

# Wi-Fi

Обзор физического уровня  
стандарта IEEE 802.11a/g.

Сентябрь, 2015

[gregory.v.morozov@gmail.com](mailto:gregory.v.morozov@gmail.com)

# Содержание

- Введение. Обзор уровня управления доступом к среде (МАС) стандарта IEEE802.11
- Обзор физического уровня (PHY) стандарта IEEE802.11a/g

# Используемые источники

- Рошан П., Лиэри Дж. Основы построения беспроводных сетей стандарта 802.11.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 304 с.
- IEEE Std. 802.11a-1999
- Van Nee R., Prasad R. OFDM for wireless multimedia communications. – London: Artech House, 2000 – 260 p.

# Справка

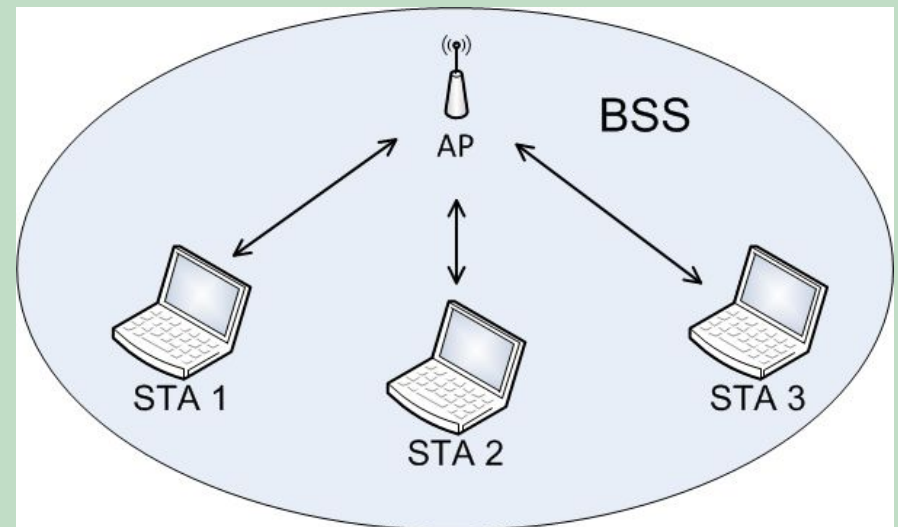
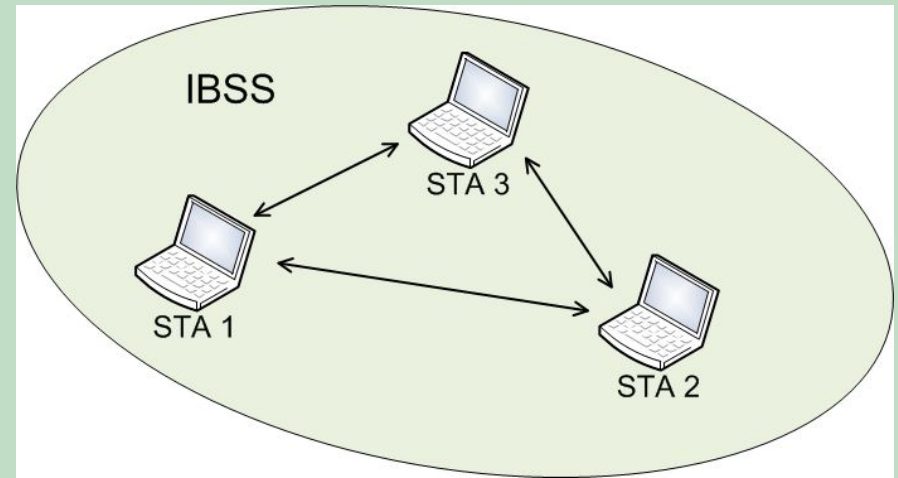
- Стандарт 802.11 определяет различные технологии реализации физического уровня (PHY) и общий уровень управления доступом к среде MAC (Medium Access Control) для беспроводных локальных сетей (Wireless Local Area Networks, WLAN)
- Стандарт 802.11 (1997 год)
  - скачкообразная перестройка частоты, диапазон 2.4 ГГц, скорость передачи данных до 2 Мбит/с
- Стандарт 802.11b (1999 год)
  - расширение спектра методом прямой последовательности, диапазон 2.4 ГГц, скорость передачи данных до 11 Мбит/с
- **Стандарт 802.11a**
  - разделение по ортогональным частотам (OFDM технология), диапазон 5 ГГц, скорость передачи данных 54 Мбит/сек (реально до 24 Мбит/с)
- Стандарт 802.11g
  - расширенный физический уровень (ERP - extended rate physical layer) стандарта 802.11a в диапазоне 2,4 ГГц
- Стандарт 802.11n
  - развитие стандарта 802.11a, поддержка однопользовательского (Single User, SU) MIMO-режима передачи данных, объединение двух полос частот, канальное кодирование LDPC, скорость передачи данных до 600 Мбит/с
- Стандарт 802.11ac
  - дальнейшее развитие стандарта 802.11n, поддержка многопользовательского (Multi-User, MU) MIMO-режима передачи данных, дальнейшее объединение нескольких полос частот (до 160 МГц), поддержка модуляции 256QAM, скорость передачи данных до 7Гбит/с

# Зона обслуживания беспроводной локальной сети (WLAN)

- Зона обслуживания (Service Set, SS) – это логически сгруппированные устройства
  - Технология WLAN обеспечивает доступ к сети путем передачи широкополосных сигналов через эфир на несущей в диапазоне радиочастот
  - Принимающая станция может получать сигналы в диапазоне работы нескольких передающих станций
  - Передающая станция вначале передает идентификатор зоны обслуживания (Service Set Identifier, SSID)
  - Станция-приёмник использует SSID для фильтрации получаемых сигналов и выделения того, который ей нужен

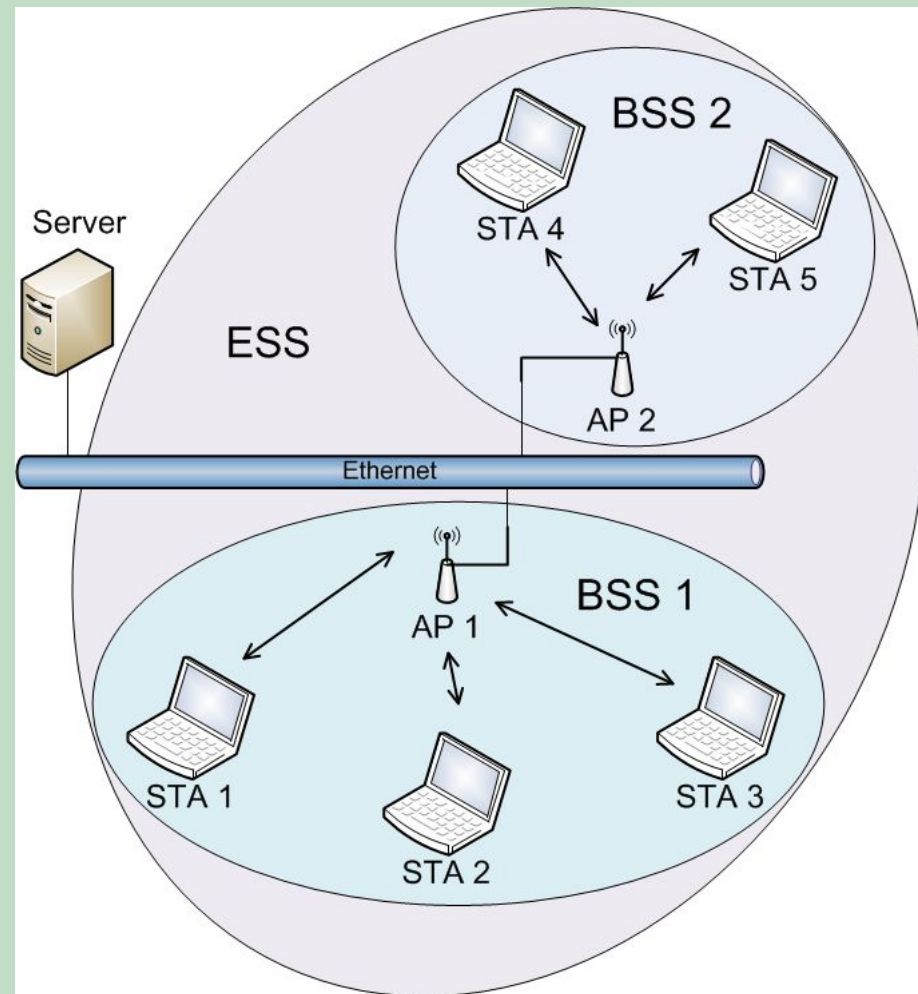
# Топологии WLAN (1/2)

- 1. Независимая базовая зона обслуживания (IBSS)
  - Группы станций связываются друг с другом непосредственно, т.е. без точки доступа – Access Point, AP
- 2. Базовая зона обслуживания (BSS)
  - Группы станций связываются друг с другом через точку доступа AP



# Топологии WLAN (2/2)

- 3. Расширенная зона обслуживания (ESS)
  - Несколько BSS могут соединяться через стандартные интерфейсы (например, Ethernet)



# Множественный доступ с контролем несущей и предотвращением коллизий

- Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA): на примере аналогии с селекторным совещанием
  - Прежде чем любой участник начнет говорить, он сообщает о длительности своей речи. Другие участники узнают, как долго им придется ждать
  - Участники не могут говорить, пока не истечет время, зарезервированное предыдущим участником для своей речи
  - Участники не знают, услышан ли их голос, пока они не получат подтверждение по окончании речи
  - Два участника, начавшие говорить одновременно, не знают, что пытаются перекричать друг друга. Они определяют это, не получив подтверждения, что их речь услышана
  - Участники выжидают некоторое случайное время и снова пытаются говорить, если не получают подтверждения, что были услышаны



# Компоненты технологии CSMA/CA

- Предотвращение коллизий - ключевой момент для WLAN, т.к. они не имеют механизма для обнаружения коллизий на физ. уровне
- При использовании CSMA/CA коллизия обнаруживается только при неполучении передающей станцией ожидаемого подтверждения (Acknowledgement, ACK)
- Компоненты технологии CSMA/CA 802.11
  - Контроль несущей (или контроль наличия в сети сигнала от работающей станции)
  - Фрагментация фреймов
  - Резервирование среды с помощью механизма «готовность к передаче/готовность к приему» (RTS/CTS)
  - Распределенная функция координации (Distributed Coordination Function, DCF)

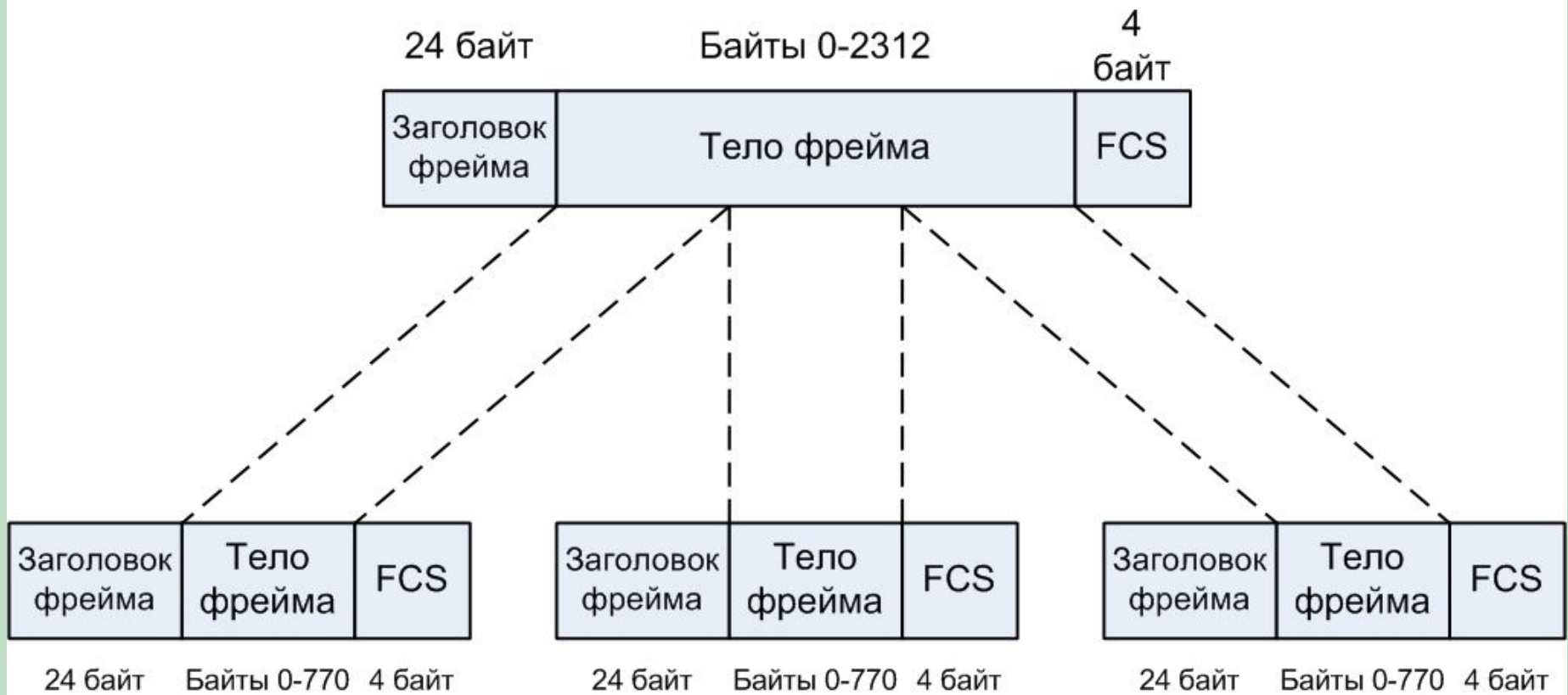
# Контроль несущей

- Любая станция вначале проверяет среду на наличие сигнала на несущей частоте
- Наличие сигнала в сети означает, что другая станция осуществляет передачу
- Станция откладывает свою передачу до момента освобождения среды
- Два метода определения состояния среды
  - Проверка физ. уровня на предмет наличия несущей
  - Использование виртуальной функции контроля несущей с помощью вектора распределения сети (Network Allocation Vector, NAV)
- Станция обновляет значение своего вектора NAV если полученное значение поля продолжительности фрейма превышает значение, хранимое в её векторе NAV
  - Например, значение вектора NAV станции = 10 мс. Станция не обновит свой вектор NAV, получив фрейм со значением поля продолжительности 5 мс. Однако, станция обновит свой вектор NAV, получив фрейм со значением поля продолжительности 20 мс

# Фрагментация фрейма (1/2)

- Фрагментация – дробление фрейма на меньшие фрагменты с отдельной передачей каждого из них
  - Получение каждого фрагмента фрейма подтверждается отдельно
  - Если какой-нибудь фрагмент фрейма передан с ошибкой или вступит в коллизию, только его нужно передавать повторно, а не весь фрейм
- Фрагментация возможна только для одноадресных фреймов
- Фрагментация повышает надежность передачи через беспроводную среду, но увеличивает «накладные расходы» MAC уровня за счет увеличения числа служебных сигналов протокола MAC (заголовков фрейма, контрольная последовательность фрейма, Frame Check Sequence, FCS)
- Фрагменты фрейма передаются пакетом (используется одна итерация механизма доступа к среде)

# Фрагментация фрейма (2/2)



# Категории фреймов. Основной фрейм MAC уровня

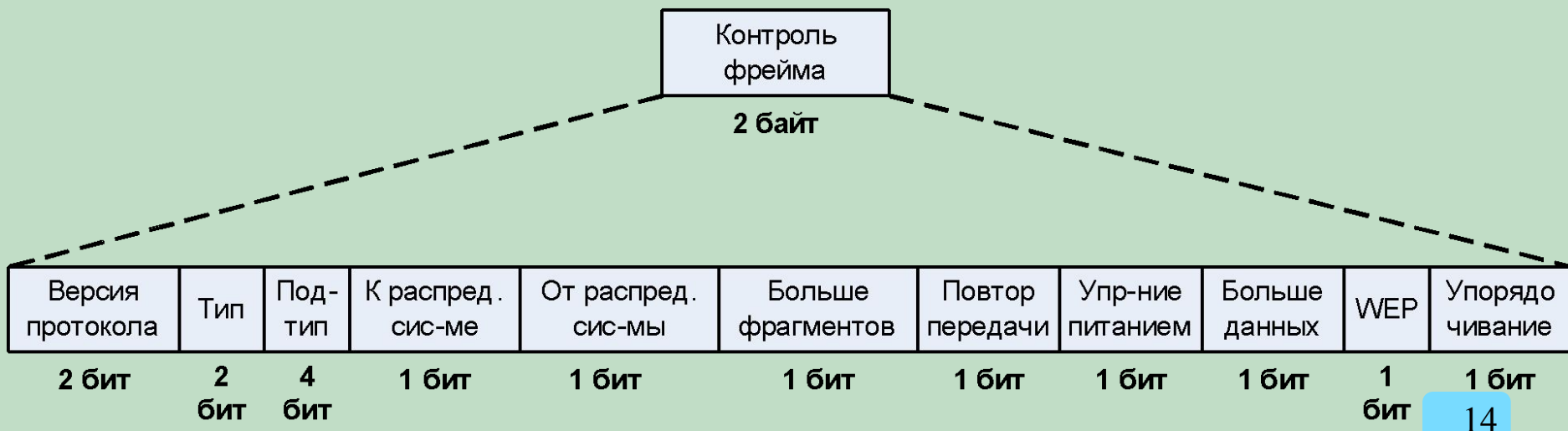
- Управляющие фреймы (Control frames)
  - Управляют передачей фреймов данных при нормальном обмене информацией станциями стандарта 802.11
- Служебные фреймы (Management frames)
  - Обеспечивают соединения беспроводных локальных сетей и аутентификацию
- Фреймы данных (Data frames)
  - Переносят данные от передающей станции к приемной
- Все фреймы стандарта 802.11 строятся подобно основному фрейму

Контроль фрейма	Продолжительность (ID)	Адрес 1	Адрес 2	Адрес 3	Управление очередностью	Адрес 4	Тело фрейма	FCS
2 байт	2 байт	6 байт	6 байт	6 байт	2 байт	6 байт	Байты 0-2312	4 байт

# Основной фрейм MAC уровня.

## Поле контроля фрейма

- **1. Поле Frame control** (контроль или управление фреймом)
  - Размер = 2 байта
  - Состоит из 11 подполей
  - Содержит всю управляющую информацию, необходимую для функционирования протокола MAC (информация о типе и подтипе кадра, фрагментации, ретрансляции кадра и типе сервиса и т.д.)



# Основной фрейм MAC-уровня.

## Подполя поля контроля фрейма (1/2)

- Версия протокола (protocol version)
  - Указывает версию протокола 802.11 MAC. Существует только одна версия, поэтому имеется только значение 0. Все остальные значения зарезервированы
- Тип (type)
  - Указывает тип фрейма MAC: управляющий, служебный или фрейм данных. Четвертое значение зарезервировано
- Подтип (subtype)
  - Указывает подтип фрейма
- К распределительной системе (to DS)
  - Указывает, предназначен ли фрейм для распределительной системы
- От распределительной системы (from DS)
  - Указывает, получен ли фрейм из распределительной системы
- Больше фрагментов (more fragments)
  - Указывает, является ли данный фрейм только служебным или только фреймом данных, либо следует ожидать других фрагментов

# Основной фрейм MAC-уровня.

## Подполя поля контроля фрейма (2/2)

- Повторная передача (retry)
  - Указывает, передается ли данный фрейм повторно. Позволяет приёмнику отвергать дублирующие фреймы
- Управление питанием (power management)
  - Указывает на режим энергопотребления станции. Значение 1 - станция работает в режиме экономии энергопотребления, значение 0 - находится в активном режиме. Фреймы точки доступа всегда имеют значение 0
- Больше данных (more data)
  - Если бит этого поля установлен, приёмная станция оповещается о том, что имеются предназначенные для нее данные, буферизированные в точке доступа
- Защищенность, эквивалентная защищенности для проводных сетей (wired equivalent privacy, WEP)
  - Указывает, используется ли шифрование WEP для защиты тела фрейма
- Параметр упорядочивания (order)
  - 1 - если фрейм данных использует Strictly Ordered service class, 0 - в противном случае.



# Другие поля основного фрейма MAC уровня

- **2. Duration/ID** (Продолжительность/ID)
  - Если используется поле длительности, указывается время (в микросекундах), на которое требуется выделить канал для успешной передачи кадра MAC. В некоторых кадрах управления в этом поле указывается идентификатор соединения
- **3. Адреса 1, 2, 3 и 4**
  - Эти поля изменяются в зависимости от типа и подтипа фрейма. Возможны следующие типы адреса: источника, назначения, передающей станции, принимающей станции
- **4. Sequence control** (Управление очередностью)
  - Содержит 4-битовое подполе номера фрагмента, используемое для фрагментации и повторной сборки, и 12-битовый порядковый номер, используемый для нумерации кадров, передаваемых между данными приёмником и передатчиком
- **5. Тело кадра**
  - Содержит модуль (unit) или фрагмент данных (информационные данные или управляющая информация MAC)
- **6. FCS** - контрольная сумма фрейма
  - В данном поле содержится 32-разрядное значение циклического избыточного контроля (CRC - cyclic redundancy check), вычисленное для всех полей заголовка и тела фрейма MAC. Если вычисленная CRC на приёмном конце совпадает с содержимым этого поля, кадр считается успешно принятым, иначе возникает ошибка

# Управляющие фреймы стандарта 802.11

- Фрейм RTS
  - Это запрос на резервирование среды. Он является частью механизма доступа стандарта 802.11

Контроль фрейма	Продолжительность	Адрес приёмника	Адрес передатчика	FCS
2 байт	2 байт	6 байт	6 байт	4 байт

- Фрейм CTS
  - Это ответ на фрейм RTS с указанием приёмной станции, что среда была зарезервирована на указанное время

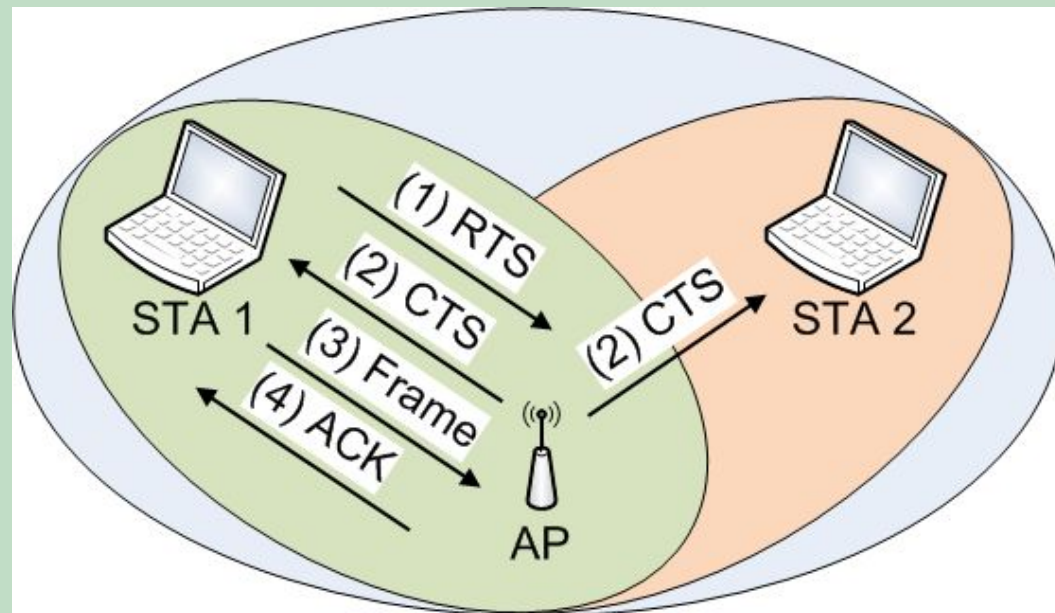
Контроль фрейма	Продолжительность	Адрес приёмника	FCS
2 байт	2 байт	6 байт	4 байт

- Фрейм ACK
  - Подтверждает успешную передачу фрейма. Получатель фрейма посылает фрейм отправителю, чтобы сообщить о его успешном приёме

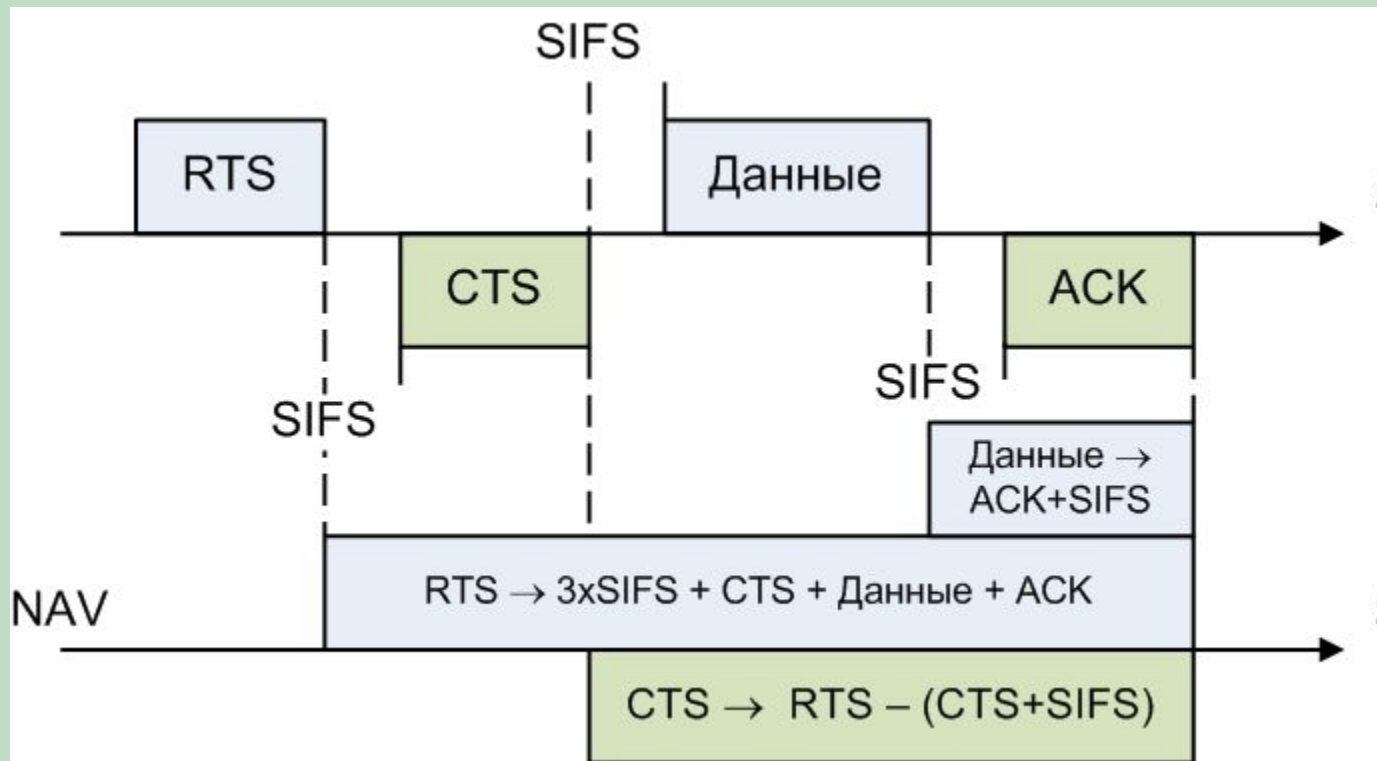
Контроль фрейма	Продолжительность	Адрес приёмника	FCS
2 байт	2 байт	6 байт	4 байт

# Скрытый узел в сети WLAN

- Станция STA 1 и точка доступа AP находятся в зоне действия друг друга
- Станция STA 2 так же находится в зоне действия AP и тоже пытается осуществить передачу данных через среду
- Однако, станция STA 2 находится вне зоны действия станции STA 1, т.е. для STA 1 станция STA 2 является скрытым узлом (Hidden Node) и наоборот



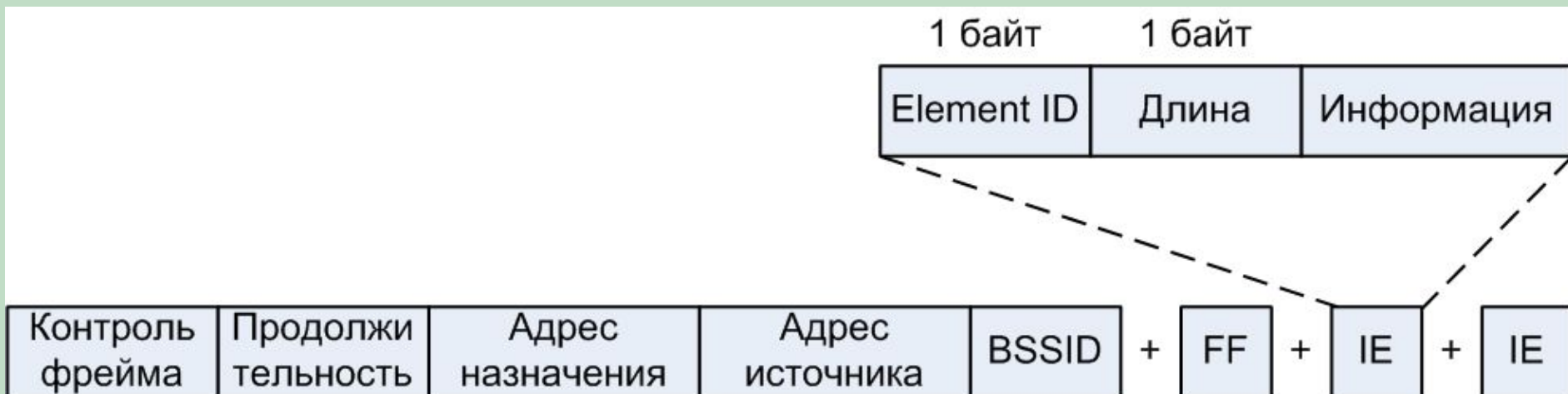
# NAV для RTS/CTS



- SIFS - Short Interframe Space, короткий межфреймовый интервал

# Служебные фреймы стандарта 802.11

- Служебные фреймы имеют поля, отличающиеся от исходного фрейма MAC
  - Используют структуры данных, которые называются *информационными элементами (IE)* и *фиксированными полями (FF)*



BSSID – идентификатор базовой зоны обслуживания

# Примеры служебных фреймов

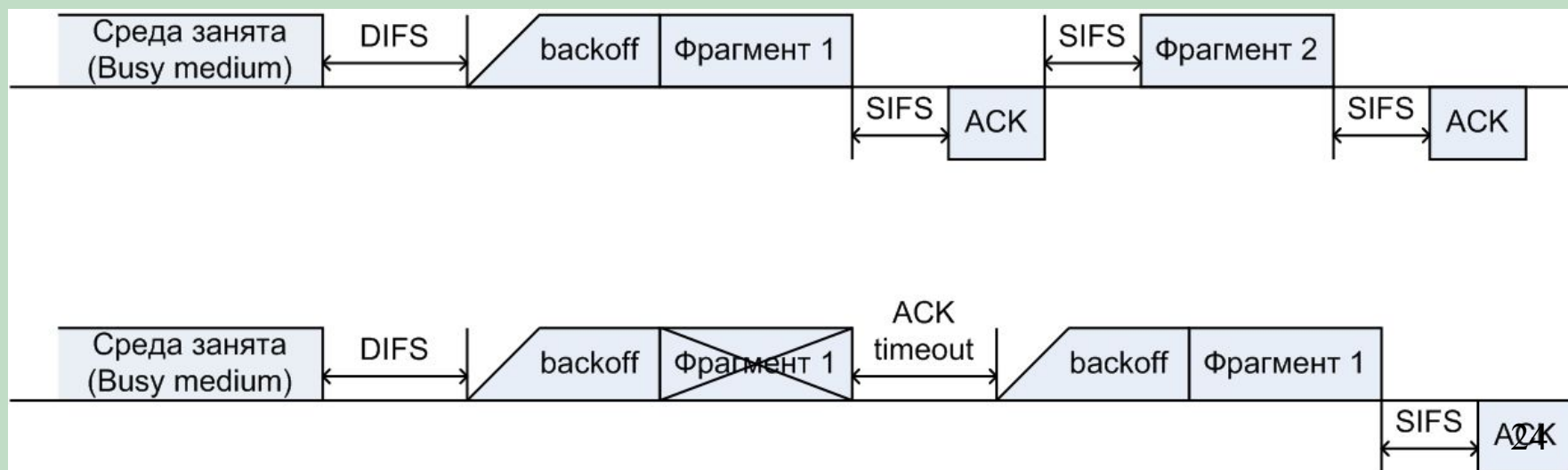
- Сигнальный фрейм (Beacon)
- Фрейм запроса зондирования
- Фрейм ответа на запрос зондирования
- Фрейм аутентификации
- Фрейм деаутентификации
- Фрейм запроса ассоциации
- Фрейм ответ на запрос ассоциации
- Фрейм запроса повторной ассоциации (реассоциации)
- Фрейм ответа на запрос повторной ассоциации
- Фрейм разрыва ассоциации (диссоциации)
- Фрейм индикации объявленного трафика

# Фрейм данных стандарта 802.11

Контроль фрейма	Продолжительность	Адрес назначения	BSSID	Адрес источника	Управление очередностью	Полезная нагрузка	FCS
2 байт	2 байт	6 байт	6 байт	6 байт	2 байт	Байты 0-2312	4 байт

# Распределённая функция координации DCF

- Станция, работающая под управлением DCF следует 2 правилам:
  - Начинает свою передачу, если канал свободен в течение интервала DIFS (DCF Interframe Space)
  - Всегда откладывает передачу на случайное время (backoff) для уменьшения вероятности коллизий





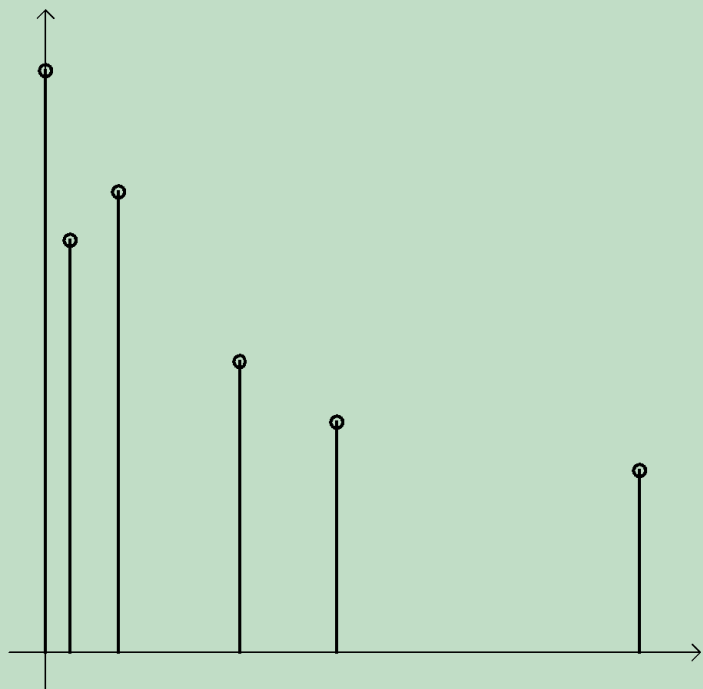
# Преимущества и недостатки Wi-Fi

- Преимущества
  - Позволяет развернуть сеть без прокладки кабеля
  - Позволяет мобильным устройствам иметь доступ к сети
  - Широкая распространенность Wi-Fi устройств на рынке
  - Эффективная борьба с многолучевостью
  - Гарантированная совместимость оборудования благодаря обязательной сертификации
  - Дешевизна
  - Простота установки
- Недостатки
  - Частотный диапазон и эксплуатационные ограничения в различных странах неодинаковы
  - Высокое потребление энергии
  - Небольшой радиус действия
  - Низкий уровень защиты от несанкционированного доступа
  - Высокий удельный вес служебной информации
  - Низкая помехозащищенность сети от помех, создаваемых другими сетями

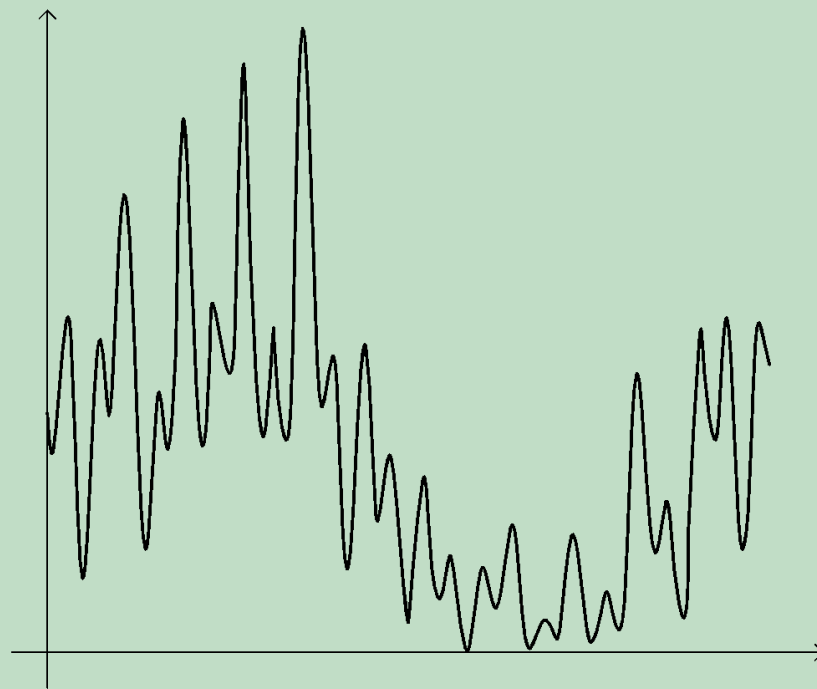
# Физический уровень 802.11a

- Основное назначение любого физ. уровня (PHY) – обеспечение механизмов беспроводной передачи данных, а также выполнение вторичных функций, таких как оценка состояния беспроводного канала связи
- Физический уровень стандартов 802.11 имеет два подуровня
  - Physical Layer Convergence Procedure (PLCP). Интерфейс между PHY и MAC + процедура определения состояния физ. уровня
  - Physical Medium Dependent (PMD). Подуровень PHY, зависящий от среды передачи

# Многолучевое распространение сигналов

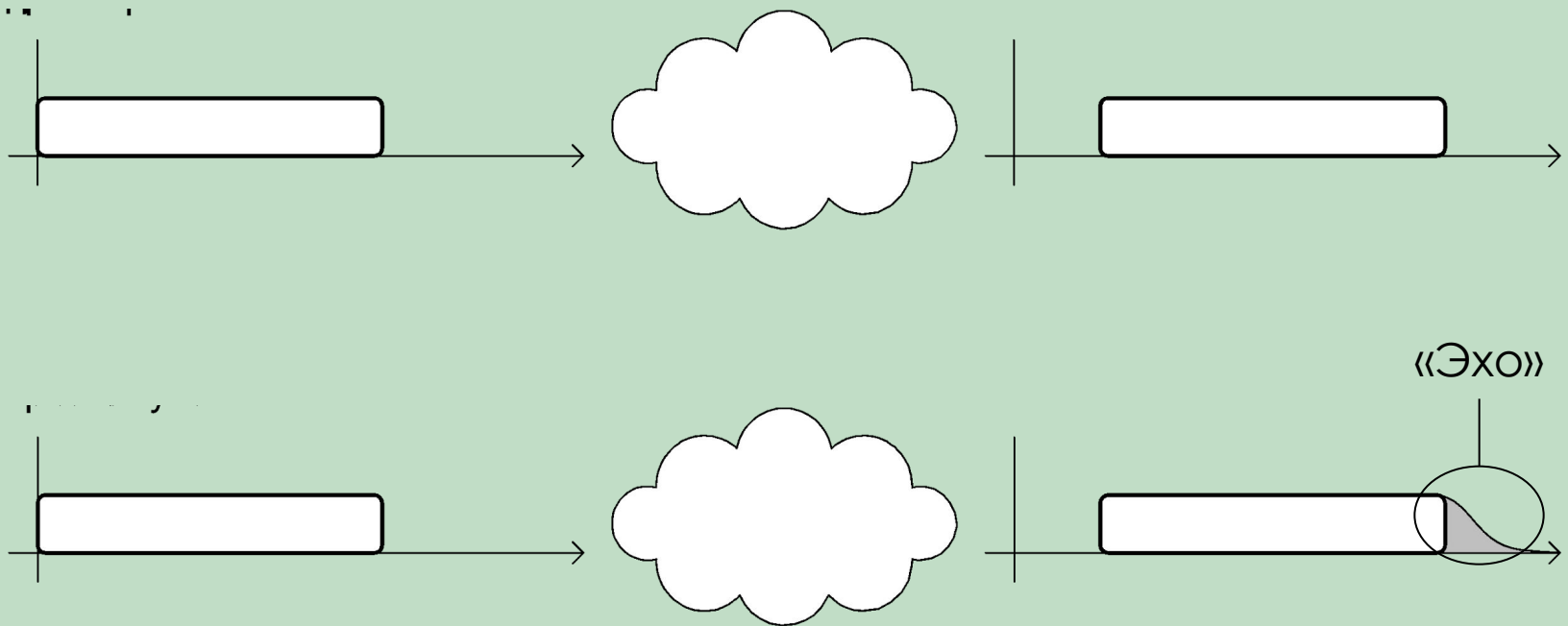


Импульсная переходная характеристика канала

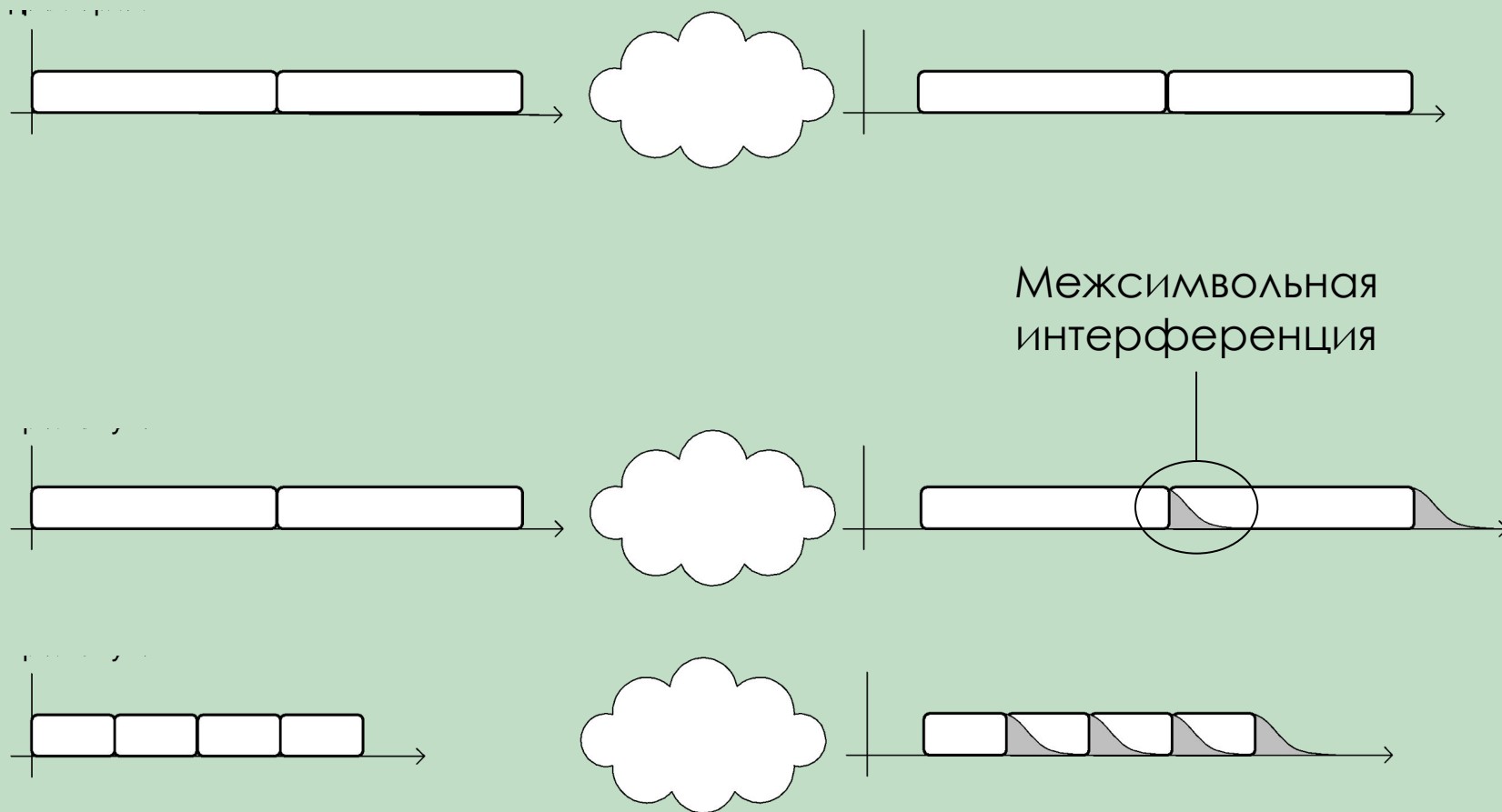


Передаточная функция канала

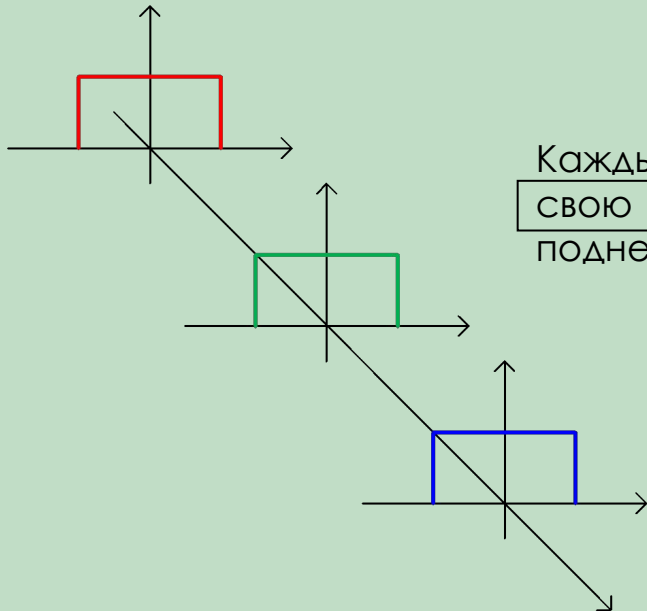
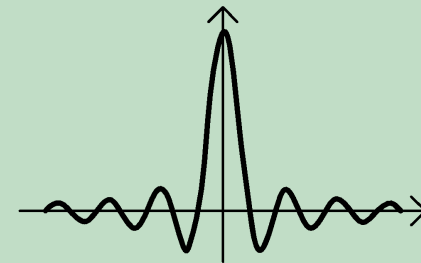
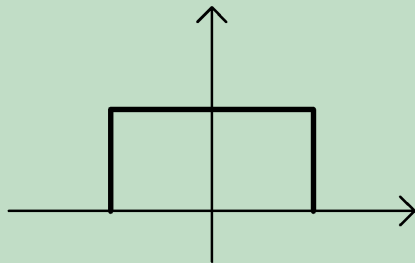
# Влияние канала связи на прохождение сигнала



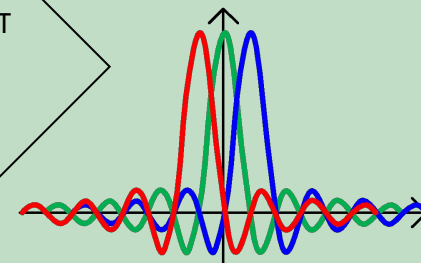
# Межсимвольная интерференция



# Мультиплексирование по ортогональным частотам



Каждый сигнал модулирует  
свою (ортогональную)  
поднесущую частоту



# OFDM

Комплексный символ КАМ      Дискретная частота (поднесущая)      Несущая частота

$$x(t) = \left[ \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} s_n \exp\{j \cdot 2\pi \cdot n\Delta f \cdot t\} \right] \exp\{j \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot t\}$$

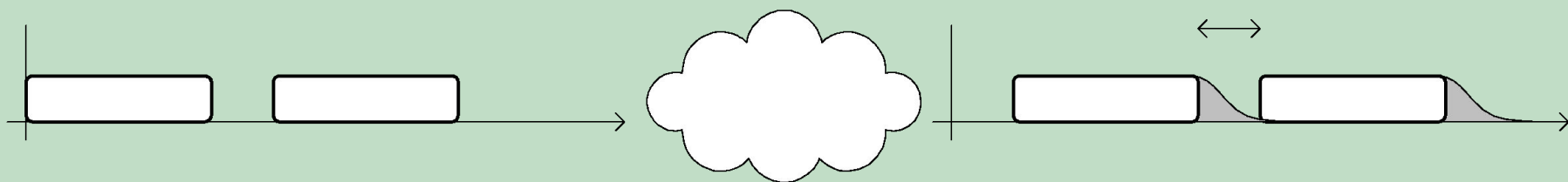
Непрерывное по времени преобразование Фурье с дискретной частотой

$x(t)$  – OFDM сигнал во временной области

$N$  – общее число поднесущих частот

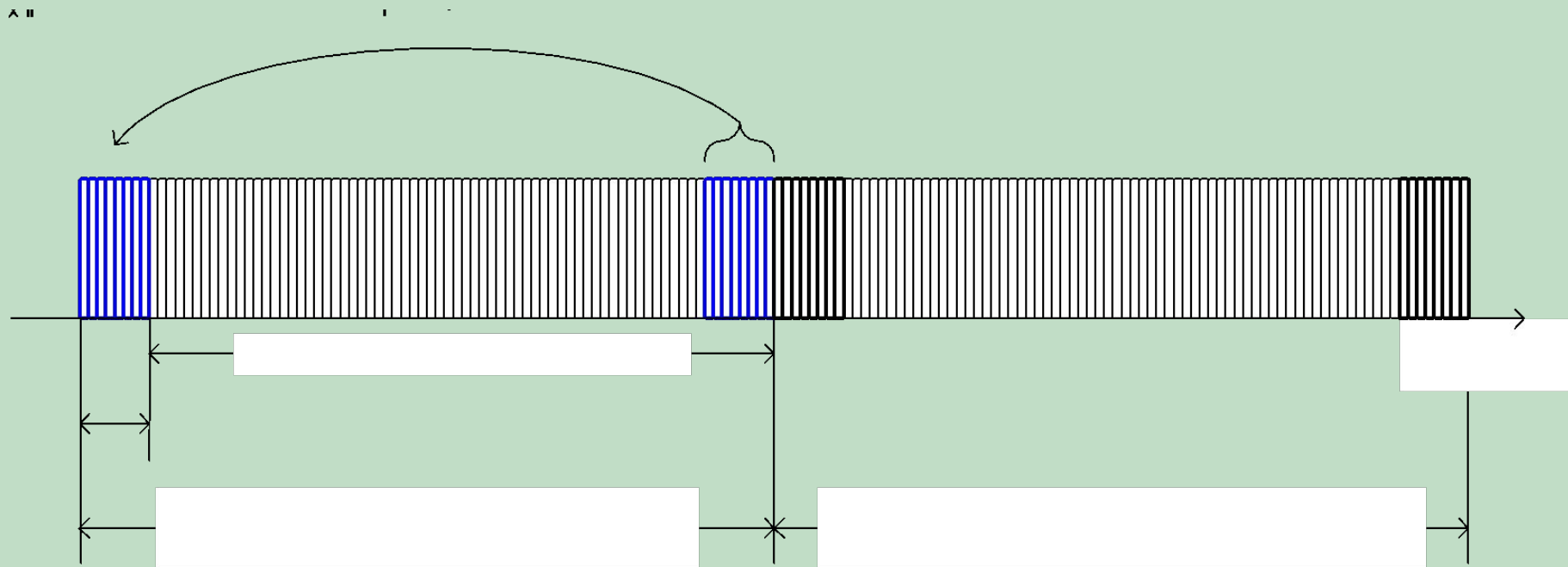
$\Delta f$  – расстояние между поднесущими частотами

# Защитный интервал

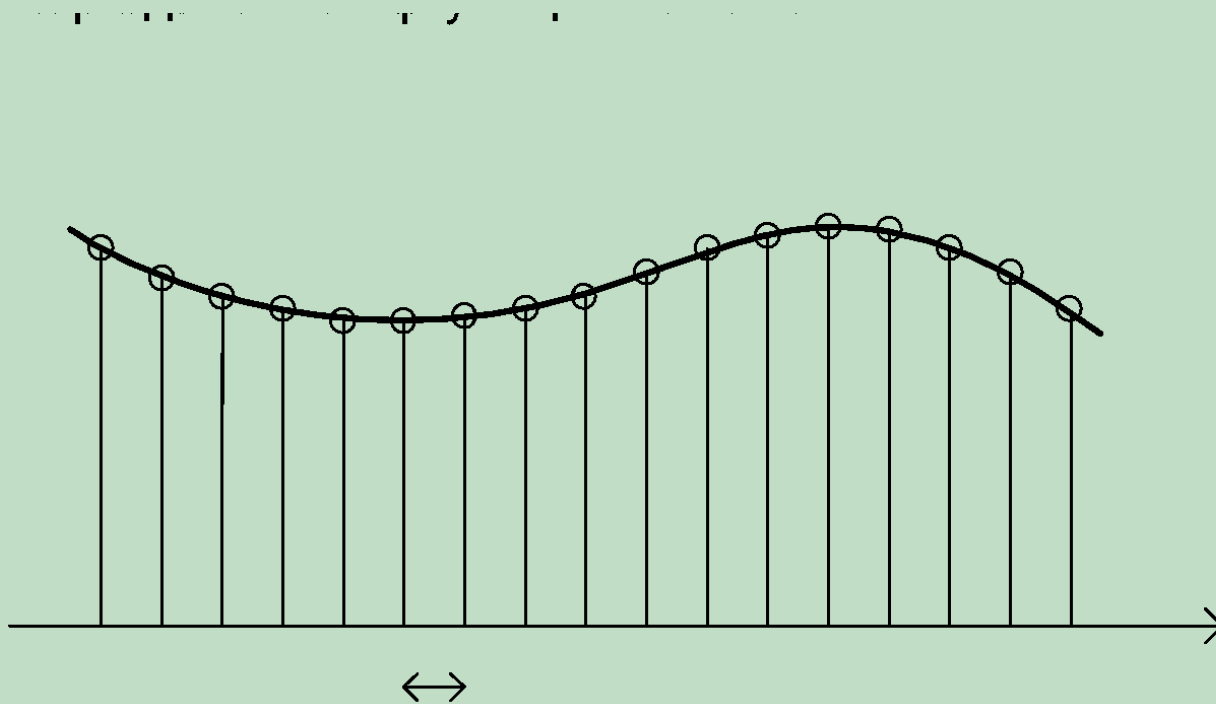




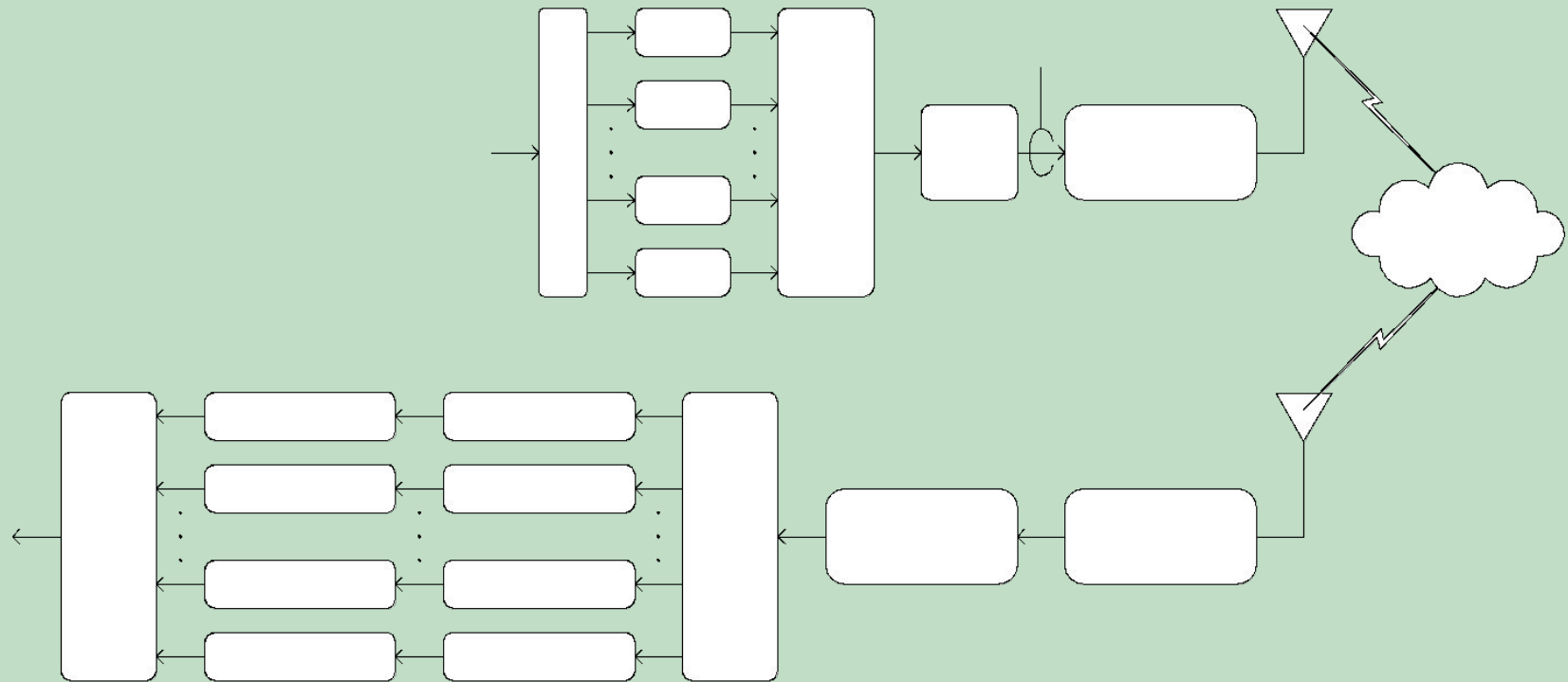
# Циклический префикс



# OFDM сигнал в частотно-селективных каналах связи



# OFDM система связи



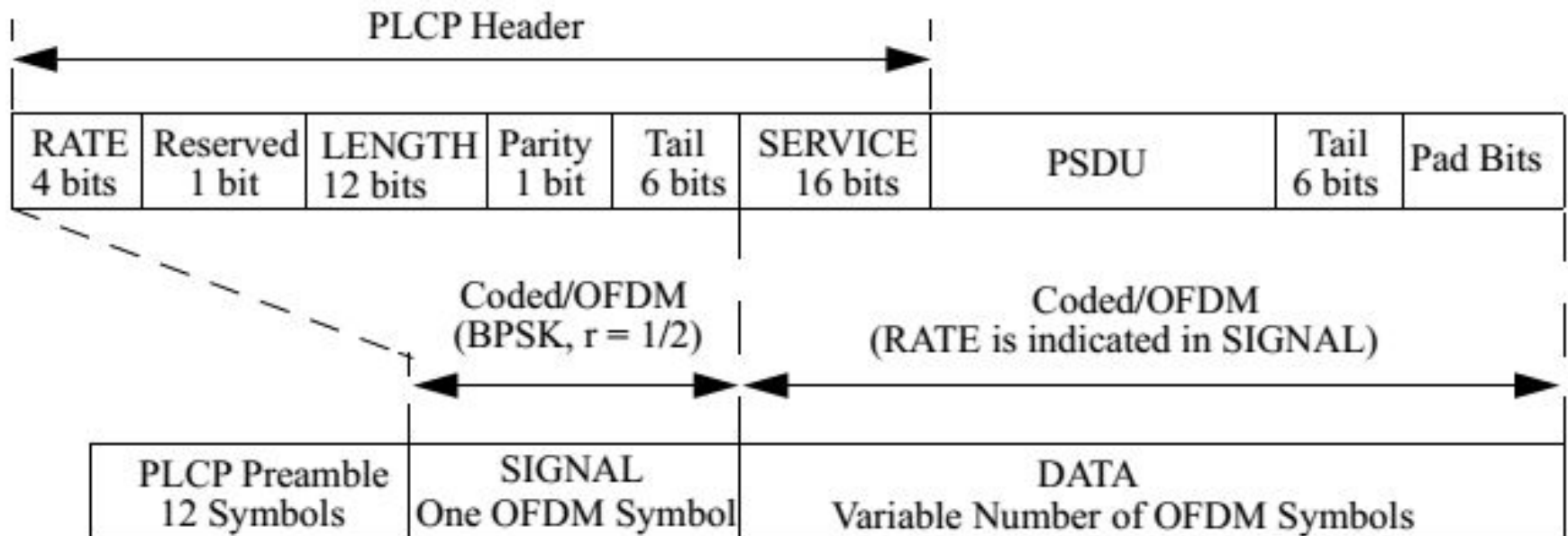
# Основные параметры РНУ

## 802.11a

Параметр	Значение
Ширина полосы частот	20 МГц
Число поднесущих для данных ( $N_{SD}$ )	48
Число поднесущих для пилот-сигналов ( $N_{SP}$ )	4
Полное число поднесущих ( $N_{ST}$ )	52
Частотный разнос поднесущих, $\Delta_F$	0.3125 МГц (=20 MHz/64)
Период Фурье преобразований, $T_{FFT}$	3.2 мкс ( $1/\Delta_F$ )
Размерность Фурье преобразований	64
Длительность преамбулы ( $T_{PREAMBLE}$ )	16 мкс ( $T_{SHORT} + T_{LONG}$ )
Длительность OFDM-символа ( $T_{SIGNAL}$ )	4.0 мкс ( $T_{GI} + T_{FFT}$ )
Длительность защитного интервала ( $T_{GI}$ )	0.8 мкс ( $T_{FFT}/4$ )
Длительность короткой тренирующей послед-ти ( $T_{SHORT}$ )	8 мкс ( $10 \times T_{FFT}/4$ )
Длительность длинной тренирующей послед-ти ( $T_{LONG}$ )	8 мкс ( $2 \times T_{GI} + 2 \times T_{FFT}$ )

# Временная структура физического фрейма

- Фрейм PHY состоит из 3 частей (субфреймов):
  - Преамбула (PREAMBLE)
  - Поле SIGNAL
  - Передаваемые данные (DATA)



# Математическое описание (1/2)

- Передаваемый сигнал для произвольного фрейма имеет вид:

$$r_{\text{Re}}(t) = \text{Re}\{r(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$$

- Узкополосная огибающая  $r(t)$  состоит из отдельных OFDM символов

$$r_{\text{PACKET}}(t) = r_{\text{PREAMBLE}}(t) + r_{\text{SIGNAL}}(t - t_{\text{SIGNAL}}) + r_{\text{DATA}}(t - t_{\text{DATA}})$$

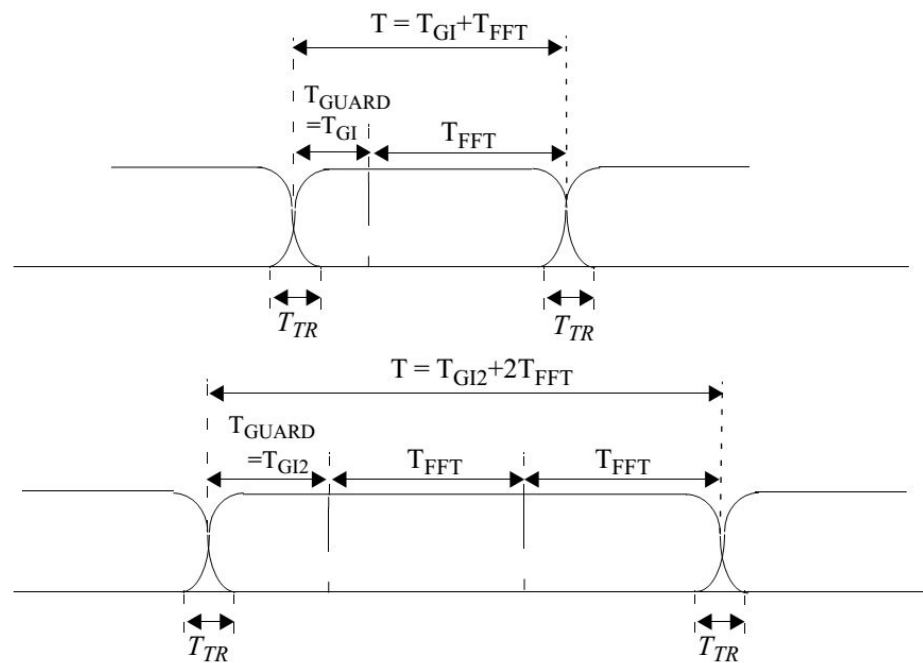
- Задержки  $t_{\text{SIGNAL}} = 16$  мкс и  $t_{\text{DATA}} = 20$  мкс показывают, что передача субфреймов SIGNAL и DATA начинается через 16 мкс и 20 мкс после начала передачи фрейма
- Все субфреймы (PREAMBLE, SIGNAL и DATA) формируются с помощью ОБПФ от набора соответствующих комплексных коэффициентов  $C_k$

$$r_{\text{SUBFRAME}}(t) = w_{T-\text{SUBFRAME}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} C_k \exp(j2\pi k \Delta_F)(t - T_{\text{GUARD}})$$

- Результирующий сигнал имеет период равный  $T_{\text{FFT}} = 1/\Delta_F$ , а задержка  $T_{\text{GUARD}}$  соответствует защитному интервалу, который используется для подавления межсимвольной интерференции в беспроводном канале СВЯЗИ

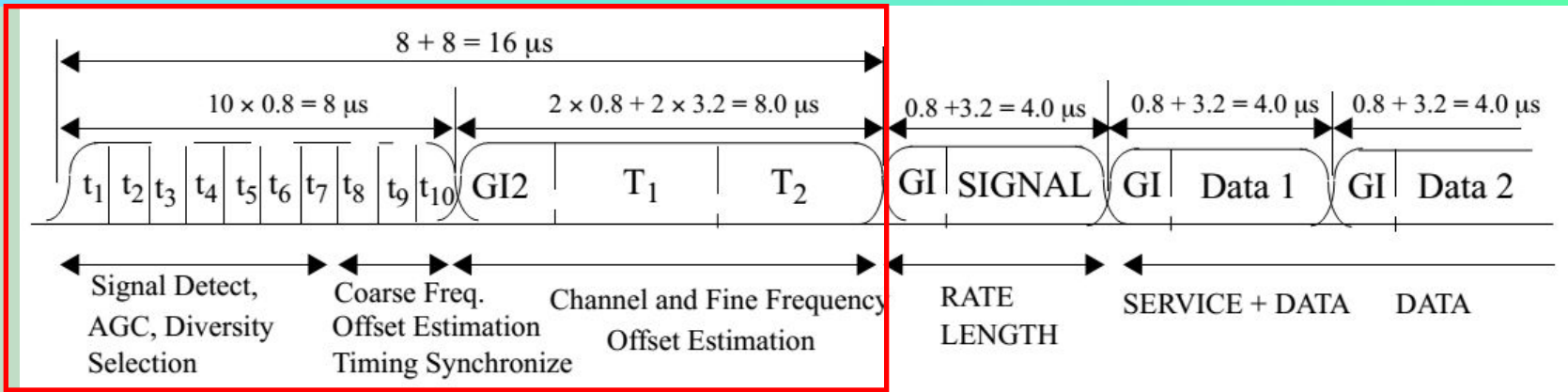
# Математическое описание (2/2)

- Длительность защитного интервала равна  $T_{GI} = 0.8$  мкс для OFDM символов данных и  $T_{GI2} = 2 * T_{GI} = 1.6$  мкс для длинной обучающей последовательности преамбулы
- Длительность сигнала может быть равной одному или двум периодам БПФ  $T_{FFT}$  (для длинной обучающей последовательности преамбулы)
- $w_{T-SUBFRAME}$  – функция окна, описывающая форму сигнала во временной обл. для предотвращения помех в соседние спектральные полосы в частотной обл.



$$w_T(t) = \begin{cases} \sin^2[0.5\pi(0.5 + t/T_{TR})], & (-0.5T_{TR} < t < 0.5T_{TR}) \\ 1, & (0.5T_{TR} < t < T - 0.5T_{TR}) \\ \sin^2[0.5\pi(0.5 - (t - T)/T_{TR})], & (T - 0.5T_{TR} < t < T + 0.5T_{TR}) \end{cases}$$

# Временная структура преамбулы



- Длительность преамбулы = 16 мкс
- Состоит из 10 коротких обучающих OFDM символов длительностью 0.8 мкс и 2 длинных обучающих OFDM символов длительностью 4 мкс
- Назначение
  - Короткие обучающие символы служат для детектирования (т.е. определения наличия) сигнала, а также для синхронизации и грубой оценки частотного сдвига между приёмником и передатчиком
  - Два длинных обучающих символа служат для точного оценивания сдвига частоты и оценки частотной характеристики беспроводного канала связи
- Модуляция
  - Короткая обучающая последовательность: BPSK (-1-j, 1+j)
  - Длинная обучающая последовательность: BPSK (-1, +1)



# Короткие обучающие символы преамбулы

- Передаются на 12 из 52 используемых поднесущих (3, 7, 11, 15, 19, 23, 31, 35, 39, 43, 47 и 51)
- Расстояние между используемыми поднесущими =  $4\Delta_F \Rightarrow$  период повторения коротких символов = 0.8 мкс
- Комплексные амплитуды поднесущих записываются в виде вектора

$$S = \sqrt{13/6} * (0,0,1 + j,0,0,0,-1 - j,0,0,0,1 + j,0,0,0,-1 - j,0,0,0,-1 - j,0,0,0,1 + j,0,0,0,0,0,0,0,-1 - j,0,0,0,-1 - j,0,0,0,1 + j,0,0,0,1 + j,0,0,0,1 + j,0,0,0,1 + j,0,0)$$

- Соответствующий сигнал

$$r_{SHORT} = w_{T-SHORT}(t) \sum_{k=-26}^{26} S_k \exp(j2\pi k\Delta_F t)$$

- $w_{T-SHORT}(t)$  – функция огибающей импульса

# Длинные обучающие символы преамбулы

- Передаются на всех используемых 52 поднесущих
- Комплексные амплитуды поднесущих записываются в виде вектора из 53 элементов (0 соответствует неиспользуемой центральной поднесущей частоте)

$$L = (1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, \\ 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1)$$

- Соответствующий длинный обучающий OFDM сигнал имеет вид

$$r_{LONG} = w_{T-LONG}(t) \sum_{k=-26}^{26} L_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{GI2}))$$

- Огибающая сигнала преамбулы

$$r_{PREAMBLE}(t) = r_{SHORT}(t) + r_{LONG}(t - T_{SHORT})$$

- Задержка  $T_{SHORT} = 8$  мкс показывают, что передача длинных тренирующих OFDM символов начинается через 8 мкс, после начала передачи фрейма
- Для формирования сигнала во временной обл. используется 64-точечное ОБПФ, где число используемых в стандарте поднесущих 52
  - Поэтому 52 коэффициента  $C_k$  дополняются до 64 с помощью 12 нулевых коэффициентов

# Временная структура субфрейма SIGNAL

RATE (4 bits)				LENGTH (12 bits)													SIGNAL TAIL (6 bits)						
R1	R2	R3	R4	R	LSB											MSB	P	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23

- Субфрейм SIGNAL состоит из 1 OFDM символа длительностью 4 мкс
- Информация субфрейма SIGNAL состоит из 24 бит
  - Первые 4 бита из поля RATE используются для индикации скорости передачи данных
  - 5-ый бит зарезервирован на будущее
  - Следующие 12 бит (поле LENGTH) применяются для сообщения о длительности данных, которые будут переданы в этом фрейме
  - 18-ый бит – бит четности
  - Последние 6 бит (поле SIGNAL TAIL) – это нулевые биты, необходимые для приведения регистров декодера в нулевое состояние
- Используется BPSK-модуляция со скоростью кодирования 1/2

Скорость (Мбит/с)	Значения бит (R1 – R4)
6	1101
9	1111
12	0101
18	0111
24	1001
36	1011
48	0001
54	0011

# Временная структура субфрейма DATA

- Субфрейм данных состоит из четырех полей: SERVICE, PSDU, TAIL, Pad Bits
  - SERVICE состоит из 16 бит
    - Первые 7 бит - нулевые биты, используются для синхронизации дескранблера на приёмном конце линии со скрэмблером на передающем конце линии
    - Остальные биты (нулевые) зарезервированы на будущее
  - PSDU (информационное поле) содержит непосредственно передаваемые данные
    - Его длительность является переменной
  - TAIL состоит из 6 нулевых бит, необходимых для приведения регистров декодера в нулевое состояние
  - Pad Bits состоит из добавленных бит, число которых выбирается из условия, чтобы длина поля PSDU была бы кратной числу кодированных бит в OFDM-символе ( $N_{\text{CBPS}} = 48, 96, 192$  или  $288$  бит)
    - Для этого длина сообщения должна быть увеличена дополнительными нулевыми битами (“набивочные” биты)
- Все биты субфрейма подвергаются скрэмблированию путем их перестановки

# DATA: Формирование OFDM СИМВОЛОВ (1/3)

- Для формирования субфрейма DATA во временной обл. поток комплексных чисел (модулирующих символов) разбивается на группы по  $N_{SD} = 48$  чисел

$$d_{k,n} = d_{k+N_{SD} \cdot n}, \quad k = 0, \dots, N_{SD} - 1, \quad n = 0, \dots, N_{SYM} - 1,$$

- обозначение комплексного числа для отображения на  $k$ -ю поднесущую  $n$ -го OFDM символа ( $N_{SYM}$  – количество OFDM символов)

- OFDM символ ( $N_{ST} = 52$ , общее количество используемых поднесущих)

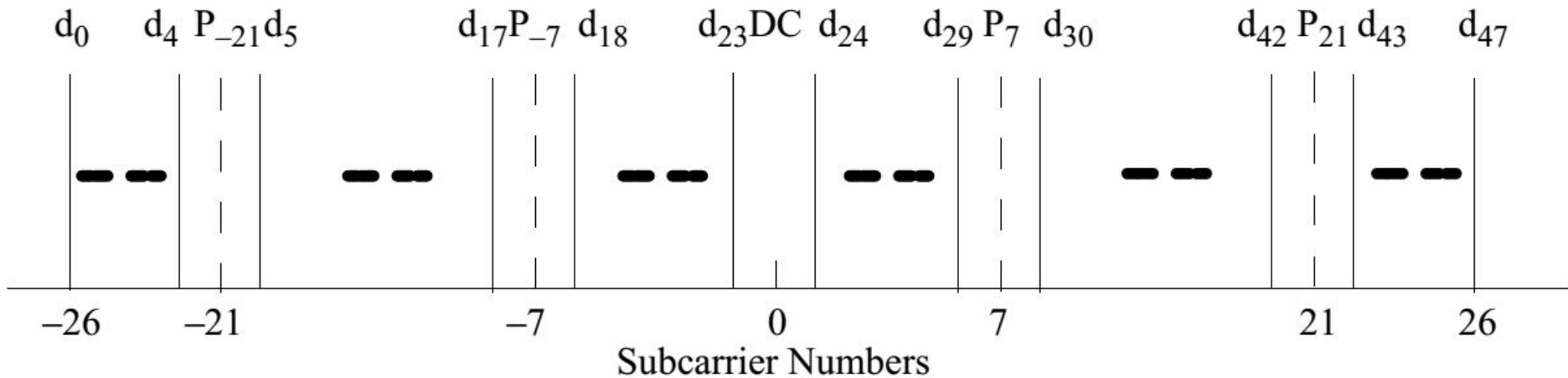
$$r_{DATA,n}(t) = w_{TSYM}(t) \cdot \left( \sum_{k=0}^{N_{SD}-1} d_{k,n} \cdot \exp(j2\pi M(k)\Delta_F(t - T_{GI})) + p_{n+1} \cdot \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} p_k \cdot \exp(j2\pi k\Delta_F(t - T_{GI})) \right)$$

- $M(k)$  – функция отображения номера поднесущей ( $0 \div 47$ ) в номер частотного смещения ( $-26 \div 26$ ), пропуская номера пилотных поднесущих и центральную частоту (поднесущая с номером 0)

$$M(k) = \begin{cases} k - 26, & 0 \leq k \leq 4 \\ k - 25, & 5 \leq k \leq 17 \\ k - 24, & 18 \leq k \leq 23 \\ k - 23, & 24 \leq k \leq 29 \\ k - 22, & 30 \leq k \leq 42 \\ k - 21, & 43 \leq k \leq 47 \end{cases}$$



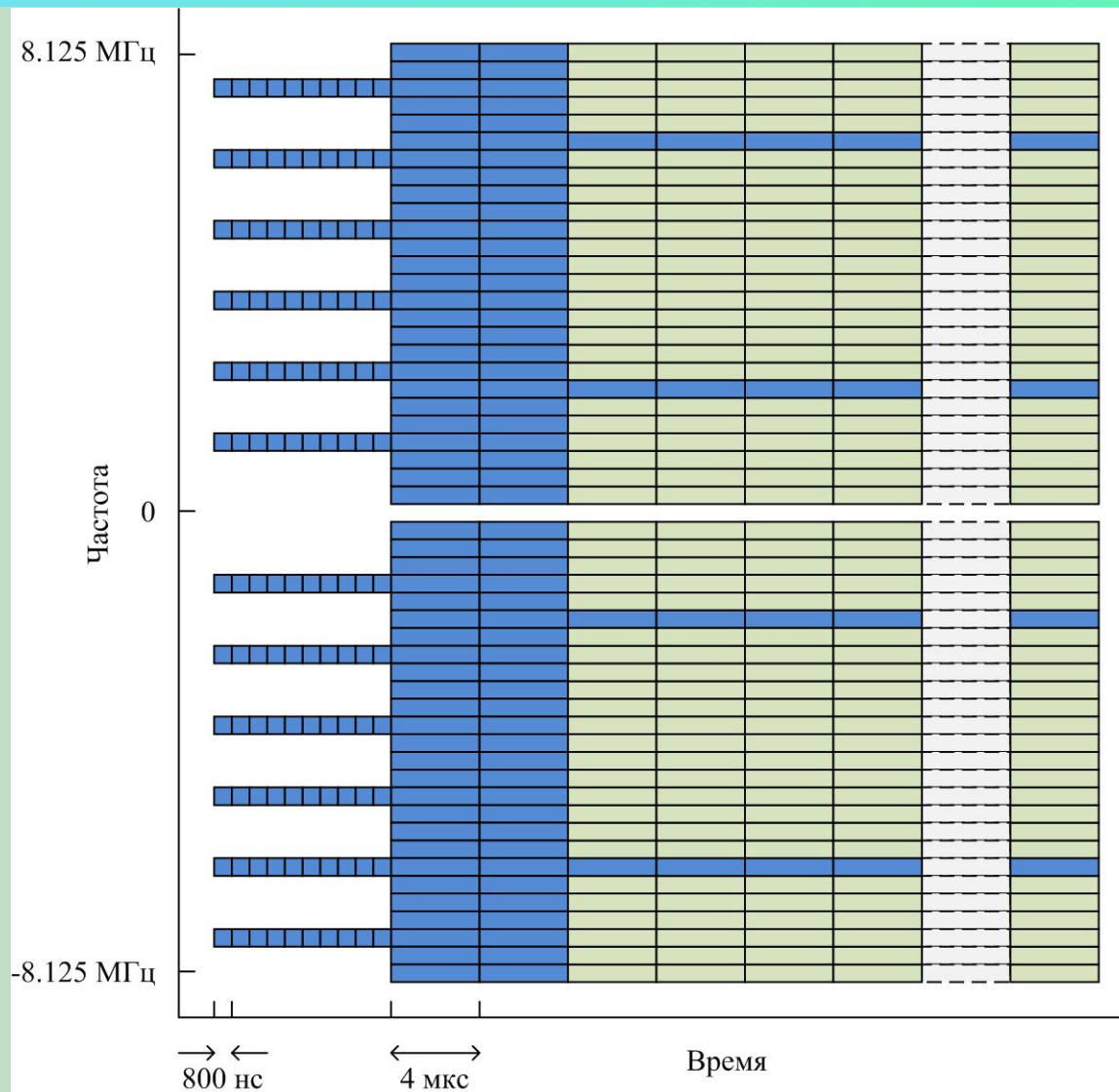
# DATA: Формирование OFDM СИМВОЛОВ (3/3)



- Для избегания трудностей при ЦАП и АЦП, отображение на центральную (нулевой - DC) поднесущую не используется
- Математическая запись последовательности, состоящей из  $N_{SYM}$  OFDM символов:

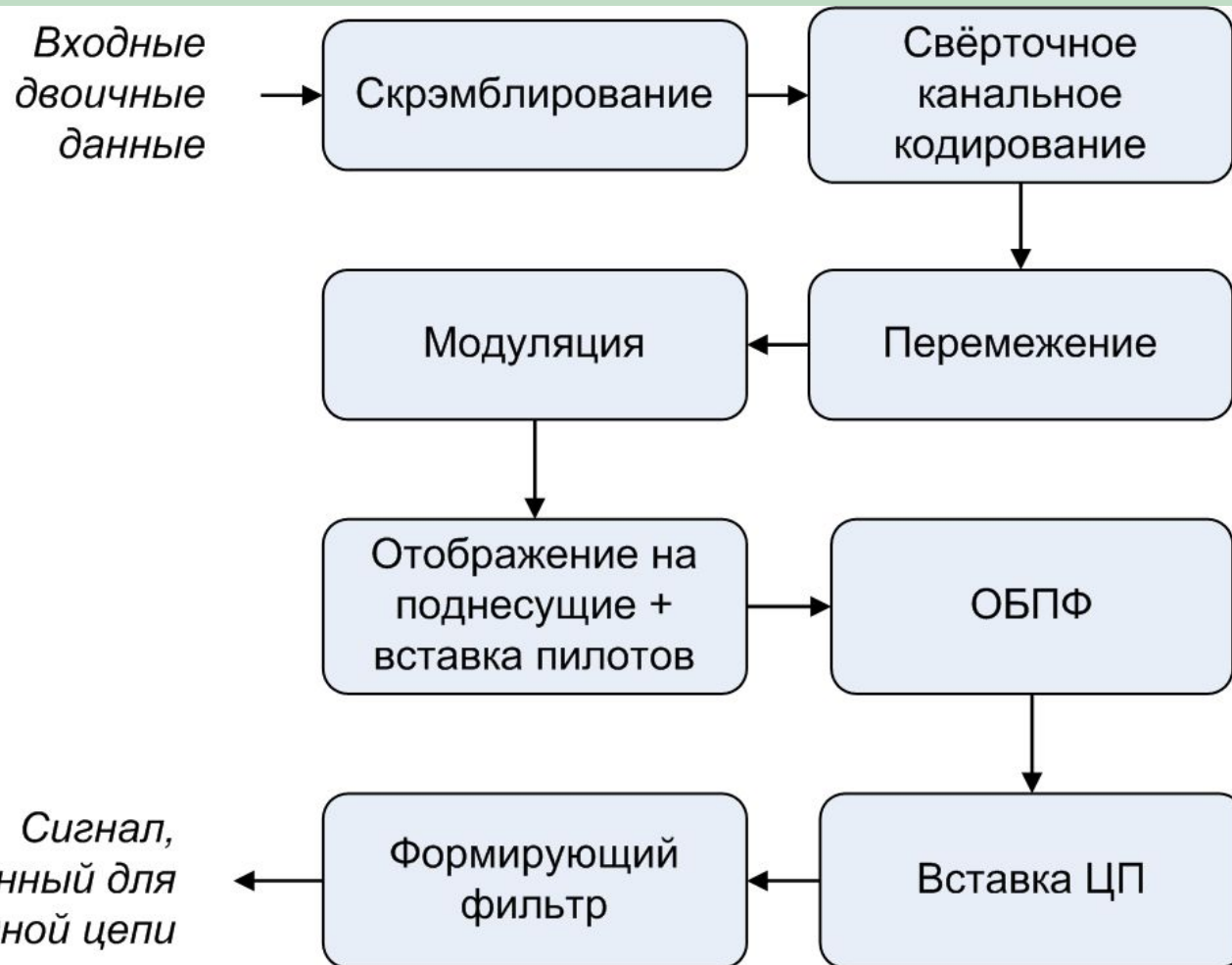
$$r_{DATA}(t) = \sum_{n=0}^{N_{SYM}-1} r_{DATA,n}(t - nT_{SYM})$$

# Частотная структура фрейма



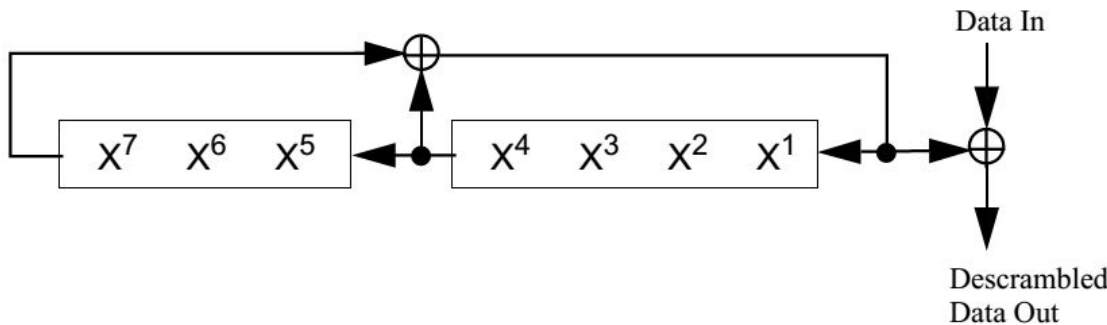


# Основные операции РНУ при передаче сигнала



# Скрэмблирование (1/2)

- Данные поля DATA зашифрованы фрейм-синхронизированным скрэмблером длины 127
- Образующий полином скрэмблера:  
 $S(x) = x^7 + x^4 + 1$



Повторяющаяся 127  
битовая  
последовательность,  
генерируемая  
скрэмблером, при условии  
что исходное состояние  
11111111 (“все единицы”)

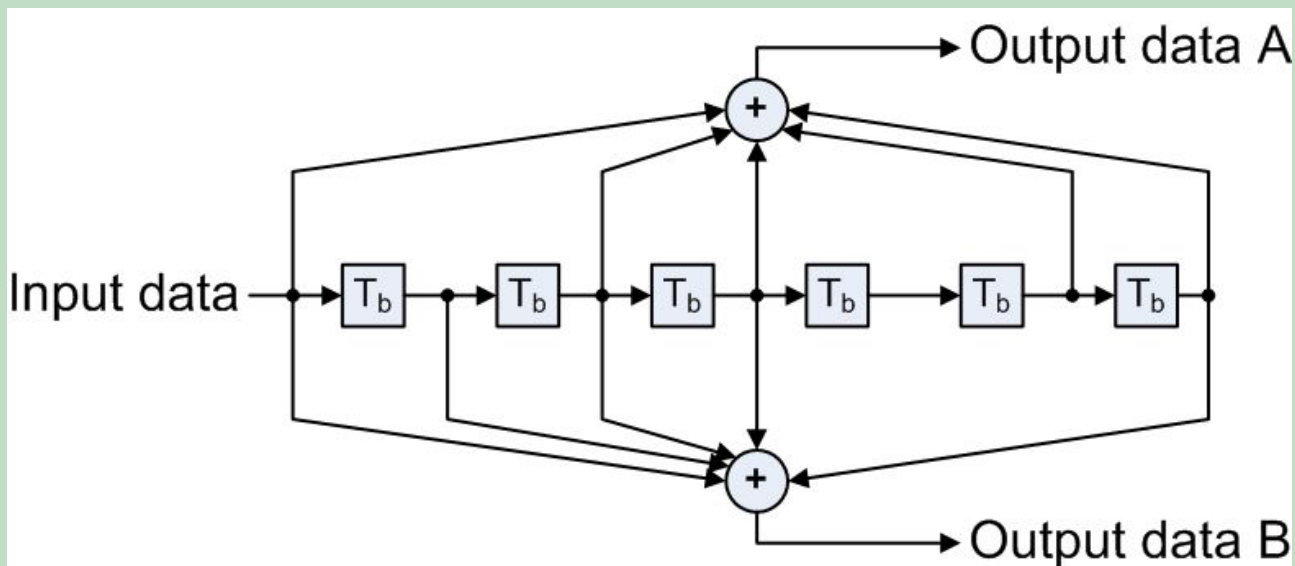
00001110 11110010 11001001 00000010 00100110 00101110 10110110 00001100  
11010100 11100111 10110100 00101010 11111010 01010001 10111000 11111111

# Скрэмблирование (2/2)

- Скрэмблер используется на передающей стороне (скрэмблирование передаваемых данных) и на приемной стороне (дескрэмблирование принимаемых данных)
- Перед началом операции, скрэмблер на передающей стороне должен быть инициализирован псевдослучайной ненулевой последовательностью
- Семь первых бит поля SERVICE имеют нулевые значения перед скрэмблированием, чтобы дескрэмблер на приемной стороне смог оценить исходное состояние скрэмблера передатчика и осуществить дескрэмблирование данных
- Процедура дескрэмблирования аналогична скрэмблированию

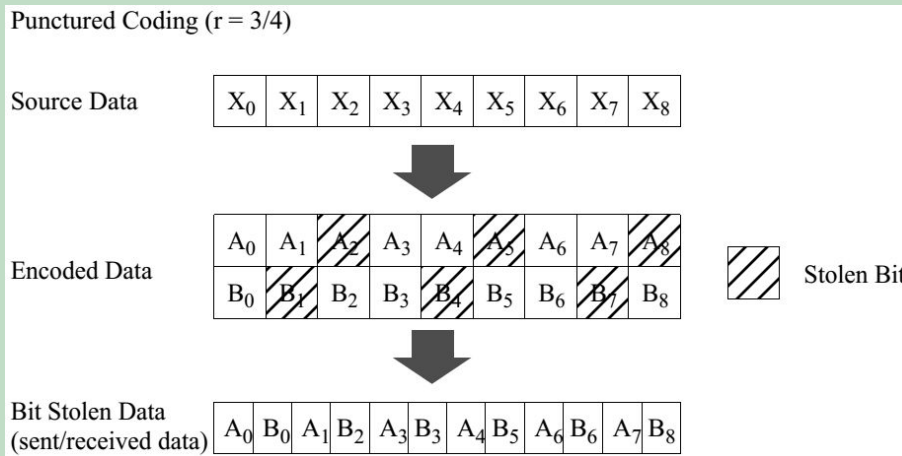
# Процедура свёрточного кодирования

- Используется единый свёрточный кодер со следующими параметрами:
  - Генераторные полиномы:
    - $g_A = 133_8 = 001\ 011\ 011_2$ ,
    - $g_B = 171_8 = 001\ 111\ 001_2$
  - Базовая скорость кодирования:  $R_C = 1/2$
  - Длина кодового ограничения:  $K = 7$

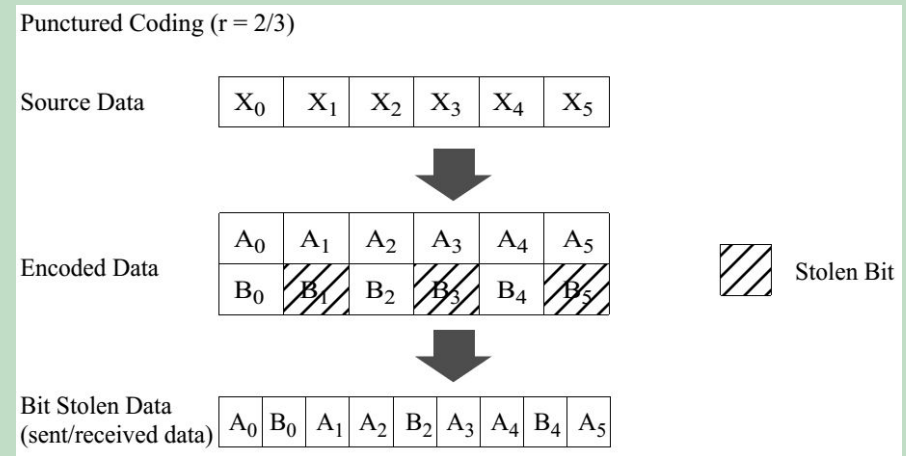


# Выкалывание бит

- Дополнительные 2 значения скорости кодирования  $R = 3/4$  и  $R = 2/3$  обеспечиваются с помощью процедуры выкалывания бит (puncturing)



Скорость кодирования  $R = 3/4$



Скорость кодирования  $R = 2/3$

# Перемежение (интерливинг, interleaving)

- Размер блока интерливера соответствует числу кодированных бит на OFDM символ
- Интерливер осуществляет двухфазовую перестановку бит в последовательности
  - 1-ая фаза обеспечивает ситуацию, при которой смежные биты исходной последовательности находились бы на разных (несмежных) поднесущих
  - 2-ая фаза перестановок необходима, чтобы смежные биты исходной последовательности были бы перенесены попеременно на менее и более старшие разряды сигнального созвездия отображения символов. Это важно, потому что в созвездиях высшего порядка самые младшие биты (LSB) часто передаются с меньшей надежностью

# Интерливинг (Продолжение)

- Соотношение между индексами входной и выходной последовательностей

- 1-ая фаза

$$i = \frac{N_{CBPS}}{16} \cdot \text{mod}(k, 16) + \text{floor}\left(\frac{k}{16}\right), \quad k = \overline{0, N_{CBPS} - 1}$$

- 2-ая фаза

$$\begin{cases} j = s \cdot \text{floor}\left(\frac{i}{s}\right) + \text{mod}\left[\left(i + N_{CBPS} - \text{floor}\left(\frac{16 \cdot i}{N_{CBPS}}\right)\right), s \right], & i = \overline{0, N_{CBPS} - 1} \\ s = \max\left(\frac{N_{BPSC}}{2}, 2\right) \end{cases}$$

$\text{mod}(x, y)$  – функция, возвращающая остаток от деления  $x$  на  $y$

$\text{floor}(y)$  – функция, возвращающая ближайшее целое число  $\leq y$

$k$  - индекс бита кодированной последовательности до 1-ой фазы перестановок

$i$  - индекс того же бита после 1-ой фазы перестановок,

$j$  - индекс  $k$ -го бита после 2-ой фазы перестановок

$N_{BPSC}$  - число кодированных бит на поднесущую

# Деинтерливинг

- Деинтерливер выполняет обратную операцию, также осуществляя двухфазовую перестановку битов
  - 1-ая фаза

$$i = s \cdot \text{floor}\left(\frac{j}{s}\right) + \text{mod}\left[\left(j + \text{floor}\left(\frac{16 \cdot j}{N_{CBPS}}\right)\right), s\right], \quad j = \overline{0, N_{CBPS} - 1}$$

- 2-ая фаза

$$k = 16 \cdot i - (N_{CBPS} - 1) \cdot \text{floor}\left(\frac{16 \cdot i}{N_{CBPS}}\right), \quad i = \overline{0, N_{CBPS} - 1}$$

$j$  - исходный индекс бита в полученной кодированной последовательности  
 $i$  - индекс того же бита после первой фазы перестановок  
 $k$  - индекс бита после второй фазы перестановок



# Модуляция

Скорость передачи, Мбит/с	Модуляция	Скорость кодирования	Число кодир. бит на поднесущую, $N_{\text{BPSC}}$	Число кодир. бит на OFDM символ, $N_{\text{CBPS}}$	Число бит данных на OFDM символ, $N_{\text{DBPS}}$
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

- Скорости 6, 12 и 24 Мбит/сек поддерживаются в обязательном порядке

# BPSK, QPSK, 16QAM

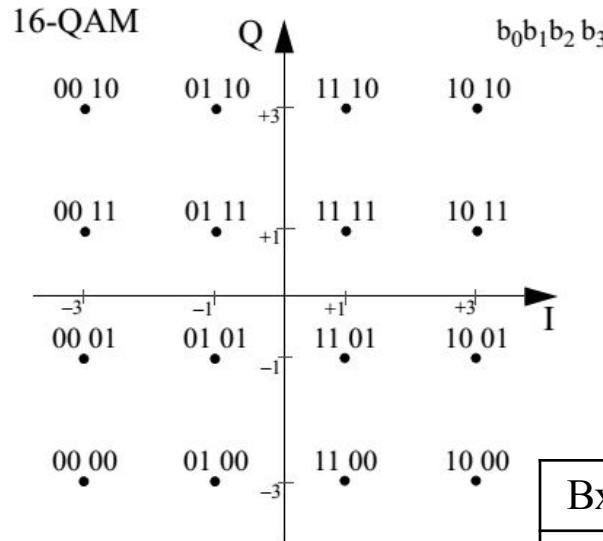
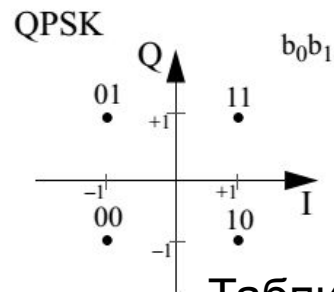
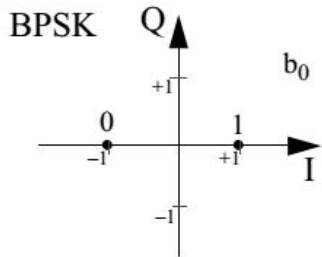


Таблица 16QAM,  $K_{MOD} = 1/\sqrt{10}$

Вход $b_0 b_1$	I-выход	Вход $b_2 b_3$	Q-выход
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	1	11	1
10	3	10	3

Таблица BPSK,  $K_{MOD} = 1$

Вход $b_0$	I-выход	Q-выход
0	-1	0
1	1	0

Таблица QPSK,  $K_{MOD} = 1/\sqrt{2}$

Вход $b_0$	I-выход	Вход $b_1$	Q-выход
0	-1	0	-1
1	1	1	1

Результат преобразования группы бит в комплексное число  $d =$

$$K_{MOD}(I + jQ)$$

$I, Q$  – реальная и мнимая квадратуры

$K_{MOD}$  – нормирующий множитель

# 64QAM

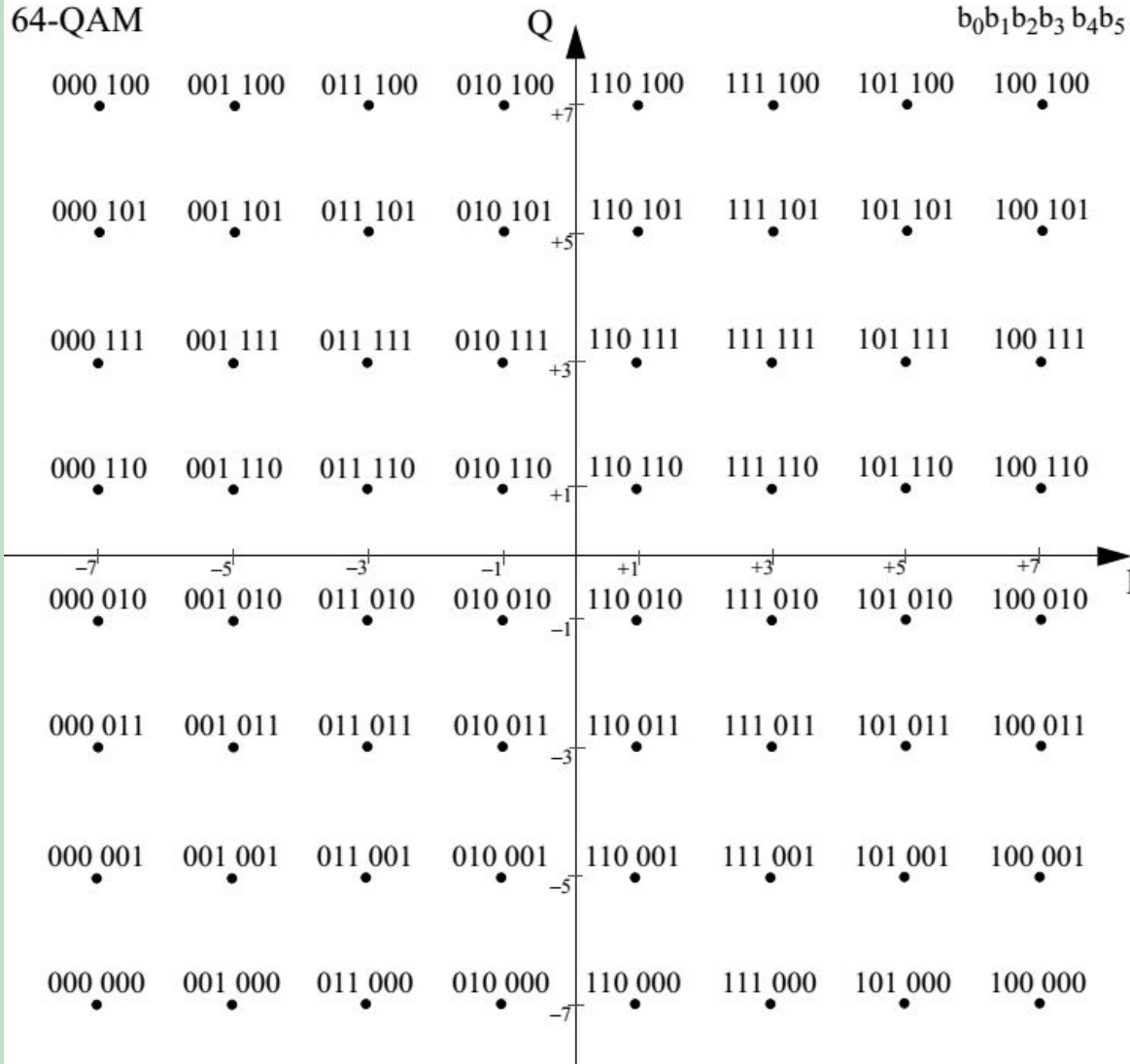


Таблица 16QAM,  $K_{MOD} = 1/\sqrt{42}$

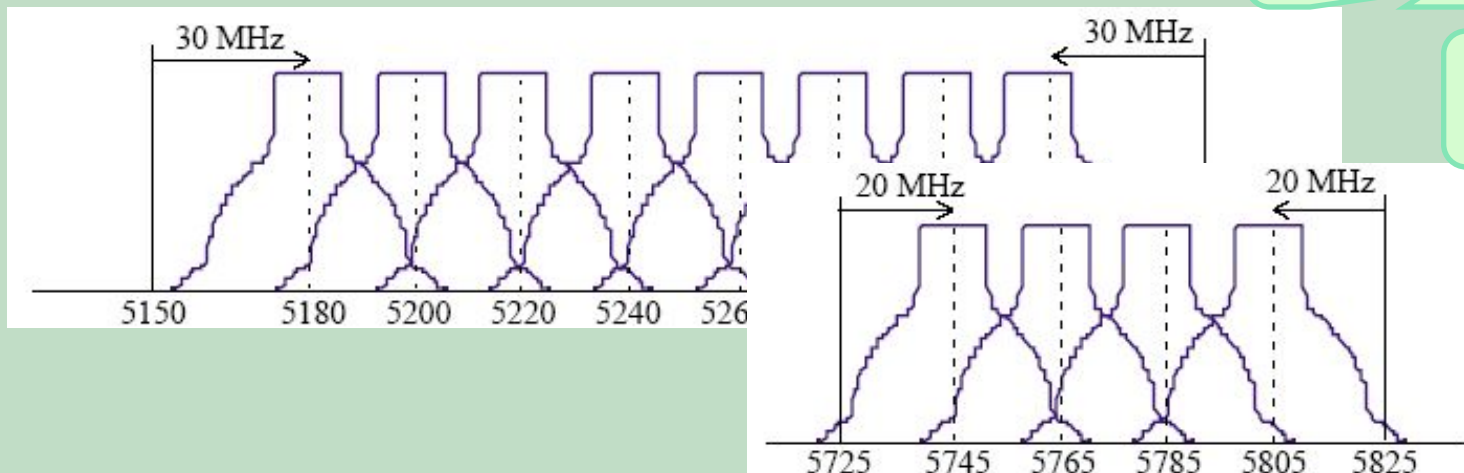
Вход $b_0 b_1 b_2$	I- ВЫХОД	Вход $b_3$ $b_4 b_5$	Q- ВЫХОД
000	-7	000	-7
001	-5	001	-5
011	-3	011	-3
010	-1	010	-1
110	1	110	1
111	3	111	3
101	5	101	5
100	7	100	7

# Используемые диапазоны частот (channelization)

- Стандарт предписывает передачу сигналов в нелицензионных диапазонах национальной информационной инфраструктуры США U-NII (unlicensed national information infrastructure)
  - 5,15÷5,25 ГГц, 5,25÷5,35 ГГц и 5,725÷5,825 ГГц
- Стандарт регламентирует использование каналов шириной 20 МГц и определяет по 4 канала для каждого из 3 поддиапазонов
- Центральные частоты равны (МГц)  $f_{0i} = 5000 + 5 \times i$  ( $i = 0, 2, \dots, 200$ )
  - Первый поддиапазон  $i = 36, 40, 44, 48$
  - Второй поддиапазон  $i = 52, 56, 60, 64$
  - Третий поддиапазон  $i = 149, 153, 157, 161$

1-ый и 2-ой  
поддиапазоны

3-ий  
поддиапазон



# Спектральная маска

- Максимальный уровень излучаемой мощности при усилении антенны не более 6 дБ составляет 40 мВт (2,5 мВт/МГц), 200 мВт (12,5 мВт/МГц) и 800 мВт (50 мВт/МГц) в 1-ом, 2-ом и 3-ем поддиапазонах, соотв.
- Спектральная плотность мощности передаваемого сигнала должна быть в пределах спектральной маски
- Спектр может быть прямоугольным в диапазоне шириной до 18 МГц, ширина спектра не должна превышать 22 МГц, 40 МГц и 60 МГц по уровню -20 дБ, -28 дБ и -40 дБ



# Вероятность пакетных ошибок

- Вероятность пакетных (фреймовых) ошибок (Packet Error Rate, PER) не должна превышать 10% для пакета длиной 1000 бит и при уровне сигнала на входе антенны -82, -81, -79, -77, -74, -70, -66 и -65 дБ относительно мВт, для скоростей передачи данных 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 и 54 Мбит/с, соответственно
- Приемник должен обеспечить максимальную вероятность пакетных ошибок не более 10% при длине пакета 1000 бит и при максимальной величине сигнала на входе антенны -30 дБ относительно мВт для всех скоростей передачи данных
- Допустимые ошибки в амплитуде при модуляции
  - Относительные среднеквадратические ошибки, усредненные по всем частотам, не должны превышать следующих величин: -5, -8, -10, -13, -16, -19, -22 и -25 дБ для скоростей передачи данных 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 и 54 Мбит/с, соответственно

# Влияние неидеальности частотной синхронизации

- Спектр сигнала, передаваемого на  $k$ -ой поднесущей

$$S_k(f) = \text{sinc}\left(\frac{f - f_k}{\Delta f}\right), \quad \text{sinc}(f) = \frac{\sin \pi f}{\pi f}$$

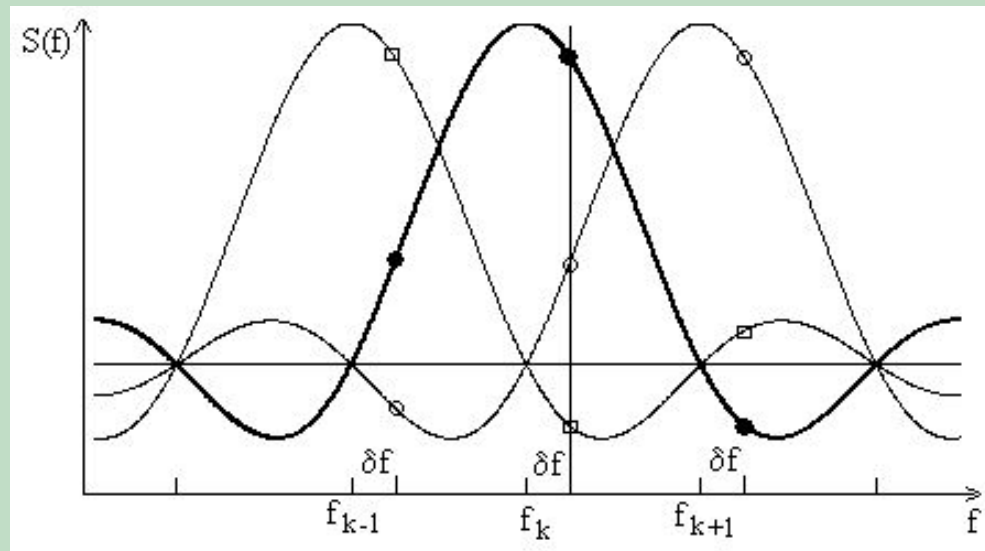
- БПФ на приемнике при идеальной синхронизации поднесущих на передатчике и приемнике

$$g_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N x(n) \exp(j2\pi f_k n \Delta t)$$

- БПФ на приемнике при ошибке  $\delta f$  синхронизации поднесущих на передатчике и приемнике

$$g_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N x(n) \exp[j2\pi (f_k + \delta f) n \Delta t]$$

# Влияние неидеальности частотной синхронизации



- Из-за ошибки синхронизации
  - сигнал на  $k$ -ой поднесущей уменьшается
  - появляется помеха между поднесущими (inter-subcarrier interference, ISI)



# Мощность помех между поднесущими

- Помеха между поднесущими

$$I_k = \sum_{j=1, j \neq k} d_j S_j(f_k + \delta f)$$

- Символ  $d_j$ , передаваемый на  $j$ -ой поднесущей, является случайным. Поэтому, помеха  $I_k$  также является случайной величиной. При большом числе поднесущих помеха  $I_k$  в соответствии с ЦПТ подчиняется гауссовой статистике (гауссов шум с нулевым средним и дисперсией)

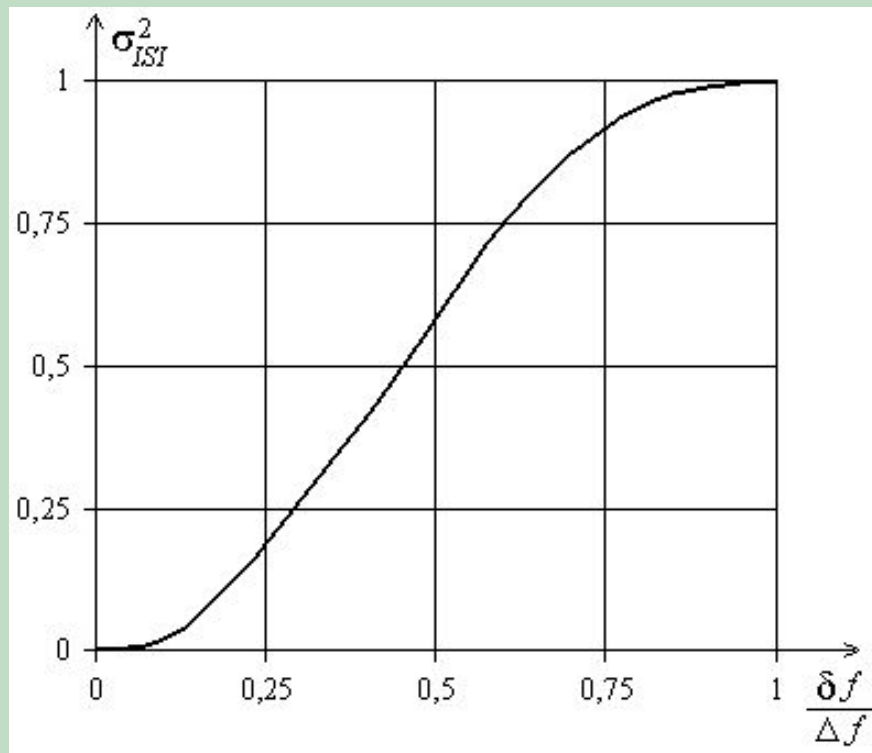
$$(\sigma_{ISI}^2)_k = \sum_{j=1, j \neq k} \sigma_j^2 |S_j(f_k + \delta f)|^2 \quad (\sigma_j^2 = \sigma^2) \quad \text{- дисперсия передаваемых символов (не зависит от номера поднесущей)}$$

- Имеем  $S_j(f_k + \delta f) = \text{sinc}\left((k-j) + \frac{\delta f}{\Delta f}\right)$

- Тогда  $\sigma_{ISI}^2 = \sigma^2 \sum_{j=1, j \neq k} \left| \text{sinc}\left((k-j) + \frac{\delta f}{\Delta f}\right) \right|^2$

# Зависимость мощности помех от величины частотной расстойки

- Дисперсия помехи между поднесущими для размерности БПФ 64, 512 и 4096 (соответствующие кривые совпадают)



**Основной вклад в помеху вносят только ближние поднесущие**

# ОСШ при неидеальной частотной синхронизации

- Коэффициент уменьшения амплитуды сигнала из-за ошибки синхронизации:  $\text{sinc}(\delta f / \Delta f)$

- Эквивалентное ОСШ 
$$\tilde{\gamma}_k = \gamma_k \frac{\text{sinc}(\delta f / \Delta f) \cdot \sigma^2}{\gamma_k \cdot \sigma_{ISI}^2 + \sigma^2}$$

$\gamma_k$  – ОСШ при идеальной синхронизации при  $\delta f = 0$

- При неограниченном увеличении ОСШ  $\gamma_k$ , или при неограниченном увеличении мощности передатчика эквивалентное ОСШ стремится к конечному пределу

$$\tilde{\gamma} \xrightarrow{\gamma_k \rightarrow \infty} \frac{\text{sinc}(\delta f / \Delta f) \cdot \sigma^2}{\sigma_{ISI}^2}$$

- Пример: QPSK сигналы единичной мощности  $d_k = \frac{(\pm 1 \pm j)}{\sqrt{2}}$ 
  - Среднее значение  $\langle d_k \rangle = 0$ , дисперсия  $\sigma^2 = 1$
  - Относительная ошибка синхронизации  $\delta f / \Delta f = 0.25 \Rightarrow$   
ОСШ<sub>max</sub>  $\approx 13.5$  дБ
  - Относительная ошибка синхронизации  $\delta f / \Delta f = 0.1 \Rightarrow$   
ОСШ<sub>max</sub>  $\approx 32$  дБ

# Влияние неидеальности временной синхронизации

- Ошибка синхронизации по времени не приводит к появлению помехи между поднесущими
- Однако, если область времени, на которой выполняется БПФ на приёмнике, захватывает выборки из двух последовательных символов, то появляется межсимвольная помеха
- Сдвиг  $\delta t$  по времени приводит в спектре сигнала к дополнительному фазовому множителю  $\exp(j2\pi f\delta t)$  из-за св-ва преобразования Фурье
  - Фазовый сдвиг между соседними поднесущими будет составлять  $\Delta\phi = 2\pi\Delta f\delta t$
- Если  $\delta t = m\Delta t$ , где  $\Delta t$  – интервал времени между выборками, то  $\Delta\phi = 2\pi m/N$
- Поворот фазы приводит к повороту диаграммы отображения бит в символы, т.е. к ошибкам при демодуляции передаваемых данных.
  - Величина ошибки демодуляции зависит от типа модуляции

# Совместное влияние ошибок синхронизации (1/3)

- Предположим, что имеются ошибки синхронизации по частоте ( $\delta f$ ) и времени ( $\delta t$ )
- Помеху между поднесущими можно учесть добавляя к дисперсии собственных шумов дисперсию помехи между поднесущими

$$\sigma_{ISI}^2 = \sigma^2 \sum_{j=1, j \neq k} \left| \text{sinc} \left( (k-j) + \frac{\delta f}{\Delta f} \right) \right|^2$$

- Если ошибок синхронизации нет, то в результате БПФ, выполняемого на приемной стороне, сигнал на  $m$ -ой поднесущей ( $z_m$  – гауссов шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_0^2$ )

$$g_m = \sqrt{N} H_m d_m + z_m$$

- При наличии ошибок синхронизации

$$g_m^{(k)} = \sqrt{N} H_m^{(k)} d_m^{(k)} \text{sinc}(\delta f / \Delta f) \exp(-j\Psi_m^{(k)}) + z_m^{(k)},$$

$$\Psi_m^{(k)} = \theta_0 + 2\pi\delta f (kT_s + 0.5N\Delta t + \delta t) + 2\pi\delta t (m\Delta f).$$

$\theta_0$  смещение фазы на несущей частоте, верх. индекс  $k$  обозначает номер OFDM символа

- Считается, что поднесущие частоты расположены симметрично относительно центральной частоты  $f_m = f_0 + m\Delta f$ ,  $m = -N/2, \dots, N/2$ ,  $m \neq 0$

# Совместное влияние ошибок синхронизации (2/3)

$$g_m^{(k)} = \sqrt{N_F} H_m^{(k)} d_m^{(k)} \text{sinc}(\delta f / \Delta f) \exp(-j\Psi_m^{(k)}) + z_m^{(k)},$$
$$\Psi_m^{(k)} = \theta_0 + 2\pi\delta f (kT_s + 0.5N\Delta t + \delta t) + 2\pi\delta t (m\Delta f).$$

- Из формулы следует:
  - имеется общий поворот фазы сигнала на всех поднесущих из-за частотного смещения  $\delta f$  и смещения  $\theta_0$  фазы на несущей частоте (первые два слагаемых)
  - общий поворот фазы увеличивается с увеличением номера  $k$  OFDM символа (слагаемое  $2\pi\delta f k T_s$ )
  - частотное смещение  $\delta f$  приводит к ослаблению сигнала на всех поднесущих (множитель  $\text{sinc}(\delta f / \Delta f)$ ), а также к появлению помехи между поднесущими
  - ошибка синхронизации по времени (т.е. ошибка определения стартового положения OFDM символа)  $\delta t$  приводит к прогрессивно нарастающему фазовому повороту, пропорциональному номеру  $m$  поднесущей (последнее слагаемое)

# Совместное влияние ошибок синхронизации (3/3)

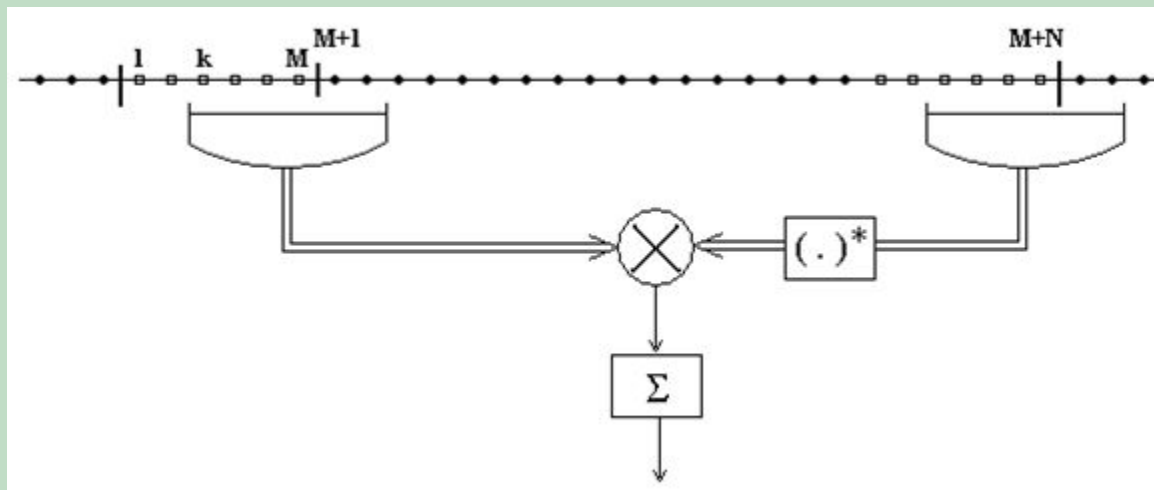
- Обозначим  $\delta t' = \delta t / \Delta t$  ( $\delta t$  – временное расстояние между выборками)
- Фазовый поворот (например, на  $90^\circ$ ) будет достигаться, если

$$2\pi\delta t(m\Delta f) = 2\pi\delta t'\Delta t m\Delta f = \frac{2\pi\delta t'\Delta t m}{T_s} = \frac{2\pi}{N}\delta t'm = \frac{\pi}{2} \leftarrow \delta t' = \frac{N}{4m}$$

- Имеем, что фазовый сдвиг равный  $90^\circ$  на первой поднесущей ( $m=1$ ) соответствует ошибке синхронизации по времени равной 32 выборкам при использовании 128 поднесущих
- На поднесущих с большими номерами фазовый сдвиг увеличивается пропорционально номеру поднесущей
- Если ограничить  $90^\circ$  фазовый сдвиг крайних поднесущих ( $m = N/2$ ), то ошибка синхронизации  $\delta t$  не должна превышать величины  $\Delta t/2$

# Символьная синхронизация «вслепую» в OFDM системе

- Часть выборок ( $M$  выборок) из хвостовой части каждого символа переставляется вперед для образования циклического префикса (ЦП)
- ЦП в последовательности передаваемых OFDM сигналов дает возможность выполнять символьную синхронизацию без специальных синхросигналов (синхронизация «вслепую»)
- Будем пренебрегать собственным шумом и считать коэффициент передачи канала постоянным на рассматриваемом интервале двух OFDM-символов. Пусть также в канале нет задержанных сигналов (однолучевой канал)
- OFDM-символ состоит из  $N+M$  выборок





# Начало окна совпадает с началом OFDM-символа ( $k = 0$ )

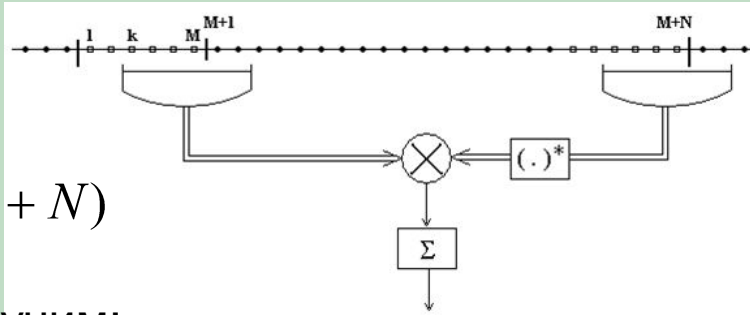
- Процедура синхронизации представляет собой корреляционную обработку сигналов (индекс  $k$  означает сдвиг начала окна относительно начала OFDM-символа)

$$y_k = \frac{1}{M} \sum_{n=k}^{k+M} x(n)x^*(n+N)$$

- $x(n) = h_0 s(n)$  –  $n$ -ая выборка принятого сигнала,  $s(n)$  –  $n$ -ая выборка передаваемого сигнала,  $h_0$  – коэффициент передачи канала
- Начало окна совпадает с началом OFDM-символа ( $k = 0$ )
  - В левую часть окна попадают  $1, 2, \dots, M$  выборки
  - В правую часть окна:  $N+1, N+2, \dots, N+M$  выборки

- Сигнал на выходе схемы синхронизации

$$y_0 = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M h_0 s(n) \cdot h_0^* s^*(n+N)$$



- С учётом  $s(n+N) = s(n)$  для  $n = 1, 2, \dots, M$  получим:

$$y_0 = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |h_0 s(n)|^2$$

# Начало окна сдвинуто на $k$ - выборок вправо

- В левую часть окна попадают  $k+1, k+2, \dots, k+M$  выборки
- В правую часть окна:  $k+N+1, k+N+2, \dots, k+N+M$  выборки
- Сигнал на выходе коррелятора

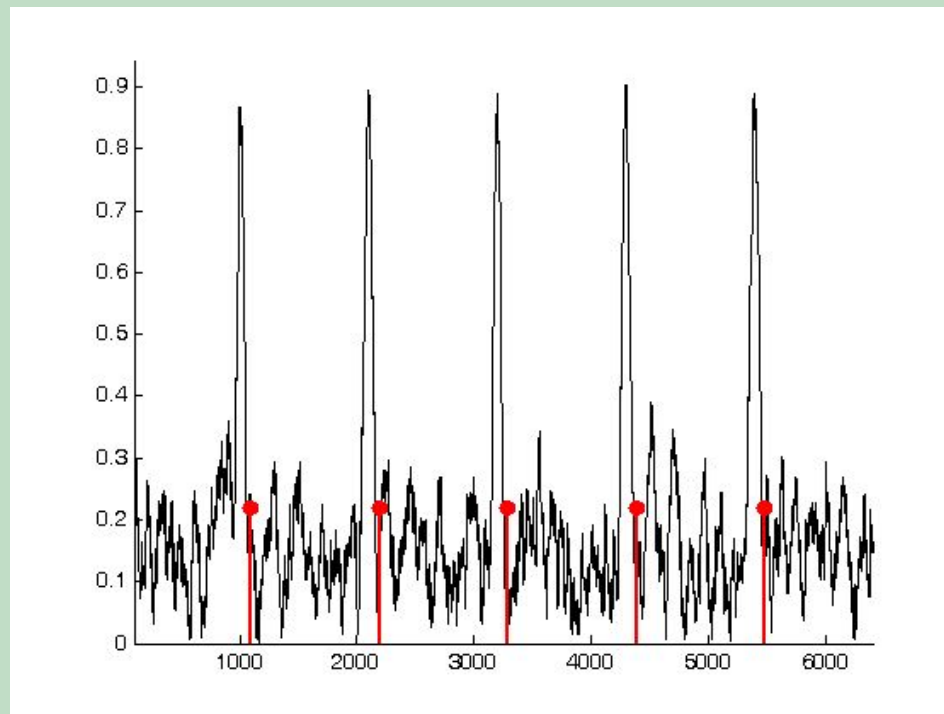
$$y_k = \frac{1}{M} \sum_{n=k+1}^{M+k} h_0 s(n) \cdot h_0^* s^*(n+N) = \frac{1}{M} \sum_{n=k+1}^M |h_0 s(n)|^2 + \frac{1}{M} \sum_{n=M+1}^{M+k} |h_0|^2 s(n) s^*(n+N)$$

- Приблизённо

$$y_k \approx \begin{cases} \langle |s(n)|^2 \rangle |h_0|^2 \left(1 - \frac{k}{M}\right), & k = 0, 1, 2, \dots, M-1, \\ 0, & k \geq M \end{cases}$$

# Пример

- Корреляционная обработка с учётом собственных шумов приемников
- Красным цветом отмечено начало сигнала, с которого необходимо брать выборки для БПФ.
- Видно, что пики функции корреляции достаточно точно указывают начало сигнала
- Отклик на выходе схемы синхронизации имеет треугольный вид



# Символьная синхронизация на основе пилотных сигналов

- Пусть на  $m$ -ой поднесущей  $k$ -го OFDM символа передаются известные комплексные символы  $d_m^{(k)}$ , называемые пилотами

- Имели ранее 
$$g_m^{(k)} = \sqrt{N_F} H_m^{(k)} d_m^{(k)} \text{sinc}(\delta f / \Delta f) \exp(-j\Psi_m^{(k)}) + z_m^{(k)},$$
$$\Psi_m^{(k)} = \theta_0 + 2\pi\delta f (kT_s + 0.5N\Delta t + \delta t) + 2\pi\delta t (m\Delta f).$$

- Или

$$g_m^{(k)} = \sqrt{N} \tilde{H}_m^{(k)} d_m^{(k)} + z_m^{(k)}$$

- Эквивалентный коэффициент передачи на  $m$ -ой поднесущей

$$\tilde{H}_m^{(k)} = H_m^{(k)} d_m^{(k)} \text{sinc}(\delta f / \Delta f) \exp(-j\Psi_m^{(k)})$$

- Оценка эквивалентного коэффициента передачи с учётом всех ошибок синхронизации

$$\hat{\tilde{H}}_m^{(k)} = \frac{\hat{g}_m^{(k)}}{\sqrt{N} d_m^{(k)}} = \tilde{H}_m^{(k)} + \frac{z_m^{(k)}}{\sqrt{N} d_m^{(k)}}$$