

Задержка распространения и использование циклического префикса для ее снижения

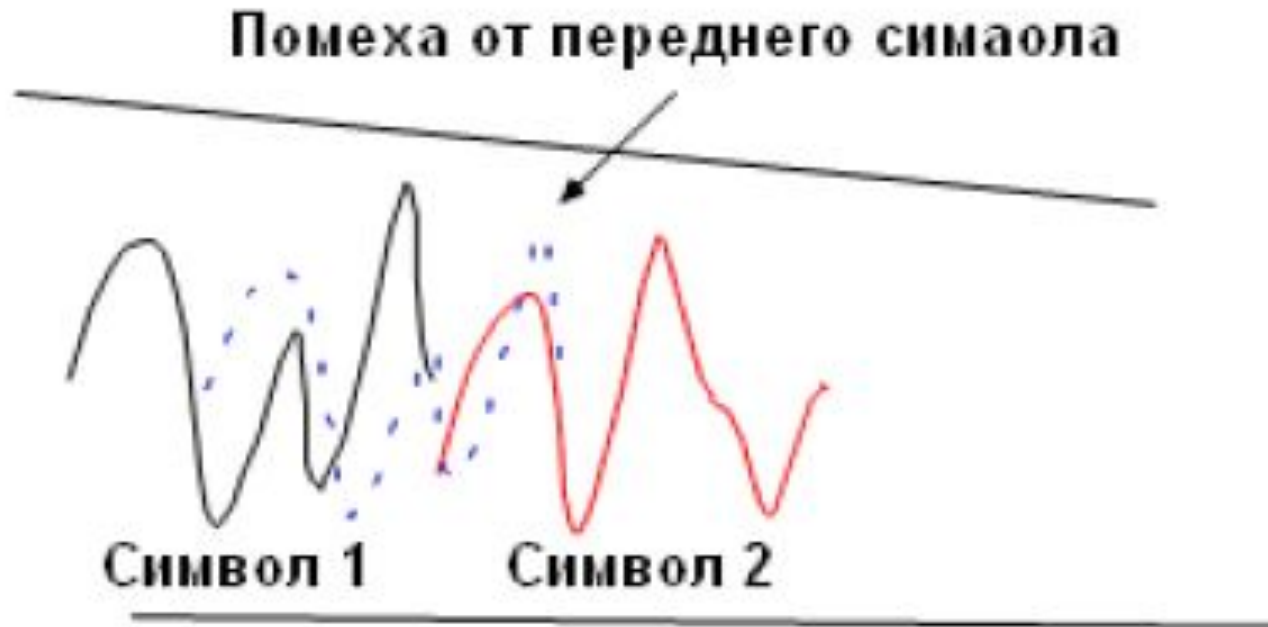


Рис. 5.29 - Задержка распространения. При замирании, передний символ отбрасывает назад помеху, которую мы хотим избежать.

Увеличить расстояние от впереди идущего автомобиля, во избежание попадания всплеска.

Распространение всплеска подобно задержке распространения сигнала. На рис. 5.30 а показан символ и его радиопомеха. При смещении, эти радиопомехи становятся шумом и влияют на начало следующего символа, как показано на (b).

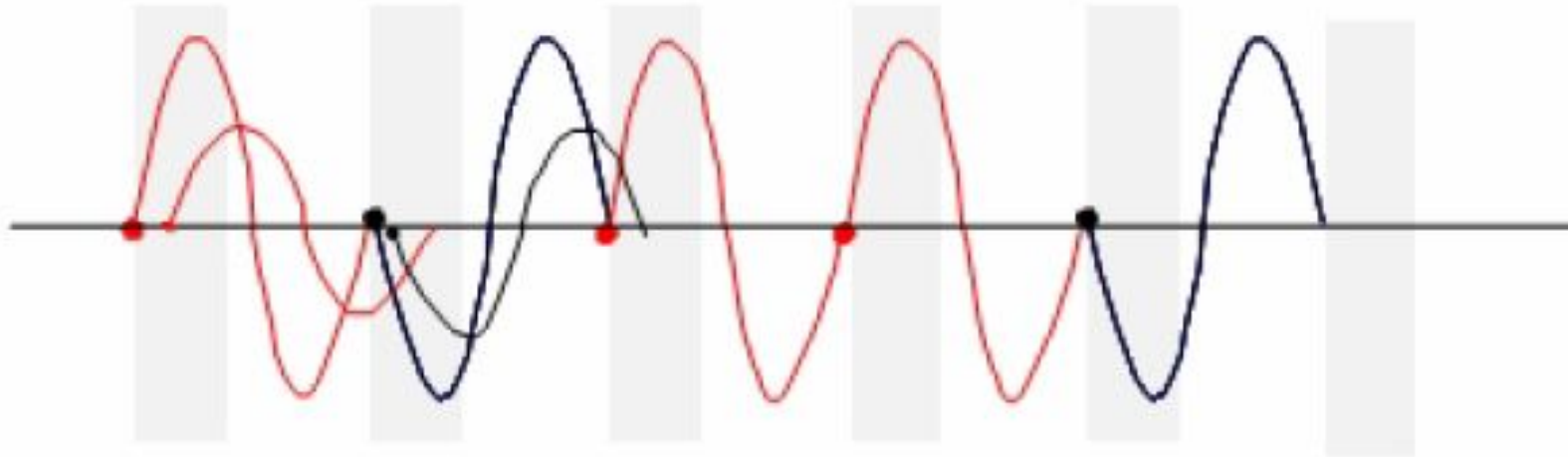


Рис. 5.30 - символ PSK и его задержанная версия.
(а) задержанный, ослабленный сигнал и (b) смещение помех.

Чтобы уменьшить этот шум в начале символа, мы будем отодвигать наш символ дальше от области задержки распространения, как показано ниже. Между символами было добавлено немного пробелов, чтобы «поймать» задержки распространения

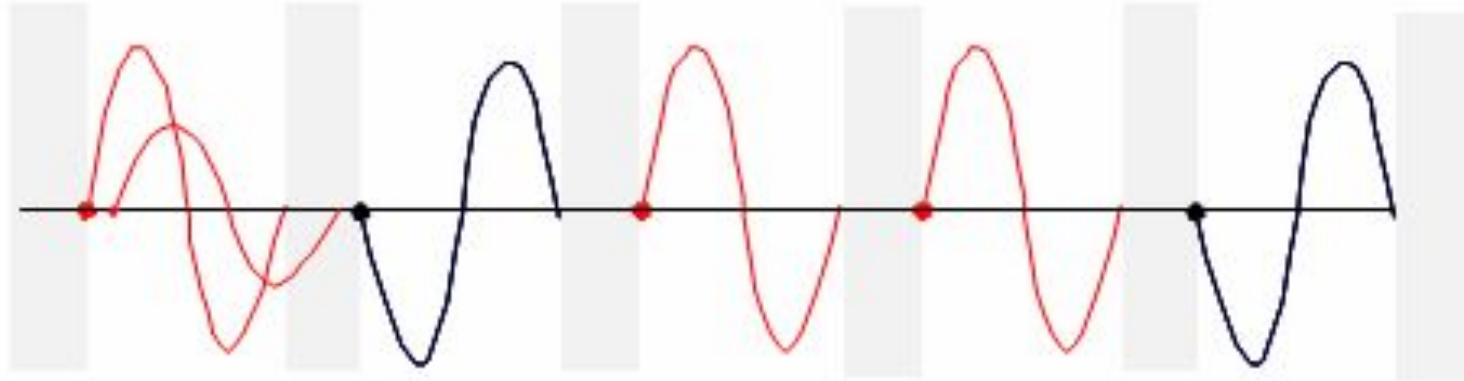


Рис. 5.31 - Отодвинем символ так, чтобы пришедший задержанный сигнал попал в серую область. В итоге – никакого взаимодействия (интерференции) со следующим символом

Но мы не можем иметь пробелы в сигналах. Это не будет работать на реальной аппаратуре, которая любит обрабатывать непрерывные сигналы. Поэтому ясно, что вместо пробела мы должны что-то иметь. Почему бы нам для начала просто не увелич

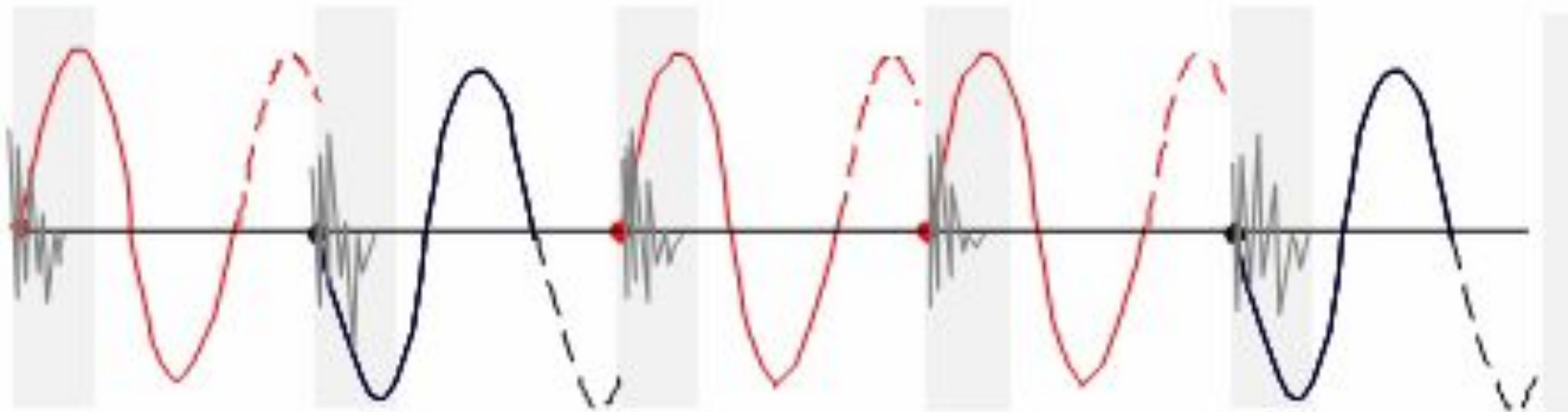


Рис. 5.32 - Если мы просто растянем символ, тогда начало символа, которое важно для нас, поскольку позволяет определить фазу этого символа, будет повреждено «всплеском» .

Мы продлим символ в область пустого пространства, так что текущий символ будет больше одного цикла.

Но начало символа все еще находится в опасной зоне, и это начало – наиболее важная вещь в нашем символе, поскольку оно необходимо слайсеру (двустороннему ограничителю) для принятия решения о бите. Мы не хотим, чтобы начало символа попало в эту область, поэтому давайте просто отодвинем символ назад, так, что начало текущего символа расположится за пределами этой зоны. А потом чем-нибудь заполним эту область.

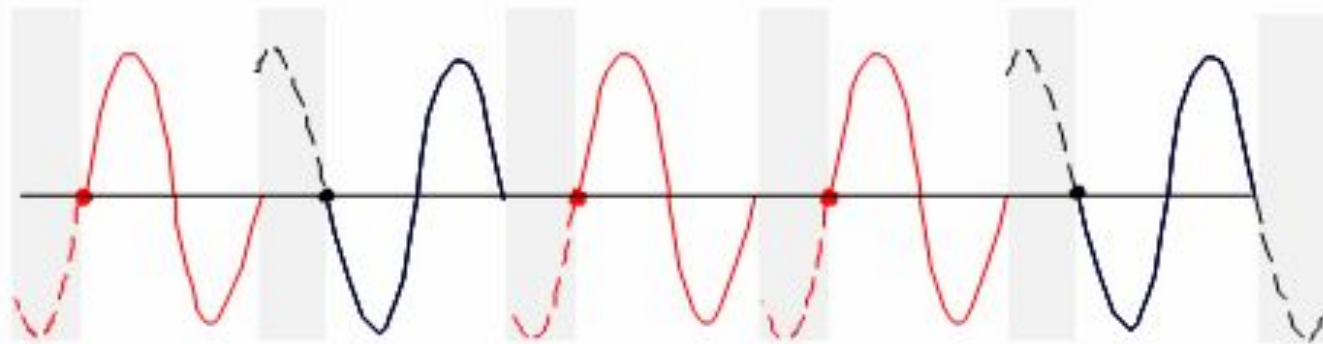


Рис. 5.33 - Если мы передвинем символ назад и просто поместим подходящий наполнитель в пустую область, то сможем принимать не только непрерывный сигнал, но и поврежденный и нам будет все равно, потому что мы вырежем эту область перед

Для начала, сдвиньте символ на границу времени задержки распространения, а затем заполните защитный интервал копией конца символа.

1. Мы хотим, чтобы начало символа находилось вне зоны задержки распространения, так оно не повредится и

2. Мы начинаем сигнал на новой границе, такой, что край текущего символа лежит за пределами этой зоны.

Мы будем расширять символ, так что он увеличится в 1.25 раза, чтобы сделать это, скопируем конец символа и приклеим его к началу. В действительности, источник символа непрерывен, поэтому все что мы делаем, так это корректируем начальную фазу и увеличиваем длительность символа. Но почти все книги говорят об этом, как о копировании хвоста. А причина в том, что в цифровой обработке сигнала, мы делаем это именно таким образом.

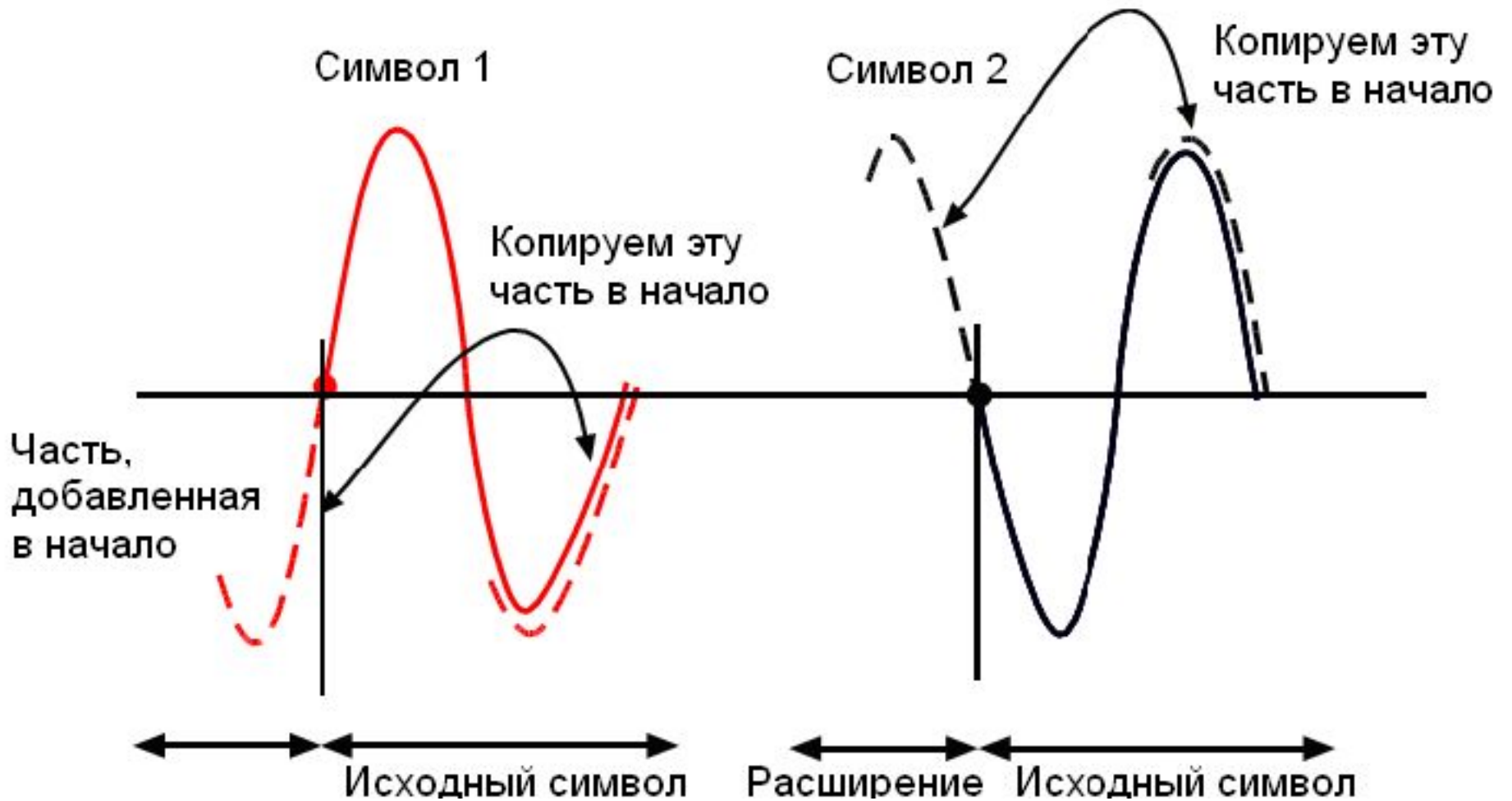


Рис. 5.34 – Циклический префикс – избыточные биты сигнала, которые мы добавили спереди нашего драгоценного груза

Эта процедура называется добавлением циклического префикса. Поскольку OFDM имеет много несущих, мы должны применять это к каждой несущей. Но это только в теории. В действительности же, поскольку OFDM сигнал является линейной комбинацией, мы можем добавить циклический префикс только один раз для всего сигнала OFDM. Размер префикса составляет от 10% до 25% времени символа.

Рассмотрим OFDM сигнал с периодом, равным 32 выборкам. Мы хотим добавить к этому сигналу 25% циклический сдвиг.

1. Сначала вырежем куски длительностью в 32 выборки.
2. Затем мы возьмем последние $0,25 (32) = 8$ выборок, скопируем и добавим их в начало, как показано на рисунке.

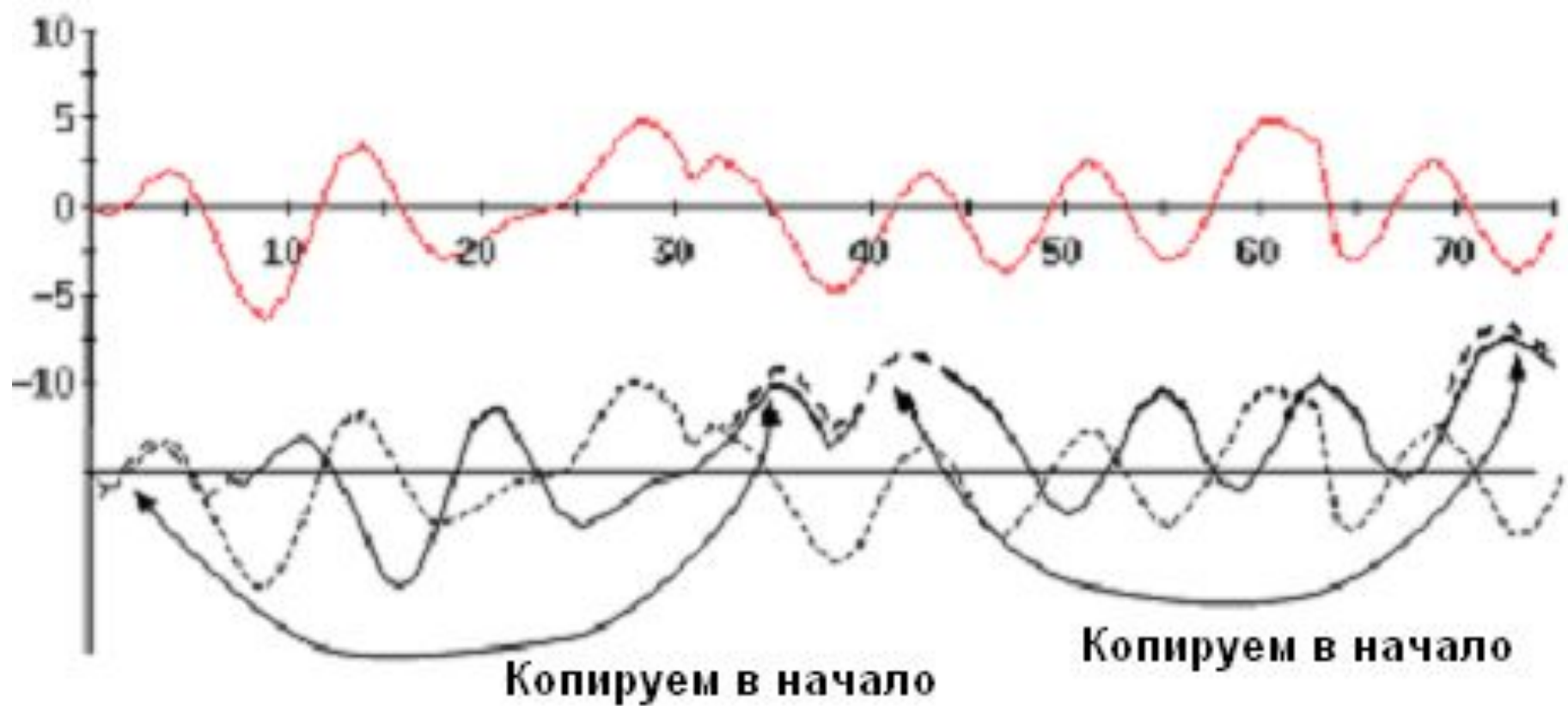


Рис. 5.35 - весь процесс может быть выполнен всего один раз для OFDM сигнала, а не делаться для каждой несущей в отдельности

После выполнения ОБПФ мы добавили префикс только один раз для всего сигнала. После того, как сигнал принят приемником, сначала удалите этот префикс, чтобы вернуть периодический сигнал, а затем пропустите через БПФ для получения символов на каждой несущей.

Однако, добавление циклического префикса, который уменьшает влияние канального затухания (link fading) и межсимвольной интерференции (inter symbol interference),



Рис 5.36 – Добавление циклического префикса в OFDM сигнал улучшает его способность справляться с замираниями и помехами

Свойства OFDM

Спектр и функционирование

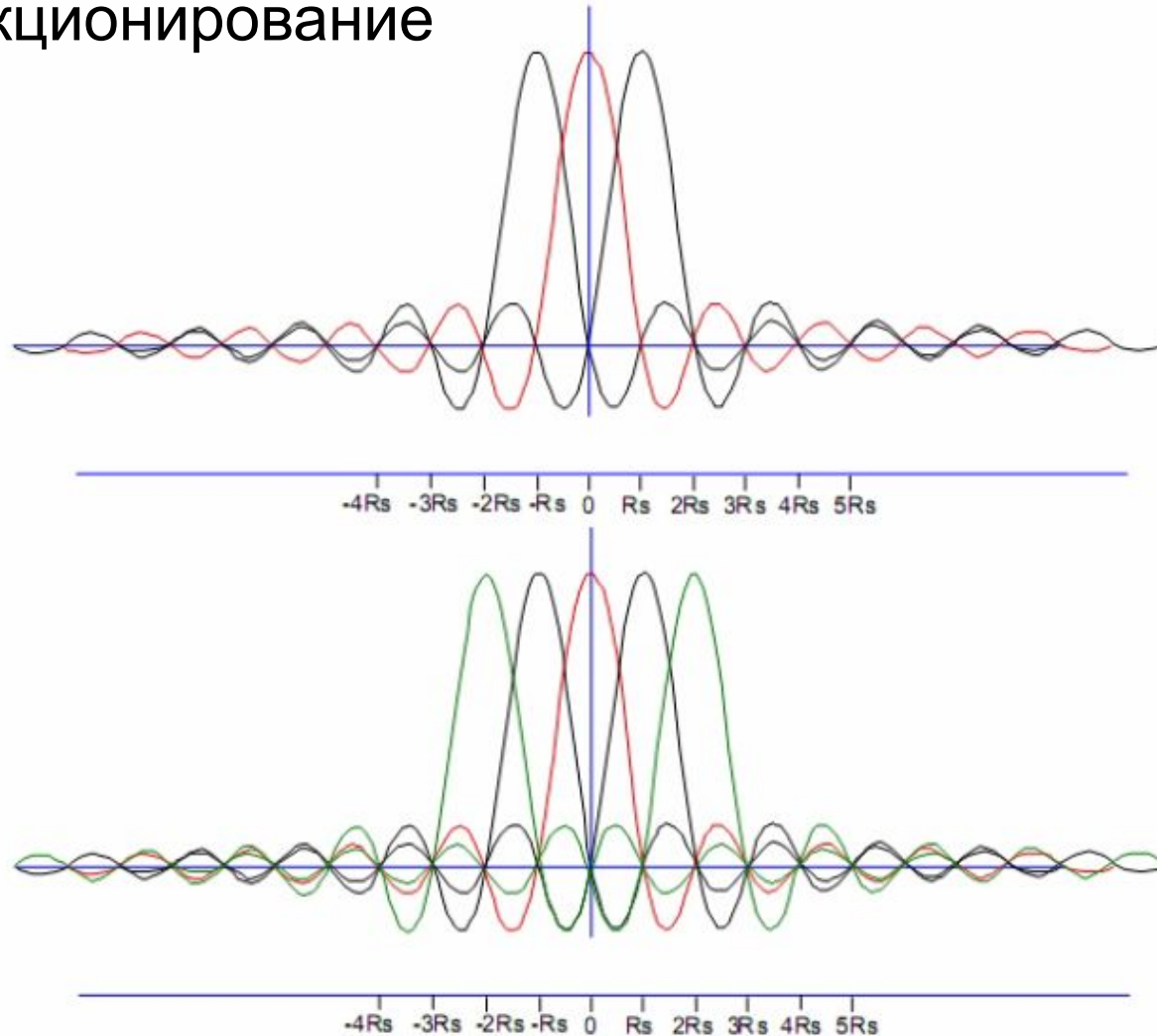


Рис 5.37 – Спектр OFDM сигнала (без добавления циклического префикса) является гораздо более эффективным по полосе частот, чем QPSK

Неформованный QPSK сигнал порождает спектр такой, что его полоса равна $(1 + \alpha)R_s$. В OFDM, смежные несущие могут перекрываться, как показано здесь. Добавление двух несущих теперь позволяет передавать $3R_s$ в полосе от $-2R_s$ до $2R_s$ или всего $4R_s$. Это дает эффективность полосы $4/3$ Гц на символ для 3 несущих и $6/5$ для 5 несущих.

С добавлением все большего и большего числа несущих, полоса будет приближаться к $(N+1)/N$ бит на герц.

Поэтому, чем больше несущих, тем лучше. Вот спектр OFDM сигнала. Заметим, что за пределами полосы сигнал снижается на 50 дБ без формирования импульсов.

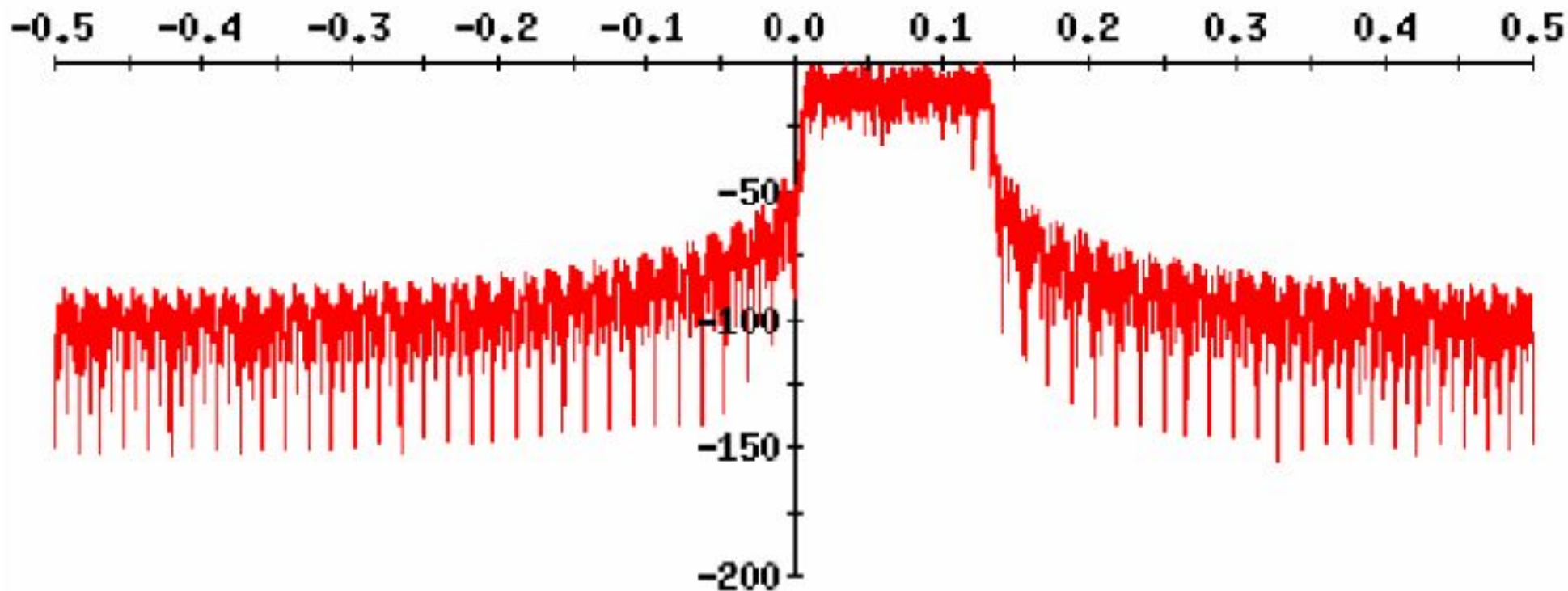


Рис. 5.38 - Спектр OFDM сигнала с 1024 поднесущими

Сравните его со спектром QPSK сигнала, насколько меньше боковые полосы для OFDM и насколько меньше дисперсия.

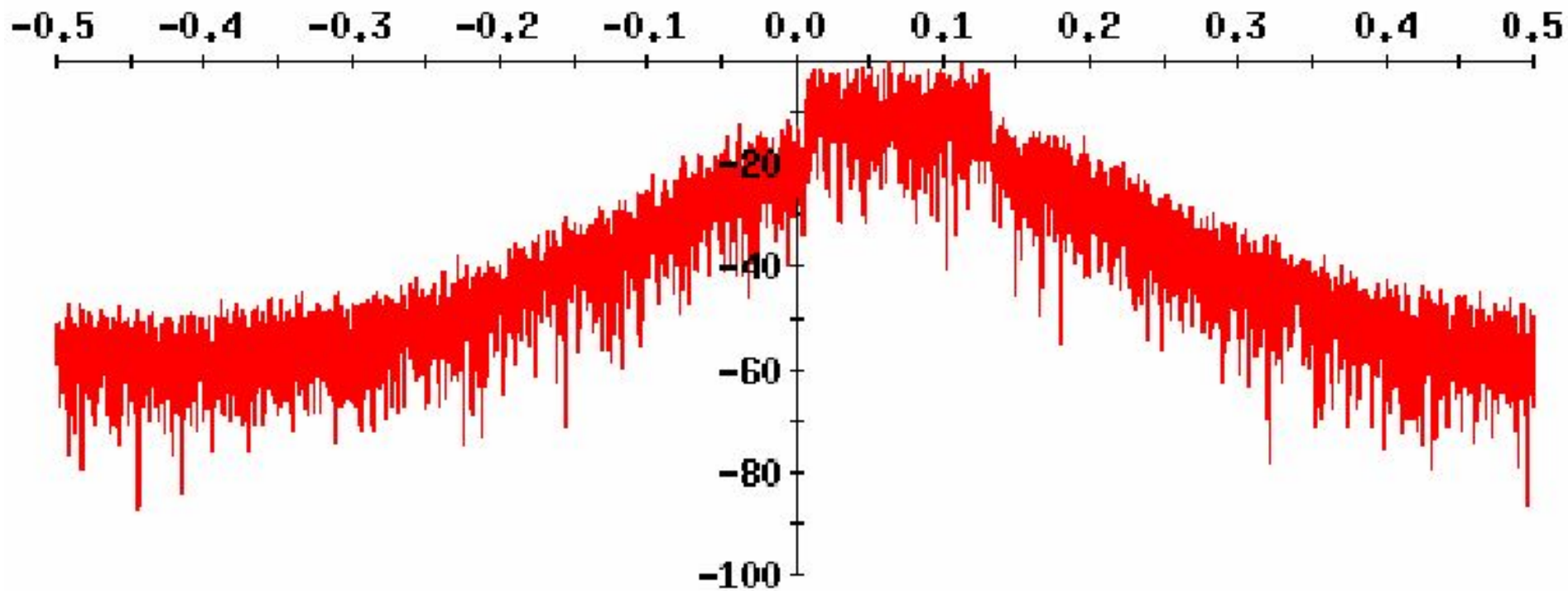


Рис. 5.39 - Спектр QPSK сигнала

Характеристика частоты появления ошибочных битов (Bit Error Rate)

В среде с замираниями, BER OFDM всего лишь примерная характеристика. Мы бы не стали использовать OFDM для связи при прямой видимости, такой как спутниковая связь. OFDM сигнал, из-за его изменений амплитуды, не очень хорошо работает в нелинейных каналах, таких, как каналы, созданные высокомошными усилителями на борту спутников.

Использование OFDM для спутников приведет к довольно большой потере мощности, порядка 3 дБ, так что должна быть веская причина для его использования, такая, как, например, использование сигнала для перемещающегося пользователя.

Отношение пиковой мощности к средней PAPR (Peak to Average Power Ratio)

Если сигнал представляет собой сумму N сигналов, каждый с максимальной амплитудой равной $1V$, то можно предположить, что мы могли бы получить максимальную амплитуду N , когда все N сигналов складываются в момент их максимальной амплитуды. PAPR определяется как:

$$R = \frac{|x(t)|^2}{P_{avg}}$$

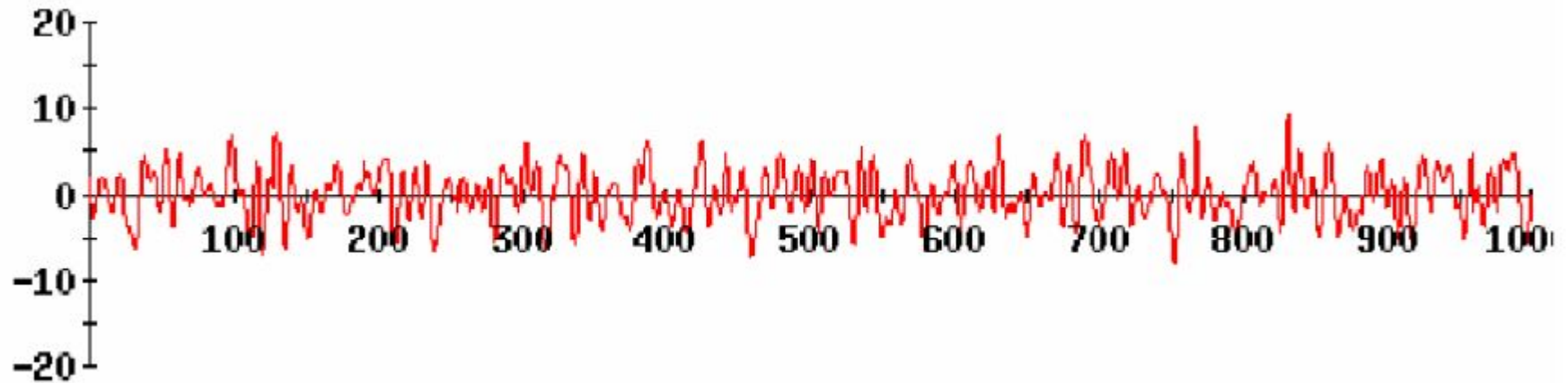


Рис. 5.40 - OFDM сигнал очень похож на шум. Он выглядит, как смешанный multi-FDM сигнал

Для OFDM сигнала, имеющего 128 несущих, каждая из которых имеет нормированную мощность 1 Вт, максимальное PAPR может быть равно $\log(128)$ или 21 дБ. Это в тот момент, когда амплитуды всех 128 несущих находятся в точке максимума, что маловероятно, но возможно. RMS (среднеквадратическое) PAPR будет равно примерно половине этого числа или 10-12 дБ. Подобное PAPR наблюдается и в CDMA сигналах.

Большое изменение амплитуды мы видим на рис. 5.40, увеличивается шум в [основном] канале (in-band noise) и увеличивается BER, когда сигнал сталкивается с нелинейностями усилителя.

В этих случаях требуется большая пауза (отсрочка передачи). Это делает использование OFDM поистине проблематичным, таким же, как использование FDM с несколькими несущими в приложениях с усилителями высокой мощности, таких как спутниковые каналы связи.

Что можно сделать с большим PAPR? Для его уменьшения применяют несколько способов.

1. Clipping (Ограничение)

Мы можем просто ограничить сигнал на желаемом уровне мощности. Это снижает PAPR, но вводит другие искажения и межсимвольную интерференцию (ISI).

2. Selective Mapping (Выборочное преобразование)

Перемножить сигнал данных набором кодов, сделать ОБПФ каждого результата, а затем выбрать один с наименьшим PAPR. Это будет существенным если повторять процесс много раз с использованием CDM-подобного кода.

3. Partial IFFT (Частичное ОБПФ)

Разделите сигнал на кластеры (блоки), для каждого сделайте ОБПФ, а затем объедините их. Таким образом, если мы разделим 128 несущих на четыре группы по 32 несущие в каждой, максимальное PAPR будет 12 дБ для каждой группы вместо 21 дБ для всех несущих сразу. Объедините эти четыре последовательности, чтобы создать сигнал передачи.

Это некоторые из вещей, которые люди делают для того, чтобы держать под контролем влияние нелинейности.

Синхронизация

Другая проблема – необходимость жесткой синхронизации. Часто в пространстве поднесущих используются пилот-сигналы (контрольные сигналы). Они используются для захвата фазы и выравнивания канала.

Кодирование

До блока ОБПФ, поднесущие обычно кодируются сверточными кодами. Кодированная версия OFDM называется COFDM или Coded

Параметры реального OFDM

В последние 10 лет использование OFDM значительно возросло. В настоящее время этот метод предлагается для радио вещания, например, это стандарты Eureka 147 и Digital Radio Mondiale (DRM). Метод OFDM используется для модемных/ADSL приложений, в которых он сосуществует с телефонной линией. Для использования ADSL, канал, телефонная линия, фильтруется, чтобы обеспечить высокое отношение сигнал/шум (SNR). Здесь OFDM называется дискретной многотональной модуляцией (Discrete Multi Tone - DMT). (Помните специальные фильтры на вашей телефонной линии, если у вас есть кабельный модем).

OFDM также используются в вашем беспроводном интернет модеме, и называется 802.11a.

Давайте посмотрим на некоторые параметры такого применения OFDM. Их сводка приведена ниже.

Скорость передачи данных:

от 6 Мбит/с до 48 Мбит/с

Модуляция:

BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM

Кодирование:

сверточное кодирование совместно с кодами Рида-Соломона

Размер блока БПФ:

64 при использовании 52 несущих, 48 для передачи данных и 4 для пилот-сигналов.

Разнос частот поднесущих:

20 МГц деленные на 64 несущие, т.е. 0.3125 МГц

Период БПФ:

Также называемый символьным периодом, $3.2 \text{ мкс} = 1/\Delta f$

Длительность защитного интервала:

Четверть символа, 0.8 мкс

Длительность символа:

4 мкс