

# Высокоскоростной канал передачи данных с OFDM интерфейсом. Части 1 и 2. Исправленные.



Денис Валуйский, 27 мая 2019г.

Содержание:

1. Анализ концепции OFDM технологии
  - 1.1. Математическая модель OFDM сигнала и его свойства. Преобразование потока битов в OFDM символы.
  - 1.2. Структура OFDM символа во временной и частотной областях. Назначение циклического префикса, защитных интервалов и пилотных поднесущих.
  - 1.3. Компенсация искажений, вносимых каналом связи, в OFDM технологии, эквалайзинг в OFDM.
  - 1.4. Анализ основных дестабилизирующих факторов в системах с OFDM.
2. Анализ концепции прямого и обратного каналов
  - 2.1. Проработка понятия канальных (физических) ресурсов. Обоснование ресурсного элемента (ресурсной единицы) - как транспортного объекта физического (L1) уровня для служб канального уровня (L2).
  - 2.2. Разработка способа организации прямого и обратного каналов связи в многопользовательской системе радиодоступа. Решение задачи надежного доступа терминалов к ресурсам прямого и обратного каналов связи. Проработка стратегии планирования распределения канальных ресурсов службой L2 уровня.
  - 2.3. Этапы формирования и приема OFDM сигналов. Обобщенные функциональные блок-схемы приемопередающего трактов прямого и обратного направлений.

## 1. Анализ концепции OFDM технологии

### 1.1. Математическая модель OFDM сигнала и его свойства. Преобразование потока битов в символы

OFDM-символ на временном интервале  $0 \leq t \leq T_{\text{sym}}$  может быть представлен в виде суммы из  $N$  гармонических сигналов с частотами  $w_k$ ,  $k=1 \dots N$ , каждый из которых промодулирован комплексным отсчетом :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\omega_k(t-T_{\text{sym}})} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k \Delta f (t-T_{\text{sym}})} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k (t-T_{\text{sym}})/T_{\text{sym}}}, \quad (1.1)$$

где  $T_{\text{sym}}$  – длительность OFDM символа,  $w_k$  – частота  $k$ -го гармонического колебания (поднесущей),  $\Delta f = 1/T_{\text{sym}}$  – частотный интервал между соседними поднесущими. При дискретной форме представления  $x(t)$  с периодом следования отсчетов  $T_s = T_{\text{sym}}/N$ , выражение для описания OFDM-символа может быть представлено в виде формулы (2):

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N} = \text{IDFT}\{X\}, \quad -N_g \leq n < N, \quad (1.2)$$

где  $N_g$  – количество отсчетов, приходящееся на циклический префикс; IDFT – операция обратного дискретного преобразования Фурье. Выражение (2) с точностью до постоянного множителя совпадает с формой записи  $N$ -точечного обратного дискретного преобразования Фурье (IDFT) набора комплексных символов. Следовательно, для формирования OFDM-сигнала используется дискретное преобразование Фурье или быстрое преобразование Фурье (БПФ). Таким образом, вектору комплексных IQ символов частотной области после обратного преобразования Фурье согласно (2) будет соответствовать вектор временных отсчетов той же размерности [1].

Принцип преобразования битов в OFDM-символы продемонстрирован на рисунке 1.

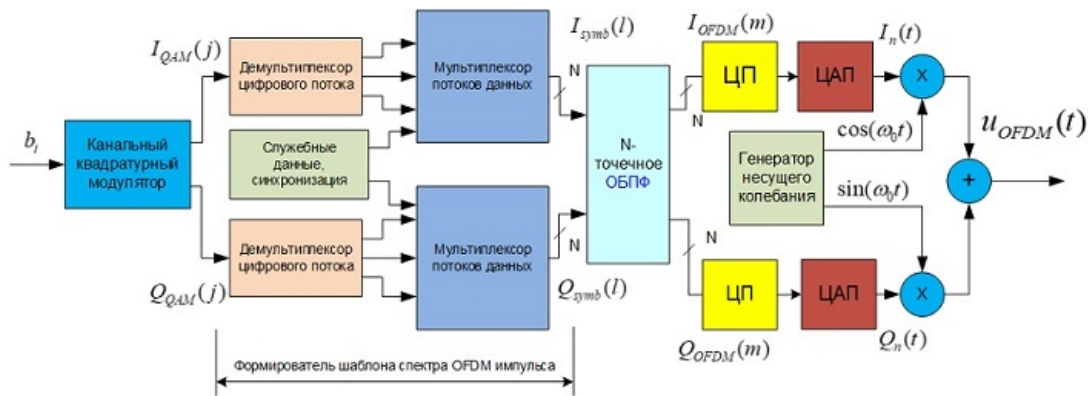


Рисунок 1 — Преобразование битов в OFDM-символы

### 1.2. Структура OFDM символа во временной и частотной областях. Назначение циклического префикса, защитных интервалов и пилотных поднесущих

Структура OFDM-сигнала во временной и частотной областях представлена на рисунках 2 и 3 соответственно [2].

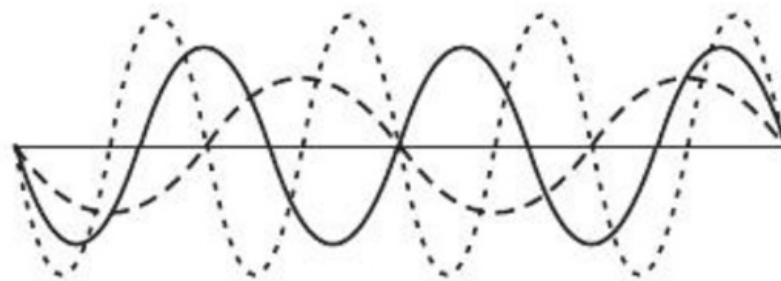


Рисунок 2 — Структура OFDM-символа во временной области

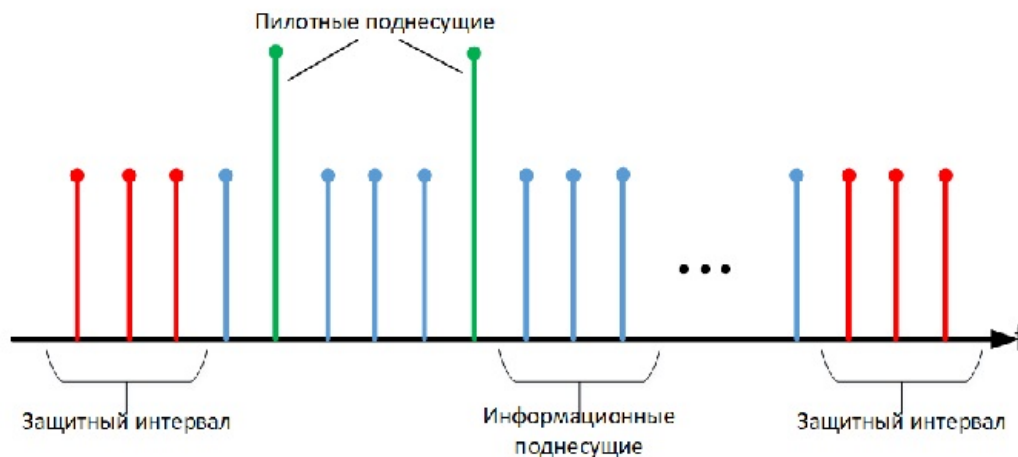


Рисунок 3 — Структура OFDM-символа в частотной области

С целью исключения межсимвольной интерференции в каждый символ OFDM вводится защитный интервал, длительность которого выбирается таким образом, чтобы многолучевые компоненты одного символа не могли оказывать влияние на следующий символ. При введении в OFDM-символ циклического префикса копии одного и того же сигнала, поступившие на вход приемника, не оказывают взаимного мешающего воздействия - спектры копий символов являются идентичными [1]. Для этого требуется соблюдение следующего условия - функция  $x(t)$  на интервале обработки OFDM символа должна обладать свойством периодичности. Именно для этого в структуру OFDM символа вводится циклический префикс, на интервале обрабатываемый символ будет

обладать свойством периодичности. Механизм формирования циклического префикса в защитном интервале представлен на рисунке 4 [2].

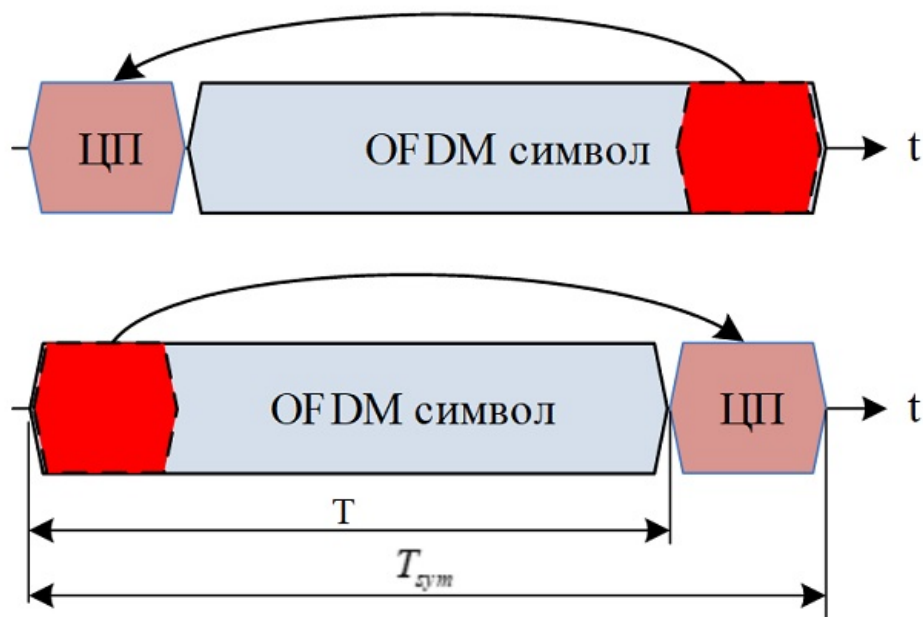


Рисунок 4 — Добавление циклического префикса в защитный интервал

Кроме выше описанного, в результате описанной на рисунке 4 операции многолучевые сигналы с задержкой меньше, чем защитный интервал, не вызывают интерференции между поднесущими. В таком случае ортогональность будет теряться только при возникновении многолучевого рассеяния задержки большего, чем длина защитного интервала. В этом случае потеря ортогональности поднесущих приводит к появлению некоторого уровня интерференции [3].

Для того, чтобы избежать такой ситуации, требуется определить временную расстройку принимаемого символа, что, в свою очередь, позволит определить момент старта БПФ. Для оценки временной расстройки могут быть использованы пилотные поднесущие, представляющие собой псевдослучайные последовательности или нулевые символы.

Пилотные символы могут быть сформированы на основе OFDM или не на основе OFDM. При определении типа используемых пилотных символов необходимо учитывать характер передаваемых данных. Если данные являются непрерывными, для обозначения старта символа можно использовать нулевой сигнал. Для пакетных данных использование нулевого сигнала невозможно [4]. Схемы размещения пилотных поднесущих может быть различными: с закреплением местоположения, со сдвигом от символа к символу, с рассеянием по поднесущим. В последнем случае схема размещения пилотных поднесущих изменяется от символа к символу на протяжении кадра, состоящего из определенного количества OFDM символов [1].

### 1.3. Компенсация искажений, вносимых каналом связи, в OFDM технологии, эквалайзинг в OFDM

Замирания в канале представляют существенную проблему для всех видов беспроводных систем связи, в том числе для систем связи, использующих технологию OFDM. Существенную проблему для нормального функционирования системы связи представляют частотно-селективные замирания. Именно на ослабление влияния частотно-селективных замираний направлена технология выравнивания канала, или эквалайзинга, в OFDM [2].

Основная проблема, вызываемая частотно-селективными замираниями – появление межсимвольной интерференции. Для ее компенсации требуется с помощью специального фильтра осуществить выравнивание передаточной функции канала, или эквалайзинг [5].

Преимущество технологии OFDM перед другими в этом смысле состоит в том, что выравнивание канала может быть выполнено независимо на каждой поднесущей. Тогда для одной поднесущей, как показано на рисунке 5, выход ДПФ взвешивается на комплексную величину коэффициента фильтра-эквалайзера для компенсации внесенных каналом затухания и поворота фазы. Затем отсчет поступает

на решающее устройство, или устройство детектирования, на котором принимается окончательное решение по передаваемым данным [2].

Математически работа фильтра-эквалайзера может быть описана выражением (1.3):

$$Y_i(n) = R_i(n) * p_i(n), \quad p_i(n) \sim \left( \frac{1}{H(n)} \right). \quad (1.3)$$

Здесь  $H(n)$  представляет собой передаточную функцию канала связи,  $p_i(n)$  – весовые коэффициенты фильтра-эквалайзера, вычисляемые на основе оценки канала связи.

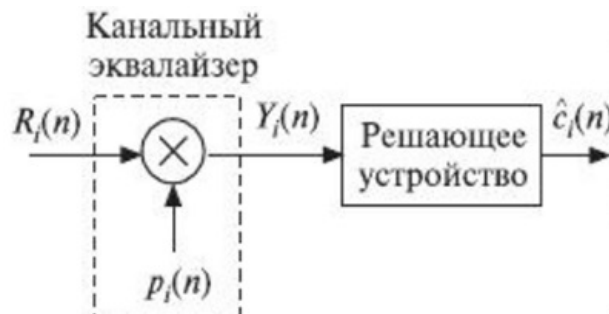


Рисунок 5 — Эквалайзинг для n-й поднесущей OFDM-символа

Для вычисления коэффициентов фильтра-эквалайзера было предложено несколько подходов. Например, выбеливающего эквалайзера (zero-fogcing), для которого частотная характеристика формируется как функция, обратная частотной характеристике канала связи. Такой подход позволяет устранить межсимвольную интерференцию ценой ухудшения отношения сигнал-шум [7].

Алгоритм, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки, нацеленный на минимизацию среднеквадратической ошибки между принятыми отсчетами и переданными символами данных, позволяет достичь существенно лучших результатов. Реализованный по такому принципу фильтр-эквалайзер способен существенно снизить уровень межсимвольной интерференции при значительно меньших потерях в отношении сигнал-шум [6].

#### 1.4. Анализ основных дестабилизирующих факторов в системах с OFDM

Системы связи на основе технологии OFDM, несмотря на массу достоинств, так же, как и другие системы связи, подвержены действию окружающих условий. Влияние внешних мешающих факторов ведет к возникновению рассогласований и искажений, ухудшающих качество функционирования системы. Можно выделить следующие основные виды искажений и рассогласований в системах на основе технологии OFDM [2]:

1. Расстройка частоты;
2. Расстройка временной синхронизации;
3. Фазовый шум несущей;
4. Разбалансировка квадратурных составляющих;
5. Многолучевая задержка распространения;
6. Пик-фактор.

*Расстройка частоты* может быть двух видов: рассогласование между тактовыми генераторами передатчика и приемника и расстройка несущей частоты. Ошибки тактовых генераторов могут проявляться в виде медленного ухода момента отсчета, вызывающего поворот фазы поднесущих, или в виде потери ортогональности между поднесущими из-за взаимного рассеяния энергии между соседними поднесущими. На рисунке 6 представлена зависимость влияния расстройки частоты дискретизации на систему в зависимости от количества поднесущих. Как видно из рисунка 6, для систем OFDM с небольшим числом поднесущих и небольшой ошибкой по частоте дискретизации можно пренебречь потерями, вызванными ошибкой частоты дискретизации. В то же время, с возрастанием числа несущих возрастают и потери. Следовательно, система OFDM с большим числом поднесущих очень чувствительна к расстройке частоты дискретизации [8].

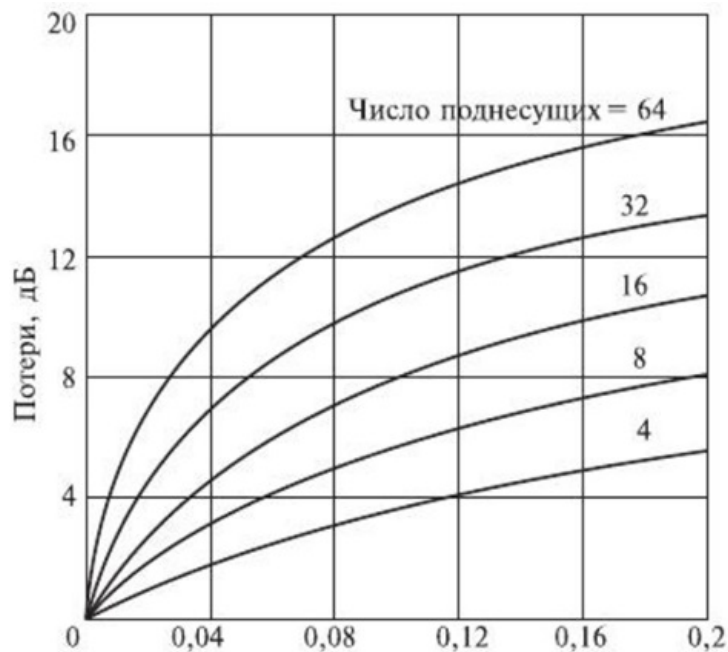


Рисунок 6 — Потери в ОСШ при расстройке тактового генератора

Расстройка несущей частоты возникает в приемнике из-за нестабильности генератора и изменения условий работы передатчика и приемника, а также доплеровских сдвигов частоты и фазового шума, вводимого другими канальными искажениями. Возникающие потери обусловлены снижением амплитуды обрабатываемой поднесущей и интерференцией от соседних поднесущих. В качестве метода борьбы с расстройкой несущей частоты (метода частотной синхронизации) может быть использовано применение преамбулы в виде какой-либо двоичной последовательности с хорошими корреляционными свойствами. Тогда, помимо временной синхронизации на основе нахождения корреляционной функции, будет возможно осуществить подстройку частоты на основе фазового спектра найденной корреляционной функции.

*Расстройка временной синхронизации* может быть вызвана возникновением в канале искажений. Временная расстройка вызывает поворот фазы поднесущих, что ведет к ухудшению ОСШ для принимаемого символа. Влияние временной расстройки подавляется использованием циклического префикса. В случае использования циклического префикса, при наличии временной расстройки, не превышающей его длительность, удастся сохранить ортогональность поднесущих. Кроме того, в OFDM для оценки остаточных фазовых ошибок вместе с поднесущими данных также передаются пилотные поднесущие [9].

*Фазовый шум* несущей возникает из-за нестабильности генераторов передатчика и приемника. Поворот фазы может быть вызван либо уходом фазы несущего колебания для канала с частотно-селективными замираниями, либо ошибками синхронизации приемника и передатчика. Возникновение фазового шума несущей ведет к потерям в отношении сигнал-шум на выходе приемника, причем потери возрастают с увеличением количества поднесущих [2].

*Разбалансировка квадратурных составляющих* синусоидального сигнала в приемнике с прямым преобразованием по усилению и фазе, или разбалансировка по двум ветвям смесителя, усилителям и низкочастотным фильтрам ведет к искажению квадратурных базовых сигналов. Приемники OFDM очень чувствительны к этой разбалансировке, так как она ведет к возникновению интерференции между поднесущей и зеркальной поднесущей. Для решения этой проблемы требуется либо добиваться строгого согласования ветвей смесителя, либо компенсировать возникающую разбалансировку в низкочастотной части приемника [10].

*Многолучевая задержка распространения* возникает по причине прихода на приемник нескольких переданных сигналов с разными задержками, что связано с распространением передаваемого сигнала различными путями. Разные лучи, приходящие на приемник, могут интерферировать между собой и вызывать искажения информационного сигнала. Эффекты, связанные с многолучевым распространением сигнала, заключаются в рассеянии задержки, потери мощности сигнала и расширении частотного спектра. Многолучевой канал может быть описан статистически и охарактеризован корреляционной функцией. Диапазон когерентности канала (время, в течение которого характеристики канала остаются неизменными), является ключевой величиной при борьбе с эффектами многолучевости. Если желаемый диапазон сигнала системы мал по сравнению с диапазоном когерентности, система испытывает плоские замирания. Такие замирания

могут быть преодолены добавлением избыточного запаса мощности в энергетический бюджет системы. Если же желаемая ширина спектра сигнала велика по сравнению с полосой когерентности канала, система испытывает частотно-селективные замирания, что ухудшает качество работы приемника [2].

*Пик-фактор*, или отношение максимальной мощности сигнала к средней мощности, достигает больших значений в системах с большим динамическим диапазоном сигнала, к которым относятся системы с технологией OFDM. Большие колебания уровня сигнала создают проблему при разработке передатчика и приемника: необходимо приспособляться к большим диапазонам изменения мощности сигнала с минимальными искажениями [8].

Для уменьшения влияния пик-фактора на характеристики OFDM-системы предложено три основных метода:

1. Методы, связанные с искажением сигнала. Искажения уменьшаются посредством уменьшения средней мощности сигнала, однако требуется найти правильное соотношение между уровнем искажений и уровнем выходной мощности сигнала для обеспечения заданной зоны покрытия;
2. Специальное кодирование. Пиковые сигналы либо ограничиваются ограничителем, либо замещаются сглаженными импульсами с меньшей амплитудой. Во многих случаях это позволяет улучшить общую выходную энергетическую эффективность, несмотря на некоторое искусственное увеличение искажений.
3. Скремблирование. Используется для сетей с повторной передачей ошибочно принятых пакетов. Заключается в предварительном скремблировании перед модуляцией поднесущих для повторной передачи, что снижает пик-фактор передаваемого сигнала [8].

## 2. Анализ концепции прямого и обратного каналов

### 2.1. Проработка понятия канальных (физических) ресурсов. Обоснование ресурсного элемента (ресурсной единицы) - как транспортного объекта физического (L1) уровня для служб канального уровня (L2)

Транспортным объектом физического уровня, необходимым для передачи пакетов служб канального уровня, является ресурсная единица физического уровня системы передачи. В рамках одной ресурсной единицы может передаваться пакет L2 уровня целиком, либо пакеты могут фрагментироваться перед передачей. Тогда на приемной стороне будет осуществляться накопление и сборка нужного количества пакетов L1 уровня для последующего декодирования содержимого одного пакета канального уровня [1].

В системах, использующих технологию OFDM, ресурсная единица может представлять собой, например, набор из  $N$  поднесущих и одного или нескольких OFDM-символов. На рисунке 7 представлен пример образования ресурсной единицы на частотно-временной плоскости планировщика ресурсов OFDM.

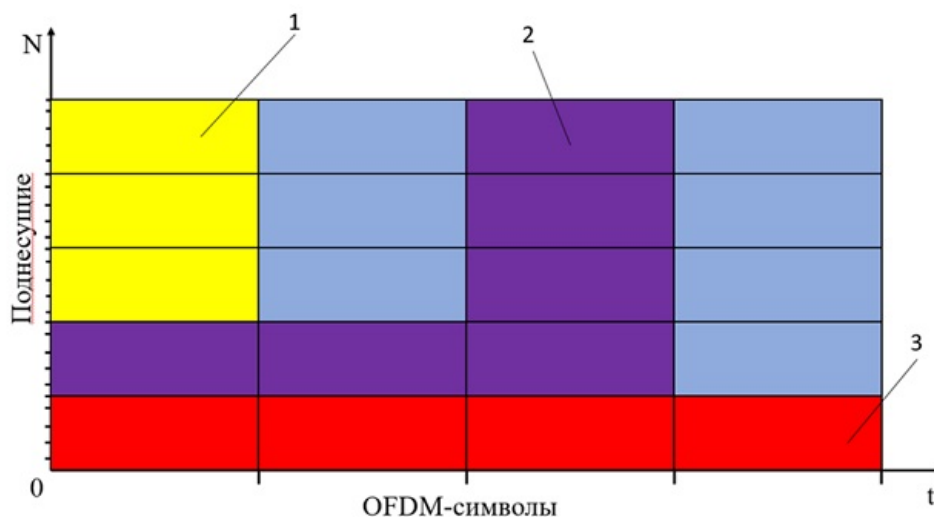


Рисунок 7 — Варианты ресурсных единиц системы с технологией OFDM

На рисунке 7 приведены различные варианты формирования блока ресурсной единицы. В рамках данной работы предлагается использовать первый вариант ввиду его удобства и простоты реализации. Количество поднесущих и OFDM-символов, входящих в состав ресурсного блока, определяется на этапе расчета параметров сети OFDM и будет представлено в пункте 3.2 курсового проекта.

## 2.2. Разработка способа организации прямого и обратного каналов связи в многопользовательской системе радиодоступа. Решение задачи надежного доступа терминалов к ресурсам прямого и обратного каналов связи. Проработка стратегии планирования распределения канальных ресурсов службой L2 уровня

Организация прямого и обратного каналов связи в многопользовательской системе возможна путем организации парных частотных полос в направлениях «вверх» (UL) и «вниз» (DL), либо посредством временного разделения кадров UL и DL. В рамках проекта предлагается использовать систему с временным разделением кадров в направлениях UL и DL. Такой подход позволит экономичнее и эффективнее использовать выделенную системе частотную полосу.

Для решения задачи надежного доступа терминалов к ресурсам многопользовательской сети необходимо предусмотреть в направлении UL реализацию канала случайного доступа RACH. Для канала случайного доступа предлагается выделить некоторое количество ресурсных блоков в начале кадра UL.

В направлении DL необходимо реализовать каналы широковещательной несущей BCCH и каналы вызова терминалов PCH для обеспечения взаимодействия терминалов с сетью и надежного доступа пользовательских терминалов к ресурсам как обратного, так и прямого каналов передачи данных.

Вариант реализации описанных выше каналов случайного доступа, вызова и широковещательной несущей представлен на рисунке 8.

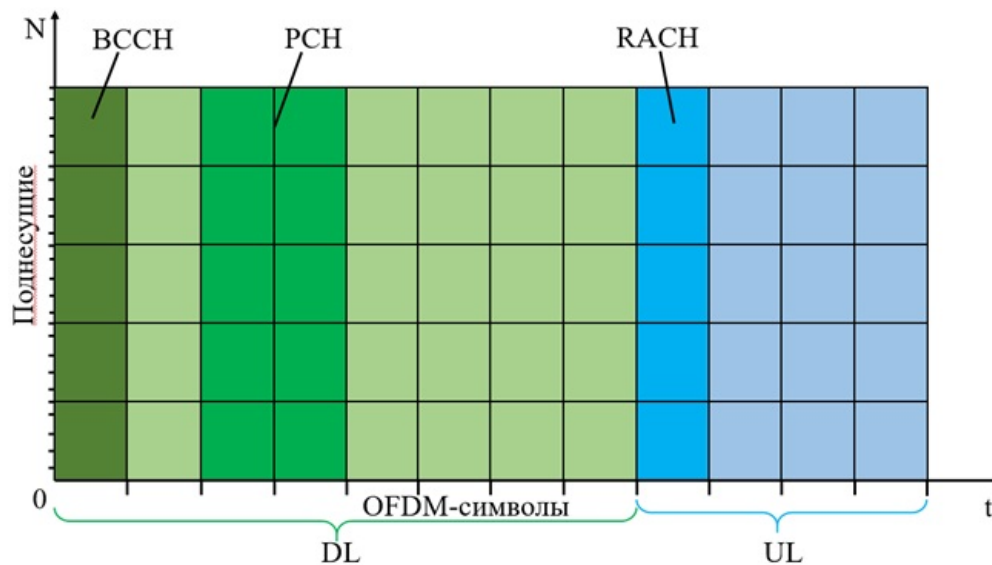


Рисунок 8 — Возможный вариант реализации структуры планировщика ресурсов сети

Следует отметить, что представленное на рисунке 8 распределение ресурсов сети между логическими каналами служб L2 уровня может быть изменено планировщиком в зависимости от уровня нагрузки на сеть. Перепланирование распределения ресурсов сети предполагается производить каждые 10 кадров, однако эта цифра может быть изменена в процессе расчета параметров сети в соответствии с пунктом 3.2.

Процедура перепланирования осуществляется в зависимости от условий передачи трафика (изменение интенсивности трафика, количества абонентов и т.д.). Перепланирование осуществляется в рамках базовой станции, после чего сообщение с данными о новом распределении ресурсов передается терминалам в рамках канала управления (широковещательного или выделенного) [11].

## 2.3. Этапы формирования и приема OFDM сигналов. Обобщенные функциональные блок-схемы преемо-передающего трактов прямого и обратного направлений

Этапы формирования, передачи, приема и обработки принятого OFDM сигнала, а также схема

приемопередающего устройства представлены на рисунке 9.



Рисунок 9 — Блок-схема OFDM-приемопередатчика

Отмеченные красным цветом блоки на рисунке 9 соответствуют передающей части системы, синим цветом – приемной части. Рассмотрим блоки, расположенные на передающей стороне.

Блоки помехоустойчивого кодирования применяются для внесения в передаваемый сигнал избыточности, которая затем позволит декодеру на приемной стороне обнаружить и исправить возникшие в процессе передачи сообщения ошибки.

Переमेжение применяется для уменьшения вероятности возникновения пакетов ошибок, которые могут оказаться критичными для нормального функционирования блока декодирования.

В модуляторе из потока битов формируются IQ-символы для передачи по радиоканалу. В качестве видов модуляции могут быть использованы BPSK, QPSK, 16QAM и т. д.

Блок ОБПФ – обратного быстрого преобразования Фурье – применяется для переноса сформированного сигнала во временную область.

Перед передачей сигнал подвергается операции циклического расширения. Таким образом к OFDM-символам добавляется защитный интервал в виде циклического префикса. Способы формирования и использования циклического префикса описаны в п. 1.2.

На приемной стороне, после того, как переданный сигнал пройдет через радиотракт и аналого-цифровой преобразователь, цифровая обработка начинается с временной и частотной синхронизации (обучающая фаза). Затем, после удаления циклического префикса, применяется БПФ для демодуляции всех поднесущих OFDM-символа. Выход блока БПФ содержит промодулированный сигнал (например, QAM-модуляцией), значения которого затем отображаются в поток битов. Для успешного и безошибочного отображения требуется учитывать параметры канала связи для получения опорных фаз и амплитуд всех поднесущих. Затем, после деперемежения и декодирования полученной двоичной последовательности, сигнал выводится получателю [11].

Список использованной литературы:

1. Бакке А.В. - Курс лекций по дисциплине "Системы широкополосного радиодоступа", 2019
2. Бакулин М.Г., Крейнделин М.Г., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для ВУЗов. - М., Горячая линия - Телеком, 2017 - 360 с.



3. Yong Soo Choo, Jaekwon Kim, Won Young Yang. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. - IEEE Press Singapore, 2010 - 457 с.
4. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин М.Г. Технология МИМО: принципы и алгоритмы. - М.: Горячая линия - Телеком, 2014 - 244 с.
5. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. - М.: Эко-трендз, 2005 - 392 с.
6. Б. Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - Вильямс, 2016 - 1104 с.
7. Тихвинский В.О., Терентьев С.Е., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура. - М.: Эко-трендз, 2010. - 281 с.
8. Рыжиков А.Е. и др. Системы и сети радиодоступа 4G: LTE, WiMAX. - СПб., Линк, 2012 - 226 с.
9. M. Pun, M. Morelli, C. Kuo. Multicarrier techniques for broadband wireless communications. - London, Imperial college press, 2007. - 273 с.
10. L. Hanzo, Y. Akhtman, L. Wang, M. Jiang. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX. - IEEE Press, 2011. - 694 с.
11. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных. - Учебное пособие, СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. - 204 с.

