

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиотехнических систем (РТС)



С.В. Мелихов

**ТЕХНОЛОГИИ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ:  
OFDM, COFDM, OFDMA, SC-FDMA, MIMO**

Учебное наглядное пособие  
для лекционных и практических занятий,  
курсового проектирования,  
самостоятельной работы  
студентов радиотехнических специальностей

Томск  
2021

УДК 621.396  
ББК 32.811.2я73  
М 47

**Рецензент:**

**Якушевич Г.Н.**, доцент кафедры радиотехнических систем,  
кандидат технических наук

**Мелихов С.В.**

М 47 Технологии цифровой радиосвязи: OFDM, COFDM, OFDMA, SC-FDMA, MIMO: Учебное наглядное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей / С.В. Мелихов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2021. – 46 с.

Рассмотрены особенности и принципы функционирования технологий, широко используемые в современных радиосистемах: OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов); COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с кодированием); OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с ортогональным разделением частот); SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с частотным разделением каналов и одной несущей); MIMO (Multiple Input Multiple Output – множественный вход множественный выход).

Учебно-методическое пособие предназначено для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей.

Одобрено на заседании кафедры РТС, протокол №3 от 09.11.2021

УДК 621.396  
ББК 32.811.2я73

© Мелихов С.В., 2021  
© Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2021

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b> .....	4
<b>1 ТЕХНОЛОГИЯ OFDM</b> .....	5
1.1 Принцип формирования OFDM-радиосигнала .....	5
1.2 Ортогональность колебаний несущих частот OFDM-радиосигнала. Ширина полосы частот OFDM-радиосигнала .....	7
1.3 Устойчивость технологии OFDM к многолучевому распространению радиоволн .....	8
1.4 Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с использованием ОДПФ .....	12
1.5 Осциллограмма НЧ-OFDM-символа. Циклический префикс. Пик-фактор OFDM-символа .....	13
1.6 Использование ОДПФ для формирования НЧ-OFDM-символа на основе простой двухуровневой цифровой последовательности .....	15
1.7 Использование ОДПФ для формирования НЧ-OFDM-символа на основе комплексных цифровых последовательностей .....	19
1.8 Формирование НЧ-OFDM-символов с «пилотными поднесущими» и с «защитными однесущими» .....	20
1.9 Квадратурная модуляция с получением однополосного OFDM-радиосигнала .....	21
1.10 OFDM-демодулятор .....	22
<b>2 ТЕХНОЛОГИЯ COFDM</b> .....	24
<b>3 ТЕХНОЛОГИЯ OFDMA</b> .....	25
<b>4 ТЕХНОЛОГИЯ SC-FDMA (DFT-SOFDM)</b> .....	30
<b>5 ТЕХНОЛОГИЯ MIMO</b> .....	35
5.1 Форматы технологии MIMO .....	35
5.2 Технология MU-MIMO .....	39
5.3 Технология MU-MIMO-Beamforming .....	40
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ</b> .....	41
<b>СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ</b> .....	42
<b>СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ</b> .....	45

## **ВВЕДЕНИЕ**

Цифровая радиосвязь, в сравнении с аналоговой радиосвязью, обладает лучшей эффективностью использования частотного ресурса, возможностью интеграции с системами передачи данных, имеет больший радиус действия и прогрессивные возможности управления вызовами, обеспечивает повышенное качество передачи информационных сообщений и лучшую защиту от несанкционированного доступа к передаваемой информации.

Достоинства цифровой связи приводят к необратимому вытеснению из эксплуатации аналоговой связи. В настоящее время подавляющее большинство систем радиосвязи являются цифровыми: системы сотовой связи, мобильного интернета, беспроводных локальных сетей, эфирного, спутникового, кабельного телевидения и др.

Цель данного учебного пособия – дать обзор и рассмотреть особенности функционирования новых технологий, используемых в современных системах цифровой радиосвязи.

# 1 ТЕХНОЛОГИЯ OFDM

## 1.1 Принцип формирования OFDM-радиосигнала

Множественный (многостанционный) доступ на основе мультиплексирования (уплотнения) с ортогональным частотным разделением каналов или технология OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) используется в различных радиосистемах, таких как DAB – Digital Audio Broadcasting (Цифровое радиовещание), DVB (Digital Video Broadcasting – Цифровое видеовещание), Wi-Fi 2-5 (Wireless Fidelity – Беспроводная точность), LTE-4G (Long-Term Evolution – Долговременное развитие) и др.

При OFDM используется большое количество близко расположенных несущих частот, которые называют «поднесущими частотами».

На рисунке 1 изображена структурная схема формирователя, иллюстрирующая принцип получения OFDM-радиосигнала.

Исходный цифровой поток  $M_k$  со скоростью следования битов  $R_b$  делится в демультиплексоре (ДМПЛ) на низкоскоростные каналные цифровые потоки  $M_q$  ( $q = 0, 1, \dots, N-1$ ) со скоростями  $R_b / N$ .

Низкоскоростные потоки  $M_q$  в канальных модуляторах  $KM_q$  осуществляют BPSK-модуляцию сигналов с частотами  $f_q$  от генераторов несущих частот  $ГНЧ_q$ .

Вместо BPSK-модуляторов, имеющих два уровня выходного сигнала ( $M = 2^n = 2^1 = 2$ ,  $n$  – количество битов в одном символе), в низкоскоростных каналах могут использоваться многоуровневые M-QAM-модуляторы ( $M = 4, 16, 64, 128, 256, \dots$ ).

В суммирующем устройстве (СУ) происходит сложение канальных радиосигналов с несущими частотами  $f_q$  и на его выходе образуется OFDM-радиосигнал ( $S_{RF}$ ).

OFDM-радиосигнал – это высокочастотные OFDM-символы (ВЧ-OFDM-символы, для упрощения – OFDM-символы).

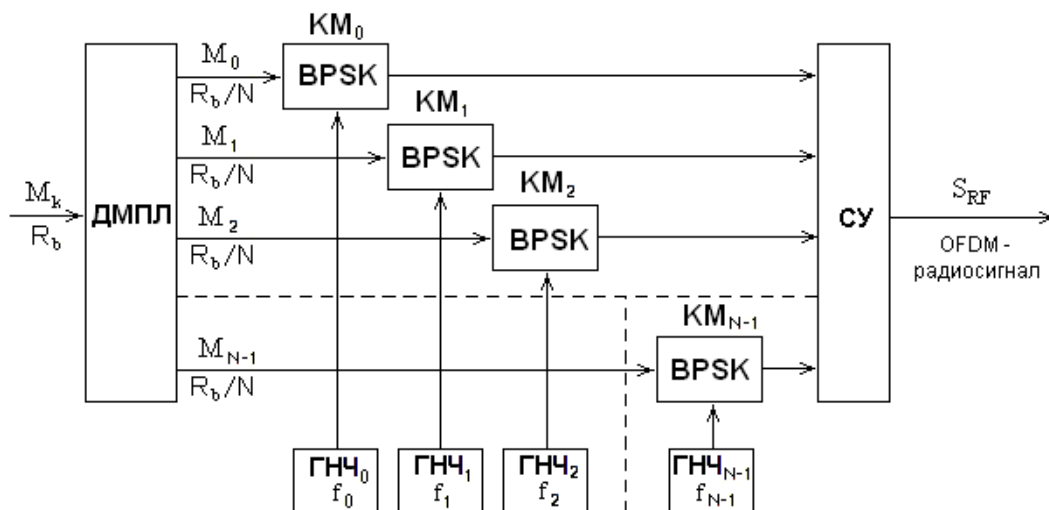


Рисунок 1 – Структурная схема формирователя, иллюстрирующая принцип получения OFDM-радиосигнала ( $S_{RF}$ )

Принцип образования OFDM-символов с использованием в формирователе канальных BPSK-модуляторов изображен на рисунке 2.

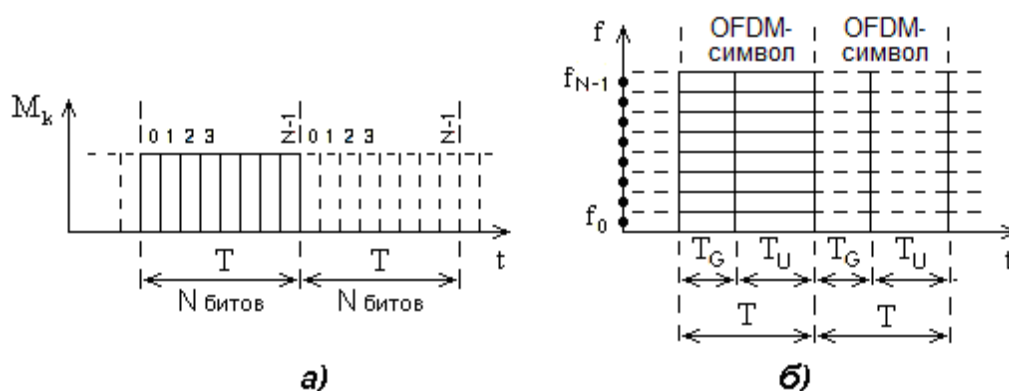


Рисунок 2 – К пояснению принципа формирования OFDM-символов при использовании BPSK-модуляторов в низкоскоростных каналах формирователя

За каждый промежуток времени  $T$ , соответствующий  $N$  битам цифрового потока  $M_k$  (рисунок 2,а), формируется один ВЧ-OFDM-символ с распределением  $N$  битов потока  $M_k$  на  $N$  поднесущих частот (рисунок 2,б).

OFDM-символ передается в течение промежутка времени  $T$  и состоит из двух временных частей –  $T_G$  и  $T_U$  (см. рисунок 2,б):

$$T = T_G + T_U. \quad (1)$$

Временная часть  $T_G$  при приеме не используется и называется «защитным интервалом» или «циклическим префиксом» (ЦП) OFDM-символа (циклический – поскольку присутствует в каждом OFDM-символе, префикс – от «prefix» – приставка).

Временная часть  $T_U$  обрабатывается в приемнике и называется «полезной частью» (или «рабочей частью») OFDM-символа.

Длительность защитного интервала  $T_G$  может быть разной, но

$$T_{G\text{макс}} = T_U / 4. \quad (2)$$

Если в низкоскоростных каналах формирователя вместо канальных BPSK-модуляторов (см. рисунок 1) использовать M-QAM-модуляторы ( $M = 4, 8, 16, \dots$ ), то на  $N$  несущих частот можно распределить соответственно  $2N, 3N, 4N, \dots$  битов и получить увеличение скорости передачи цифрового потока соответственно в 2, 3, 4, ... раза при той же ширине полосы частот радиоканала.

Количество поднесущих в различных системах связи, работающих с использованием технологии OFDM, зависит от их режимов работы и может быть разным. Например, для системы мобильной связи LTE-4G поднесущих может быть 128, 256, 512, 1024, 1536, 2048.

Однако структурная схема OFDM-формирователя, содержащая  $N$  генераторов несущих частот и  $N$  канальных модуляторов (см рисунок 1), лишь иллюстрирует принцип получения OFDM-радиосигнала и на практике не используется.

В современной аппаратуре в OFDM-формирователях генерация многих несущих базируется на обратном дискретном преобразовании Фурье (ОДПФ, IDFT – Inverse Discrete

Fourier Transform), применяемом к символам цифрового потока в промежутки времени  $T$ . При использовании ОДПФ сначала формируются низкочастотные OFDM-символы (НЧ-OFDM-символы) на основе НЧ-поднесущих (гармоник) с частотами  $F_q$  ( $F_0, F_1, \dots, F_{N-1}$ , причем  $F_0 = 0$ ). Затем НЧ-OFDM-символы переносятся в радиодиапазон с образованием OFDM-символов (ВЧ-OFDM-символов), состоящих из суммы ортогональных колебаний на ВЧ-поднесущих с частотами  $f_q$  ( $f_0, f_1, \dots, f_{N-1}$ ). При этом необходимость большого количества ГНЧ и КМ в формирователе OFDM-радиосигнала отпадает.

Особенности OFDM-формирователя с использованием ОДПФ рассмотрены в разделах 2 - 8.

## 1.2 Ортогональность колебаний на поднесущих частотах OFDM-радиосигнала. Ширина полосы частот OFDM-радиосигнала

Известно, что для исключения взаимовлияния колебаний с разными частотами необходима их ортогональность. Ортогональность колебаний разных частот имеет место в том случае, если интеграл от их произведения на временном интервале, равном длительности передачи символа ( $T_U$ ), равен нулю. На основе этого условие ортогональности колебаний с поднесущими  $f_q$  выполняется, если на интервале  $T_U$  укладываются целое число периодов разности поднесущих частот:

$$f_q - f_{q-1} = \Delta f = \frac{1}{T_U}. \quad (3)$$

Часто для упрощения вместо термина «ортогональность колебаний на поднесущих» используют термин «ортогональность поднесущих».

На рисунке 3,а изображен спектр одного узкополосного канального радиосигнала на одной поднесущей  $f_0$  (с шириной полосы частот по первому лепестку  $B = 2/T_U$ ), а на рисунке 3,б – спектр OFDM-радиосигнала, у которого на частоте каждой поднесущей спектральные компоненты всех остальных поднесущих проходят через ноль. Это исключает взаимное влияние каналов с разными («разнесенными») поднесущими друг на друга, хотя их соседние боковые полосы перекрываются.

Поскольку  $N = T/\tau = (T_G + T_U)/\tau$  (см. рисунок 2,а), то общая полоса частот OFDM-радиосигнала, состоящего из  $N$  узкополосных радиосигналов (см. рисунок 3,б):

$$B_N \approx \frac{N}{T_U} = \left(\frac{1}{\tau}\right) \left(\frac{T_G + T_U}{T_U}\right), \quad (4)$$

где  $\tau$  – длительность бита цифрового потока  $M_k$  ( $\tau = T_b$ ) при использовании в OFDM-формирователе двухуровневых BPSK-модуляторов или длительность символа ( $\tau = T_s$ ) при использовании в OFDM-формирователе многоуровневых M-QAM-модуляторов.

Поскольку для радиосигналов с BPSK и M-QAM полоса частот  $B = 2/\tau$  (при параметре сглаживания  $\alpha = 1$ ), то в сравнении с этими видами модуляции эффективность использования радиоспектра OFDM:

$$\chi = \frac{B}{B_N} = \frac{2T_U}{T_G + T_U} = \frac{2}{1 + T_G / T_U}. \quad (5)$$

Если  $T_G \ll T_U$ , то  $\chi \approx 2$ . Однако, при увеличении длительности защитного интервала отношение  $T_G / T_U$  возрастает, и эффективность использования радиоспектра при OFDM уменьшается. Например, если  $T_G / T_U = 0,25$ , то  $\chi \approx 1,6$ .

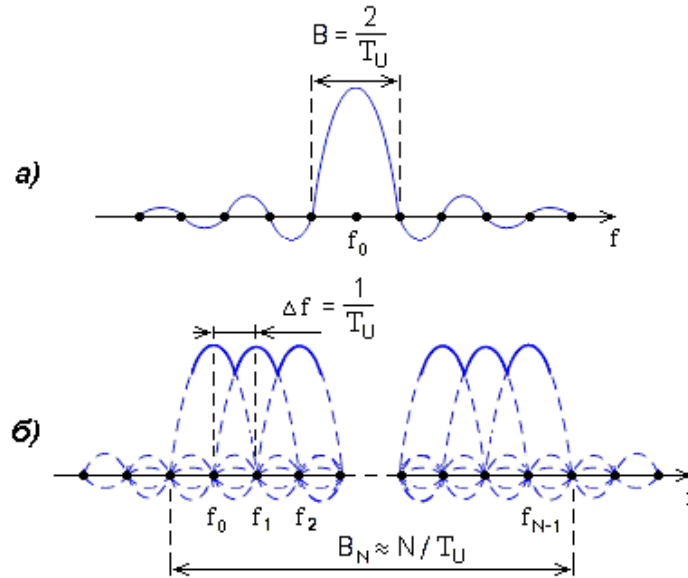


Рисунок 3 – Спектр узкополосного канального радиосигнала на одной несущей  $f_0$  (а); спектр OFDM-радиосигнала на ортогональных поднесущих частотах  $f_q$  с перекрывающимися соседними боковыми полосами (б)

### 1.3 Устойчивость технологии OFDM к многолучевому распространению радиоволн

Использование технологии OFDM обеспечивает высокую устойчивость систем мобильной связи к помехам из-за многолучевого распространения радиоволн, что особенно важно для городских районов с многоэтажной застройкой.

Как известно, многолучевое распространение радиоволн приводит к образованию «эхо-радиоволн» («эхо-сигналов»), т.е. радиоволн, отраженных от каких-либо препятствий и имеющих разные времена прихода в точку приема.

Эхо-радиоволны приводят к трем отрицательным эффектам.

Первый отрицательный эффект – существенные замирания радиосигнала в точке приема из-за интерференции основной радиоволны и эхо-радиоволн.

Существенные замирания радиосигнала могут привести к невозможности приема переданной информации.

Эффект существенных замираний радиосигнала особо ярко проявляется при движении (перемещении) приемника относительно передатчика. В этом случае изменение уровня результирующего радиосигнала в точке приема характеризуется глубокими замираниями, достигающими 40 дБ и более. Однако глубоким замираниям подвержены не все, а некоторые



(селективные) области частот (рисунок 4). Из-за этого при использовании технологии OFDM при приеме может произойти лишь частичная потеря битов исходного цифрового потока  $M_k$ , переданных на этих несущих частотах. Восстановление при приеме частично потерянных битов (частично потерянной информации) возможно с использованием помехоустойчивого кодирования и частотного перемежения (частотного интерливинга – от «interleaving» – чередование) поднесущих OFDM-сигнала (см. раздел 11).

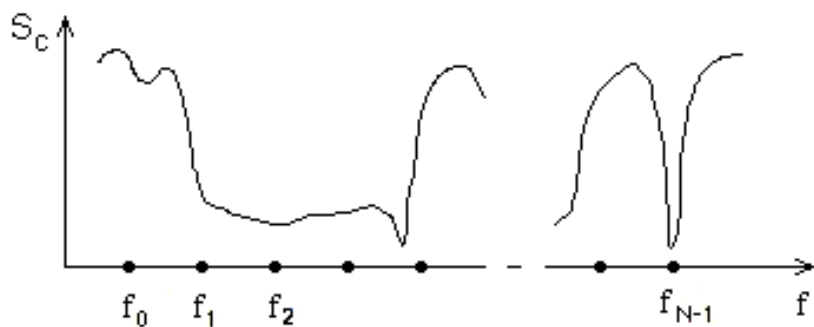


Рисунок 4 – Изменение уровня сигнала в точке приема от частоты, приводящее к селективным замираниям нескольких несущих частот

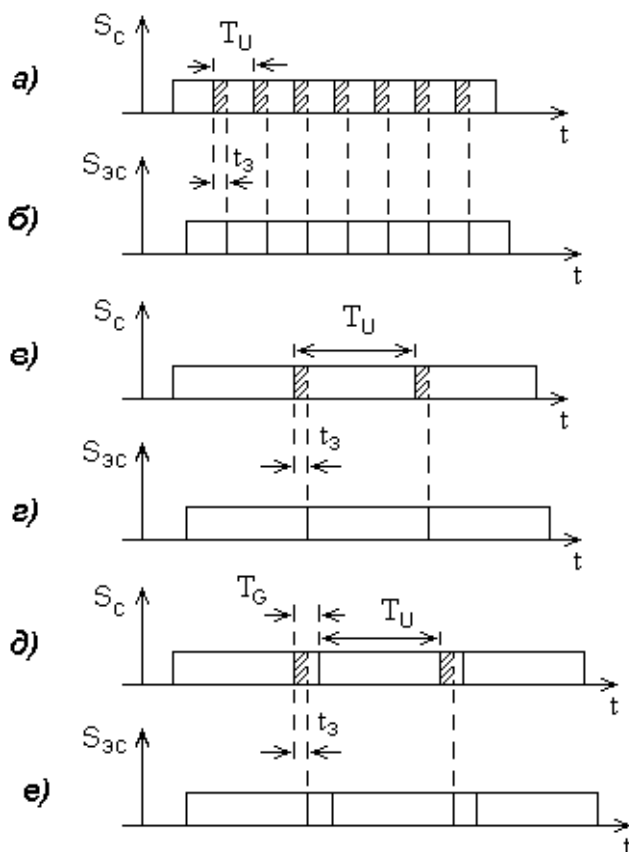


Рисунок 5 – Межсимвольная интерференция менее опасна при увеличении длительности символа и тем более при наличии защитного интервала

Второй отрицательный эффект из-за эхо-радиоволн – межсимвольная интерференция цифрового сигнала (ISI – Inter Symbol Interference).

Если из антенны на вход приемника поступает полезный сигнал  $S_c$  (рисунок 5,а) и, например, один эхо-сигнал  $S_{эс}$ , задержанный по времени на  $t_3$  (рисунок 5,б), то при времени задержки равным или больше половины длительности следующего символа, происходит резкий рост цифровых ошибок.

При технологии OFDM длительность передачи полезной части OFDM-символа оказывается в  $z$  раз больше, чем длительность бита исходного потока  $M_k$ :

$$z = \frac{T_U}{(T/N)} = \frac{N T_U}{(T_G + T_U)}. \quad (6)$$

Большая длительность полезной части OFDM-символа обеспечивает хорошую защиту от межсимвольной интерференции – пораженной во времени может оказаться только малая доля полезной части OFDM-символа (рисунки 5,в,г).

Более того, наличие защитного интервала в OFDM-символе практически устраняет вероятность возникновения межсимвольной интерференции (рисунки 5,д,е).

Третий отрицательный эффект из-за эхо-радиоволн – скачки фазы и амплитуды принимаемого высокочастотного радиосигнала, которые могут привести к сбою работы приемного оборудования.

Известно, что сумма двух или нескольких колебаний с одной частотой, но разными амплитудами и фазами, является колебанием той же частоты с некоторой амплитудой и некоторой фазой. В зависимости от фазы складываемых колебаний суммарная амплитуда уменьшается или увеличивается.

На рисунке 6 изображены осциллограммы колебаний ВЧ на входе приемника:

- от основной радиоволны с единичной амплитудой, приходящей в антенну приемника в нулевой момент времени ( $t = 0$ );
- от эхо-радиоволны с амплитудой 0,5, приходящей в антенну приемника с задержкой на время  $t_3$  (изображенная на рисунке 6 задержка на время  $t_3$  эквивалентна сдвигу эхо-радиоволны по фазе на  $150^\circ$  относительно основной радиоволны);
- результирующего колебания, образованного в соответствии с принципом суперпозиции суммой колебаний основной радиоволны и эхо-радиоволны.

Видно, что в момент прихода в антенну приемника эхо-радиоволны результирующее колебание имеет скачок фазы и скачок амплитуды.

Очевидно, что скачки фазы и амплитуды результирующего колебания на входе приемника будут многократными при приходе в антенну приемника многих эхо-радиоволн с различными временами задержки.

При технологии OFDM защитный интервал, длительность которого превышает время задержки эхо-радиоволн, позволяет устранить отрицательное влияние скачков фазы и амплитуды принимаемого радиосигнала.

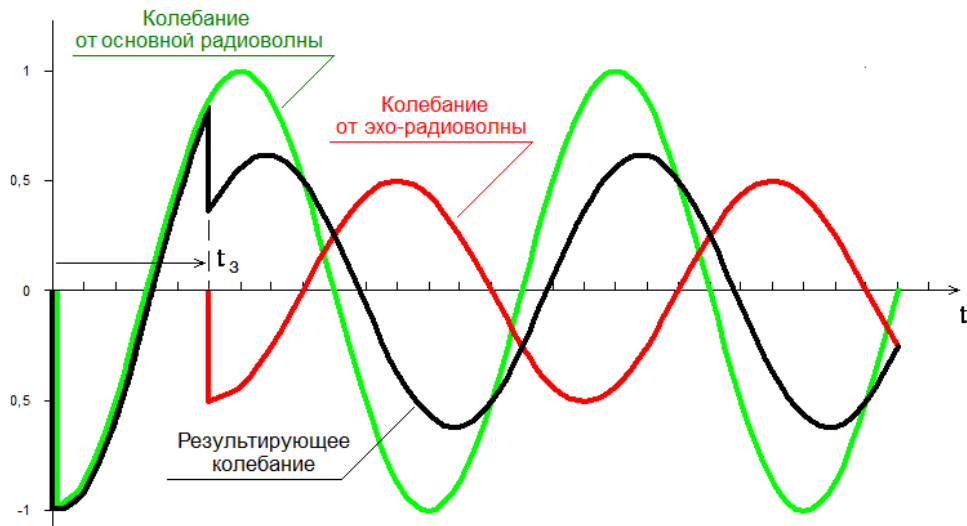


Рисунок 6 – Осциллограммы колебаний ВЧ на входе приемника:  
от основной радиоволны (зеленый цвет);  
от эхо-радиоволны (красный цвет);  
от суммы основной радиоволны и эхо-радиоволны (черный цвет)

Наличие защитного интервала в OFDM-символах позволяет использовать передатчики OFDM-систем для работы в одночастотной синхронной сети (например при организации синхронного цифрового телевидения DVB-T – Digital Video Broadcasting-Terrestrial), когда в приемнике (ПР) мешающим сигналом для текущего ( $j$ -того) OFDM-символа передатчика  $\Pi_1$  является сигнал предыдущего ( $i$ -того) ВЧ-OFDM-символа от соседнего передатчика  $\Pi_2$  (рисунок 7).

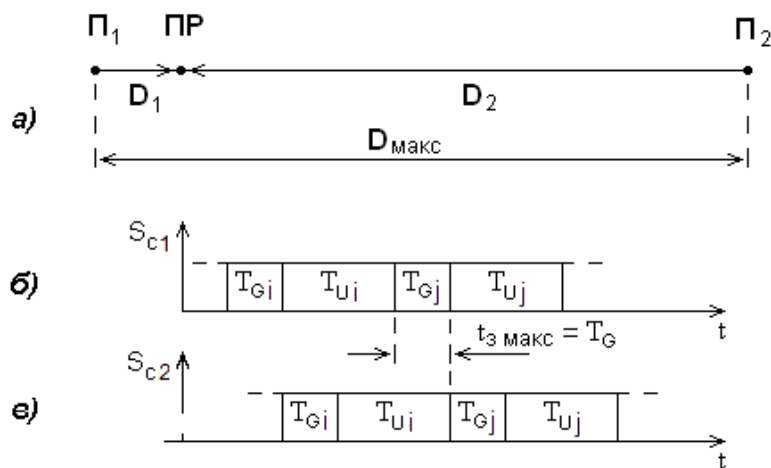


Рисунок 7 – Два одночастотных синхронных передатчика ( $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ )  
на расстоянии  $D$  друг от друга (а);  
сигнал  $S_{c1}$  в приемнике (ПР) от передатчика  $\Pi_1$  (б);  
сигнал  $S_{c2}$  в ПР от соседнего передатчика  $\Pi_2$   
с максимально возможной задержкой  $t_{3\text{ макс}} = T_G$  относительно сигнала  $S_{c1}$  (в)

Если разница в запаздывании принимаемых сигналов от двух передатчиков ( $t_3$ ) не превышает длительности защитного интервала ( $T_G$ ), то сигнал от соседнего передатчика не будет оказывать мешающего действия (см. рисунки 7,б,в).

Чем больше защитный интервал в ВЧ-OFDM-символе, тем большее расстояние  $D_{\text{макс}}$  возможно между передатчиками, передающими синхронные (одинаковые) ВЧ-OFDM-символы.

Максимальное расстояние между передатчиками одночастотной синхронной сети можно выразить с использованием построений, изображенных на рисунке 7,а, при условии  $D_1 \ll D_2$  следующим образом:

$$D_{\text{макс}} = c t_{\text{макс}} = c T_G, \quad (7)$$

где  $c$  – скорость света.

#### 1.4 Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с использованием ОДПФ

На рисунке 8 изображена структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с блоком ОДПФ, используемая в современных системах радиосвязи.

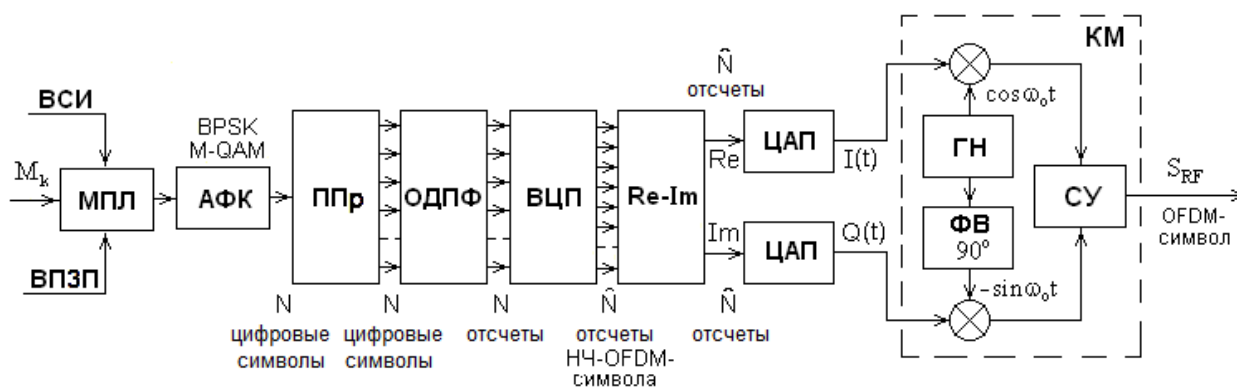


Рисунок 8 – Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала ( $S_{RF}$ ) с блоком ОДПФ.

Количество символов и отсчетов ( $N, \hat{N}$ )

соответствует интервалу времени одного OFDM-символа  $T = (T_G + T_U)$

OFDM-формирователь содержит:

- МПЛ – мультиплексор, при помощи которого в исходный цифровой поток  $M_k$  производится вставка битов служебной информации (ВСИ) и вставка битов пилотных и защитных поднесущих (ВПЗП);
- АФК – амплитудно-фазовый кодер;
- ППр – преобразователь последовательного потока цифровых символов в параллельный  $N$ -массив;
- ОДПФ – блок обратного дискретного преобразования Фурье;
- ВЦП – блок, осуществляющий вставку циклического префикса (ЦП);
- Re-Im – блок, осуществляющий выделение Re-Im-составляющих комплексных дискретных отсчетов НЧ-OFDM-символа;

- ЦАП – цифро-аналоговые преобразователи дискретных Re-Im-отсчетов синфазного и квадратурного каналов в непрерывные сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$ ;
- КМ – квадратурный модулятор.

АФК из  $n$  битов цифрового потока может формировать цифровые символы с разным числом уровней  $M = 2^n$ : 2-х уровневые символы BPSK при  $n = 1$  ( $M = 2^1 = 2$ ); 4-х уровневые символы QPSK (4-QAM) при  $n = 2$  ( $M = 2^2 = 4$ ) и др.

В блоке ППр за каждый интервал времени  $T$  запоминается  $N$  символов цифровой последовательности для процедуры ОДПФ.

Блок ОДПФ на каждом интервале времени  $T$  осуществляет обратное дискретное преобразование Фурье от  $N$ -символьной цифровой последовательности с образованием  $N$  комплексных отсчетов («временных коэффициентов»), соответствующих полезной части НЧ-OFDM-символа.

Для вставки ЦП в НЧ-OFDM-символ в блоке ВЦП за интервал времени  $T$  осуществляется запись  $N$  комплексных дискретных отсчетов, а в следующий интервал времени  $T$  – их ускоренное считывание в специфическом порядке с образованием большего числа отсчетов:  $\hat{N} = N(T_G + T_U) / T_U$ .

Блок Re-Im выделяет действительные (Re) и мнимые (Im) составляющие дискретных отсчетов, полученных после ВЦП.

Блоки ЦАП за каждый интервал времени  $T$  преобразуют  $\hat{N}$  Re-составляющих и  $\hat{N}$  Im-составляющих дискретных отсчетов в непрерывные аналоговые сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

За интервал времени  $T$  сигнал  $I(t)$  является НЧ-I-OFDM-символом, а сигнал  $Q(t)$  – НЧ-Q-OFDM-символом. НЧ-I-OFDM и НЧ-Q-OFDM символы состоят соответственно из косинусоидальных и синусоидальных ортогональных гармоник (НЧ-поднесущих) с частотами

$$F_0, F_1, \dots, F_{N-1}.$$

В КМ осуществляется перенос спектров НЧ-I-Q-OFDM-символов в область ВЧ с образованием за время  $T$  OFDM-символа. В разделе 1.9 показано, что OFDM-символ на выходе КМ – это однополосный радиосигнал с ортогональными ВЧ-поднесущими

$$f_0, f_1, \dots, f_{N-1}.$$

### 1.5 Осциллограмма НЧ-OFDM-символа.

#### Циклический префикс. Пик-фактор OFDM-символа

Для иллюстрации формирования защитного интервала при помощи ЦП рассмотрим в пределах временного интервала  $T$  осциллограмму полезной части простейшего НЧ-OFDM-символа, состоящего из суммы всего лишь трех ортогональных гармонических косинусоидальных колебаний с нулевой начальной фазой, одинаковыми амплитудами и частотами (рис. 9):

$$F_1, F_2 = 2F_1, F_3 = 3F_1.$$

Для формирования в НЧ-OFDM-символе защитного интервала длительностью  $T_G$  используют процедуру, которую называют «вставка циклического префикса» (ВЦП).

Процедура ВЦП заключается в том, что копия конца полезной части НЧ-OFDM-символа вставляется перед его полезной частью. На рисунке 9  $T_G = T_U / 4 = T_{G\text{макс}}$  (см. формулу (2)), однако длительность ЦП может быть меньше, чем  $T_U / 4$ .

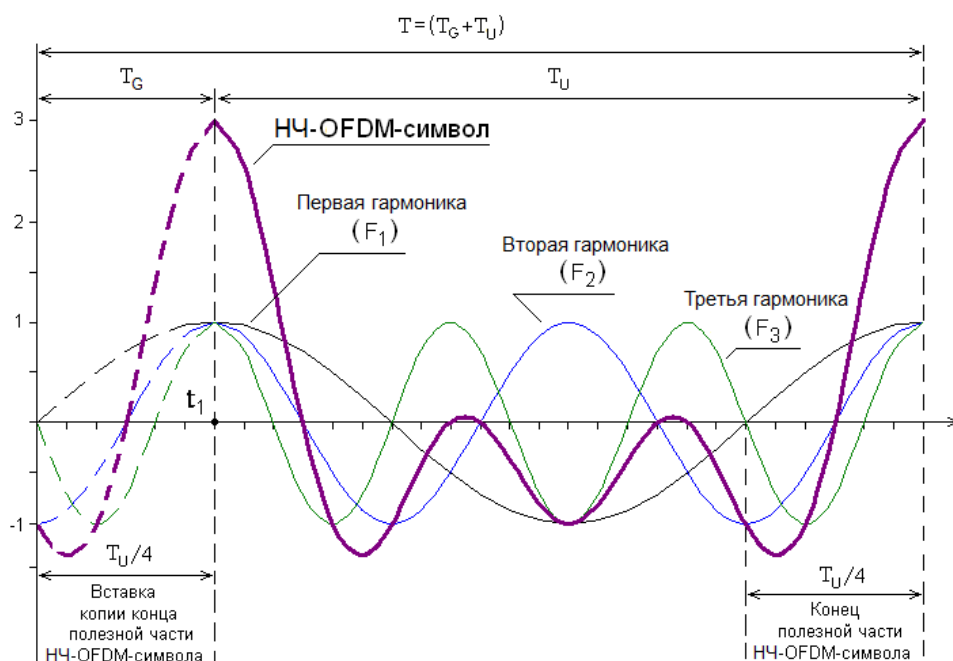


Рисунок 9 – Осциллограмма НЧ-OFDM-символа, состоящего из суммы трех ортогональных гармонических колебаний (НЧ-поднесущих). Префикс (защитный интервал) имеет длительность  $T_G = T_U / 4$

Из осциллограммы рисунка 9 видно, что префикс позволяет в момент времени  $t_1$ , соответствующий границе защитного интервала и полезной части OFDM-символа, получить непрерывный (без скачка) сигнал. При этом обеспечивается стабильная работа приемной аппаратуры.

Из осциллограммы также видно, что НЧ-OFDM-символ имеет непостоянную амплитуду и большое значение пик-фактора (Peak to Average Power Ratio – PAPR), определяемого как отношение максимальной (пиковой) мгновенной мощности радиосигнала к его средней мощности.

Наибольший пик-фактор НЧ-OFDM-символа соответствует моменту времени, когда мгновенные значения амплитуд всех несущих максимальны:

$$PAPR_{\text{макс}} [\text{дБ}] = 10 \lg N . \quad (8)$$

Среднеквадратический пик-фактор НЧ-OFDM-символа:

$$PAPR [\text{дБ}] \approx (1/2) PAPR_{\text{макс}} [\text{дБ}] = (1/2) 10 \lg N . \quad (9)$$

В КМ НЧ-OFDM-символы переносятся в область радиочастот с образованием OFDM-символов также с большим PAPR.

Большое значение PAPR является недостатком OFDM-радиосигнала, поскольку требует использования в передатчике и приемнике линейных усилителей, работающих в режиме «А» и имеющих малый КПД.

## 1.6 Использование ОДПФ для формирования НЧ-OFDM-символа на основе простой двухуровневой цифровой последовательности

Известно, что прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ, DFT – Discrete Fourier Transform) и обратное дискретные преобразования Фурье (ОДПФ, IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform) связывают комплексные гармоники сигнала  $\dot{C}_q$  («частотные коэффициенты») с частотами  $\hat{F}_q$  и комплексные отсчеты сигнала  $\dot{X}_m$  («временные коэффициенты») на интервале времени  $T = 1/\hat{F}_1$  следующими выражениями:

$$\dot{C}_q = \left( \frac{1}{N} \right) \sum_{m=0}^{N-1} \dot{X}_m e^{-j \left( \frac{2\pi}{N} q \right) m}; \quad (10)$$

$$\dot{X}_m = \sum_{q=0}^{N-1} \dot{C}_q e^{j \left( \frac{2\pi}{N} m \right) q}, \quad (11)$$

где  $N$  – число отсчетов дискретного сигнала во временной области и число гармоник этого сигнала в частотной области.

Чтобы понять смысл использования ОДПФ для формирования НЧ-OFDM-символа, сначала проделаем ДПФ для дискретного сигнала, представленного для упрощения рассмотрения действительными отсчетами ( $N = 8$ ) на временном интервале  $T$  (рис. 10,а):

$$X_0 = 2, X_1 = 0, X_2 = -2, X_3 = 0, X_4 = 2, X_5 = 0, X_6 = -2, X_7 = 0.$$

Используя (10), получим действительные амплитуды гармоник:

$$C_0 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_1 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_2 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 6} + 0 \right) = 1;$$

$$C_3 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 3 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 3 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 3 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 3 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_4 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 4 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 4 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 4 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 4 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_5 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 5 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 5 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 5 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 5 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_6 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 6 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 6 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 6 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 6 \right) 6} + 0 \right) = 1;$$

$$C_7 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 7 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 7 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 7 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 7 \right) 6} + 0 \right) = 0.$$

Полученный результат позволяет сделать вывод о том, что дискретный сигнал, характеризуемый во временной области на временном интервале  $T$  отсчетами  $X_0, X_1, \dots, X_7$  (см. рисунок 10,а), представляется в частотной области (см. рисунок 10,б) двумя ортогональными гармониками с нулевыми начальными фазами, одинаковыми амплитудами

$$C_2 = 1, \quad C_6 = 1$$

и частотами

$$\hat{F}_2 = 2/T, \quad \hat{F}_6 = 6/T.$$

Колебания этих гармоник во временной области изображены зеленым и красным цветом на рисунке 10,а.

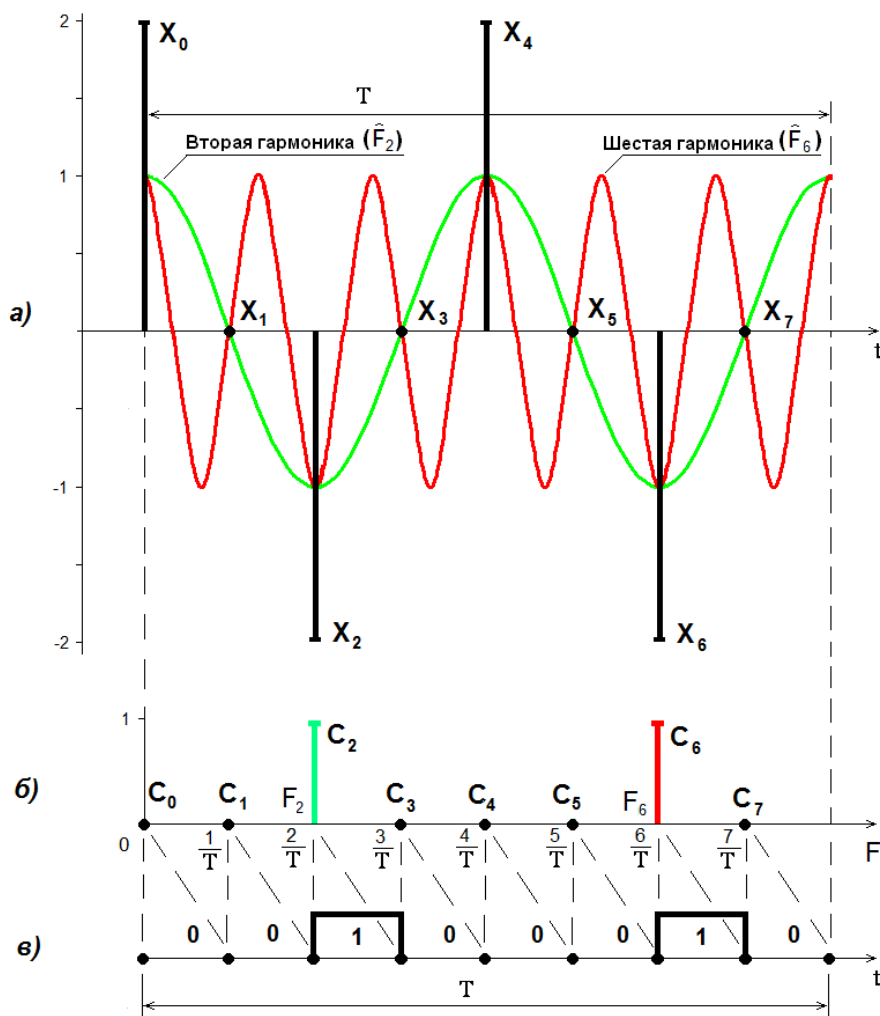


Рисунок 10 – Дискретный сигнал на временном интервале  $T$  и соответствующие ему гармонические колебания (а); представление дискретного сигнала в частотной области (б); символическая последовательность (0 0 1 0 0 0 1 0) на временном интервале  $T$  (в), дающая при обратном преобразовании Фурье дискретные отсчеты  $X_0, \dots, X_7$



Убедимся, что в соответствии с (11) ОДПФ от 8-ми спектральных составляющих в частотной области  $(C_0, C_1, \dots, C_7)$  дает исходный дискретный сигнал во временной области  $(X_0, X_1, \dots, X_7)$ :

$$\begin{aligned}
 X_0 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 0\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 0\right)6} + 0 \right) = 2; \\
 X_1 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 1\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 1\right)6} + 0 \right) = 0; \\
 X_2 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 2\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 2\right)6} + 0 \right) = -2; \\
 X_3 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 3\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 3\right)6} + 0 \right) = 0; \\
 X_4 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 4\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 4\right)6} + 0 \right) = 2; \\
 X_5 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 5\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 5\right)6} + 0 \right) = 0; \\
 X_6 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 6\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 6\right)6} + 0 \right) = -2; \\
 X_7 &= \left( 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 7\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4} 7\right)6} + 0 \right) = 0.
 \end{aligned}$$

Рассмотрим теперь использование ОДПФ для формирования НЧ-OFDM-символа с распределением  $N$ -символьной двухуровневой (бинарной) последовательности на  $N$  ортогональных гармоник (НЧ-поднесущих) с частотами  $\hat{F}_0, \hat{F}_1, \dots, \hat{F}_{N-1}$ .

Для этого изменим рисунок 10,б следующим образом:

- вместо частотной оси изобразим ось времени с интервалом  $T$ ;
- вместо двух спектральных составляющих изобразим 8-ми символьную двухуровневую (бинарную) последовательность с двумя единичными символами:

$$0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0. \quad (12)$$

Очевидно, что, применяя на временном интервале  $T$  к этой последовательности ОДПФ, получим дискретные отсчеты, вычисленные выше:

$$X_0, X_1, \dots, X_7.$$

Если в течение временного интервала  $T$  дискретный сигнал, характеризуемый действительными отсчетами  $X_0, X_1, \dots, X_7$ , пропустить через идеальный (с единичным коэффициентом передачи) фильтр нижних частот (ФНЧ), то произойдет его цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) в непрерывное колебание  $X(t)$ , которое изображено

черным цветом на рисунке 11. Сложная форма этого колебания определяется суммой двух равноамплитудных косинусоидальных гармоник (2-й и 6-й) с частотами  $\hat{F}_2 = 2/T$ ,  $\hat{F}_6 = 6/T$  и нулевыми начальными фазами:

$$X(t) = C_2 \cos[2(2\pi/T)t] + C_6 \cos[6(2\pi/T)t] = 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_2 t) + 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_6 t), \quad (13)$$

где  $C_2 = C_6 = 1$ ;  $\hat{\Omega}_2 = 2\pi\hat{F}_2 = 2(2\pi/T)$ ;  $\hat{\Omega}_6 = 2\pi\hat{F}_6 = 6(2\pi/T)$ .

Заметим, что только символы «1» двухуровневой цифровой последовательности (12), а это по счету 2-й и 6-й символы, порождают равноамплитудные гармоники с нулевой начальной фазой в НЧ-OFDM-символе – 2-ю и 6-ю гармоники. Символы «0» (а это по счету 0-й, 1-й, 3-й, 4-й, 5-й, 7-й символы) не вызывают возникновения 0-й (нулевой или постоянной составляющей отсчетов), 1-й, 3-й, 4-й, 5-й, 7-й гармоник. Очевидно, что этот результат – следствие ОДПФ, однозначно связывающего параметры сигнала во временной и частотной областях.

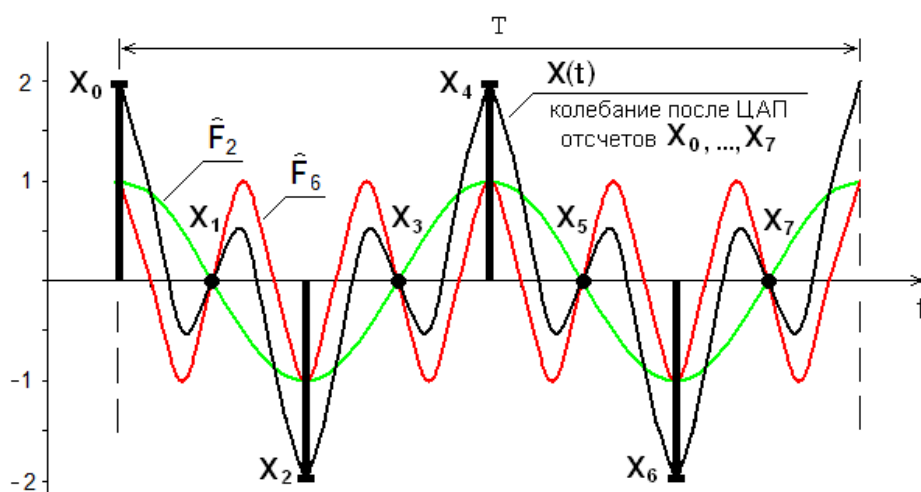


Рисунок 11 – Отсчеты дискретного сигнала ( $X_0, X_1, \dots, X_7$ ) на временном интервале  $T$  и их ЦАП с образованием аналогового колебания  $X(t)$ , соответствующего полезной части НЧ-OFDM-символа

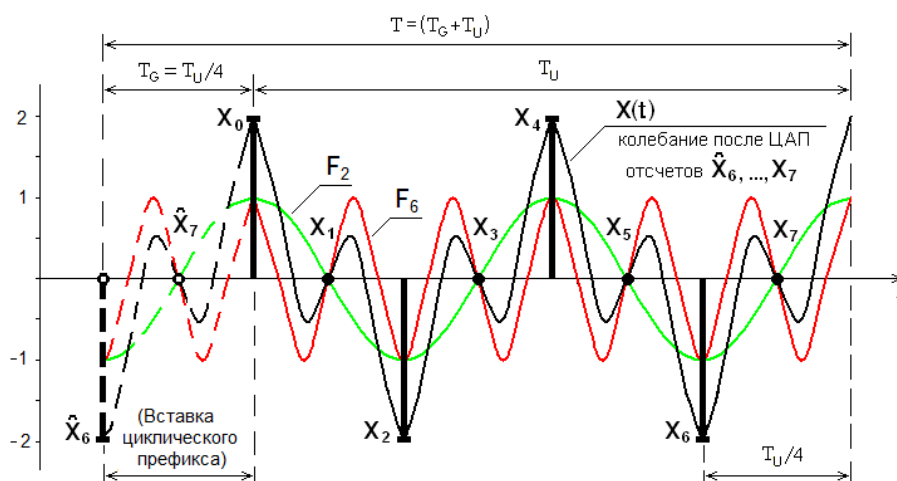


Рисунок 12 – Добавление двух отсчетов ( $\hat{X}_6, \hat{X}_7$ ) для вставки в НЧ-OFDM-символ циклического префикса длительностью  $T_U/4$

Для окончательного получения НЧ-OFDM-символа необходимо формирование защитного интервала путем «вставки циклического префикса» перед полезной частью символа (см. рисунок 9).

Процедура вставки циклического префикса (ВЦП) иллюстрируется осциллограммой, изображенной на рисунке 12: копии последних отсчетов полезной части OFDM-символа ( $\widehat{X}_6$  и  $\widehat{X}_7$ ) вставляются перед отсчетами  $X_0, X_1, \dots, X_7$ .

Для этого отсчеты  $X_0, X_1, \dots, X_7$ , вычисленные с использованием ОДПФ на интервале времени  $T$ , записываются в буферную память блока ВЦП (см. рисунок 8), а в следующий интервал времени  $T$  считываются из памяти в порядке:

$$\widehat{X}_6, \widehat{X}_7, X_0, X_1, \dots, X_7. \quad (14)$$

При этом частота считывания отсчетов ( $F_{сч}$ ) больше частоты записи ( $F_{зап}$ )

$$F_{сч} = F_{зап} (T_G + T_U) / T_U, \quad (15)$$

а число отсчетов на интервале времени  $T$  увеличивается и становится равным

$$\widehat{N} = N(T_G + T_U) / T_U. \quad (16)$$

В результате ЦАП отсчетов, соответствующих (14) и распределенных на интервале времени  $T = (T_G + T_U)$ , образуется аналоговый НЧ-OFDM-символ  $X(t)$ , изображенный кривой черного цвета на рисунке 12.

### 1.7 Использование ОДПФ для формирования НЧ-OFDM-символа на основе комплексных цифровых последовательностей

В аппаратуре, используемой на практике, все операции (АФК, ППр, ОДПФ, ВЦП, ЦАП, см. рисунок 8) производятся над комплексными символами и отсчетами.

При этом 2 уровня АФК-BPSK, соответствующие символам (битам) «1», «0», представляются комплексными цифровыми символами (с разностью фаз  $180^\circ$ )

$$\langle 1 e^{j45^\circ} \rangle, \langle 1 e^{j225^\circ} \rangle \text{ (или } \langle 1 e^{j135^\circ} \rangle, \langle 1 e^{j315^\circ} \rangle), \quad (17)$$

4 уровня АФК-QPSK (4-QAM), соответствующие комбинациям из 2 бит «11», «01», «00», «10», представляются комплексными цифровыми символами

$$\langle 1 e^{j45^\circ} \rangle, \langle 1 e^{j135^\circ} \rangle, \langle 1 e^{j225^\circ} \rangle, \langle 1 e^{j315^\circ} \rangle, \quad (18)$$

$M$  уровней АФК-M-QAM, соответствующие комбинациям из  $n$  битов ( $n = \log_2 M$ ), представляются комплексными цифровыми символами:

$$|S_k| e^{j\varphi_k}. \quad (19)$$

Учитывая особенности рассмотренных операций ОДПФ, ВЦП и ЦАП, можно сформулировать следующие свойства, присущие структурной схеме рисунка 8 при формировании НЧ-OFDM-символа на основе комплексных цифровых символов после АФК.

1. Каждому цифровому символу на временном интервале  $T$  соответствует своя НЧ-поднесущая (гармоника) в НЧ-OFDM-символе, причем после ОДПФ цифровым символам с номерами  $(0, 1, 2, \dots, N-1)$  соответствуют ортогональные НЧ-поднесущие с частотами:

$$F_0 = 0; \hat{F}_1 = \frac{1}{T} = \frac{1}{(T_G + T_U)}; \dots, \hat{F}_{N-1} = \frac{(N-1)}{T} = \frac{(N-1)}{(T_G + T_U)}. \quad (20)$$

2. Амплитуды поднесущих НЧ-OFDM-символа равны амплитудам соответствующих цифровых символов после АФК.

3. Начальные фазы поднесущих НЧ-OFDM-символа равны фазам соответствующих цифровых символов после АФК.

4. После вставки циклического префикса, определяющего защитный интервал, частоты поднесущих НЧ-OFDM-символа увеличиваются в  $[(T_G + T_U) / T_U]$  раз:

$$F_1 = \frac{\hat{F}_1(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(T_G + T_U)}{T T_U} = \frac{1}{T_U}; \dots, F_{N-1} = \frac{\hat{F}_{N-1}(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(N-1)}{T_U}. \quad (21)$$

### 1.8 Формирование НЧ-OFDM-символов с «пилотными поднесущими» и с «защитными поднесущими»

Используя сформулированные выше свойства, формируют НЧ-OFDM-символы с информационными поднесущими (ИП), с пилотными поднесущими (ПП) и с защитными поднесущими (ЗП) (рисунок 13).

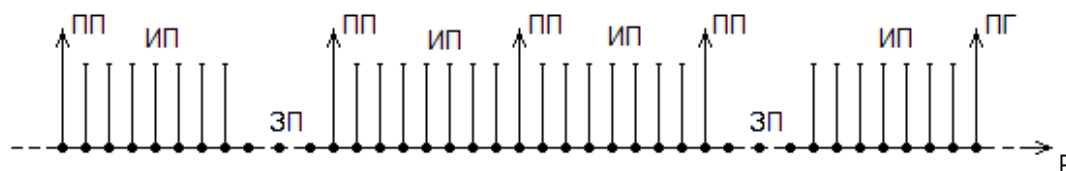


Рисунок 13 – ИП, ПП и ЗП в спектре НЧ-OFDM-символа

ПП имеют одинаковые амплитуды, одинаковые начальные фазы и равномерное распределение в спектре НЧ-OFDM-символа. ПП используют при приеме для оценки состояния радиоканала и для синхронизации приемной аппаратуры.

ЗП – это «отсутствующие поднесущие», или «нулевые поднесущие». ЗП обеспечивают промежутки (зазоры) между частотными полосами соседних каналов. Количество ЗП, например, в наземном цифровом телевидении соответственно 343 или 1375 при использовании массивов для ОДПФ размером  $N = 2 \cdot 1024 = 2048$  или  $N = 8 \cdot 1024 = 8192$ . При этом число ИП соответственно 1705 и 6817.

Формирование ПП и ЗП обеспечивается путем вставки при помощи мультиплексора (МПЛ, см. рисунок 8) в информационный поток  $M_k$  специальных битов. Эта операция на рисунке 8 названа «вставкой пилотных и защитных поднесущих» (ВПЗП).

## 1.9 Квадратурная модуляция с получением однополосного OFDM-радиосигнала

В квадратурном модуляторе (КМ, см. рисунок 8) НЧ-OFDM-символы с ИП, ПП, ЗП преобразуются в высокочастотные OFDM-символы. Для этого блоки ЦАП за каждый интервал времени  $T$  превращают Re-составляющие и Im-составляющие комплексных дискретных отсчетов НЧ-OFDM-символа в непрерывные аналоговые косинусоидальные и синусоидальные сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$ , характеризующие комплексный НЧ-сигнал  $\dot{X}(t)$  с частотой  $\Omega_q = 2\pi F_q$  и комплексной амплитудой  $\dot{C}_q = C_q e^{j\varphi_q}$ :

$$\begin{aligned} I(t) + jQ(t) = \dot{X}(t) &= \sum_{q=0}^{N-1} \dot{C}_q e^{j\Omega_q t} = \sum_{q=0}^{N-1} C_q e^{j\varphi_q} e^{j\Omega_q t} = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} C_q \left[ \cos(\Omega_q t + \varphi_q) + j \sin(\Omega_q t + \varphi_q) \right]; \end{aligned} \quad (22)$$

$$I(t) = \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(\Omega_q t + \varphi_q); \quad (23)$$

$$Q(t) = \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin(\Omega_q t + \varphi_q). \quad (24)$$

На выходе квадратурного модулятора (КМ) образуется OFDM-радиосигнал  $S_{RF}$ :

$$\begin{aligned} S_{RF} &= I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t = \\ &= \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(\Omega_q t + \varphi_q) \right] \cos \omega_0 t - \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin(\Omega_q t + \varphi_q) \right] \sin \omega_0 t = \\ &= \left( \frac{1}{2} \right) \sum_{q=0}^{N-1} C_q \left\{ \cos [(\omega_0 - \Omega_q)t - \varphi_q] + \cos [(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q] \right\} - \\ &\quad - \left( \frac{1}{2} \right) \sum_{q=0}^{N-1} C_q \left\{ \cos [(\omega_0 - \Omega_q)t - \varphi_q] - \cos [(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q] \right\} = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos [(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q] = \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos [2\pi(f_0 + F_q)t + \varphi_q] = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos (2\pi f_q t + \varphi_q), \end{aligned} \quad (25)$$

где  $f_q = (f_0 + F_q)$ .

Как следует из (25), OFDM-радиосигнал содержит высокочастотные поднесущие (см. рисунок 3,б):

$$f_0 = (f_0 + F_0) = (f_0 + 0) = f_0; \quad f_1 = (f_0 + F_1); \quad f_2 = (f_0 + F_2); \quad \dots, \quad f_{N-1} = (f_0 + F_{N-1}).$$

Поднесущие  $f_1, f_2, \dots, f_{N-1}$  образуют только «верхнюю боковую полосу» относительно «опорной» поднесущей  $f_0$  квадратурного модулятора (КМ, см. рисунок 8). Вследствие этого OFDM-радиосигнал является «однополосным».

## 1.10 OFDM-демодулятор

Структурная схема OFDM-демодулятора изображена на рисунке 14.

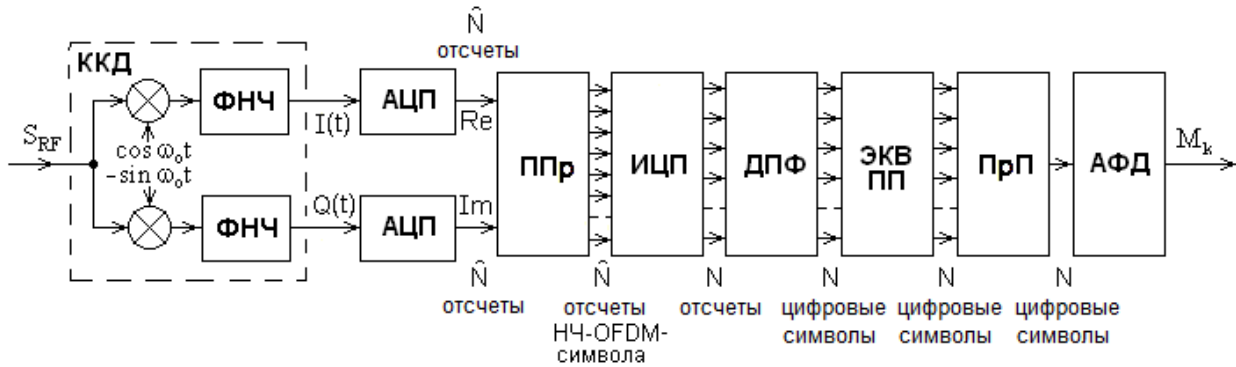


Рисунок 14 – Структурная схема OFDM-демодулятора.

Количество отсчетов и символов ( $\hat{N}$ ,  $N$ ) соответствует интервалу времени  $T = (T_G + T_U)$

OFDM-демодулятор содержит:

- ККД – когерентный квадратурный детектор;
- АЦП – аналого-цифровые преобразователи синфазного и квадратурного каналов;
- ППр – преобразователь последовательных дискретных отсчетов действительной (Re) и мнимой (Im) составляющих НЧ-OFDM-символа в параллельный массив комплексных отсчетов;
- ИЦП – блок изъятия циклического префикса из массива комплексных отсчетов НЧ-OFDM-символа;
- ДПФ – блок прямого дискретного преобразования Фурье;
- ЭКВ ПП – эквалайзер по пилотным поднесущим;
- ПрП – преобразователь массива комплексных цифровых символов из параллельного в последовательный;
- АФД – амплитудно-фазовый декодер.

Выходные напряжения ККД с учетом фильтрующих свойств ФНЧ:

$$U_I = S_{RF} [\cos \omega_0 t] = \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos [(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q] \right] [\cos \omega_0 t] \sim \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(\Omega_q t + \varphi_q) = I(t); \quad (26)$$

$$U_Q = S_{RF} [-\sin \omega_0 t] = \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos [(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q] \right] [-\sin \omega_0 t] \sim \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin(\Omega_q t + \varphi_q) = Q(t). \quad (27)$$

Сопоставление (26) и (27) с (23) и (24) позволяет сделать вывод о том, что выходные напряжения ККД с учетом фильтрующих свойств ФНЧ соответствуют Re-составляющим и Im-составляющим аналоговых сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

После АЦП сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  в блоке ППр за каждый интервал времени  $T$  запоминается  $\hat{N}$  комплексных отсчетов НЧ-OFDM-символа.

Блок ИЦП за каждый интервал времени  $T$  считывает из блока ППр только  $N$  комплексных отсчетов, соответствующих полезной части НЧ-OFDM-символа.

В блоке ДПФ за каждый интервал времени  $T$  происходит прямое дискретное

преобразование Фурье с получением N-массива комплексных «частотных коэффициентов» (см. формулу (10)), амплитуды и фазы которых соответствуют амплитудам и фазам цифровых символов.

В блоке ЭКВ ПП производится выравнивание частотной и фазовой характеристик канала связи для устранения искажений амплитуд и фаз цифровых символов.

Блок ПрП преобразовывает массив комплексных цифровых символов из параллельного в последовательный.

Блок АФД осуществляет амплитудно-фазовое декодирование комплексных цифровых символов с образованием битового потока  $M_k$ .

## 2 ТЕХНОЛОГИЯ COFDM

Множественный доступ на основе технологии COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с кодированием) – это разновидность технологии OFDM, когда цифровые данные, относящиеся к какому-то одному каналу данных, в следующих друг за другом OFDM-символах по вполне определенному коду (закономерности) попадают на разные поднесущие частоты. Именно этому факту обязано слово «Coded» в названии COFDM-технологии.

В качестве примера на рисунке 15 для системы цифрового радиовещания DAB (Digital Audio Broadcasting) показан принцип частотного кодирования (частотного перемежения) на 768 поднесущих частот данных кадра, имеющего длительность 48 мс и состоящего из 75-ти COFDM-символов. В COFDM-символах кадра содержатся данные канала синхронизации (ДКС), данные конфигурации мультиплексирования (ДКМ – возможны 6 вариантов конфигурации мультиплексирования), данные сервисной информации (ДСИ – новости, музыка, спорт и пр.), данные 6-ти стереофонических программ вещания (P1, PII, ..., PVI), дополнительные данные (ДД).

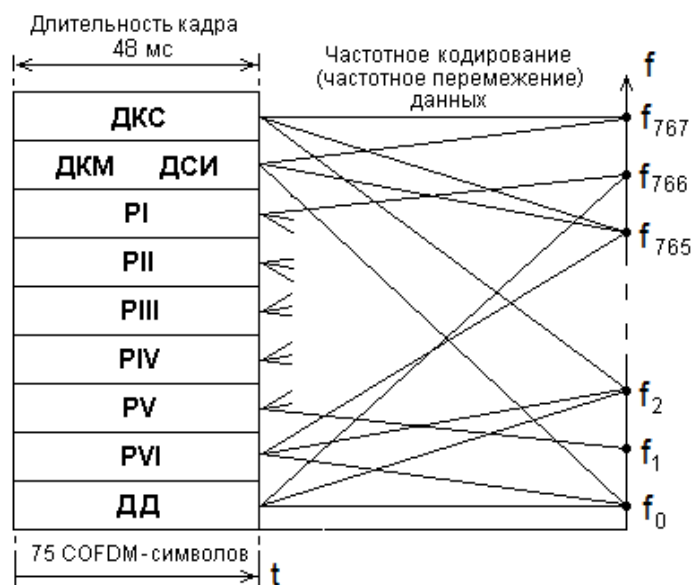


Рисунок 15 – Частотное кодирование (частотное перемежение) данных кадра системы DAB

Такое частотное перемежение (частотный интерливинг – от «interleaving» – чередование) в совокупности с исправляющими CRC-кодами (Cyclic Redundancy Code – циклический избыточный код) исключает потерю данных при селективных замираниях нескольких несущих (см. рисунок 4), которое при технологии OFDM приводит к слитным цифровым ошибкам.



### 3 ТЕХНОЛОГИЯ OFDMA

Технология OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с ортогональным разделением частот) используется в системах WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access – Широкополосный доступ в микроволновом диапазоне), LTE-4G (Long Term Evolution – Долговременное развитие), NR-5G (New Radio), Wi-Fi 6 (Wireless Fidelity – Беспроводная точность) и др.

Технология OFDMA является усовершенствованной версией технологии OFDM.

Если при OFDM используется фиксированное разделение каналов пользователям по времени (OFDM-TDMA, рисунок 16,а) или по частоте (OFDM-FDMA, рисунок 16,б), то при OFDMA каналы пользователям назначаются «динамически» по времени и по частоте (рисунок 16,в). При «динамическом» распределении каналов пользователям предоставляются «лучшие подмножества поднесущих», то есть те подмножества, каналы которых имеют наименьшие затухания и низкие уровни помех.

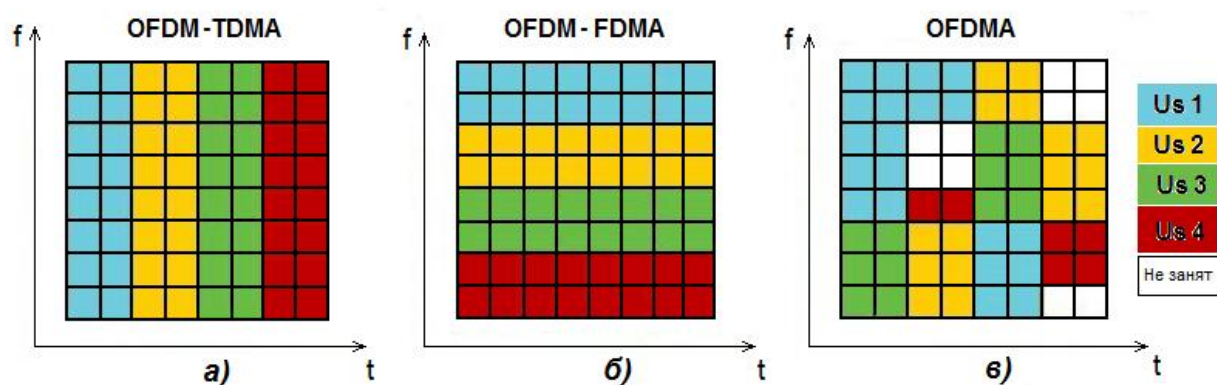


Рисунок 16 – Распределение каналов для пользователей (Users: Us1, Us2, Us3, Us4): при OFDM – фиксированное распределение или по времени (а), или по частоте (б); при OFDMA – динамическое распределение по времени и по частоте (в)

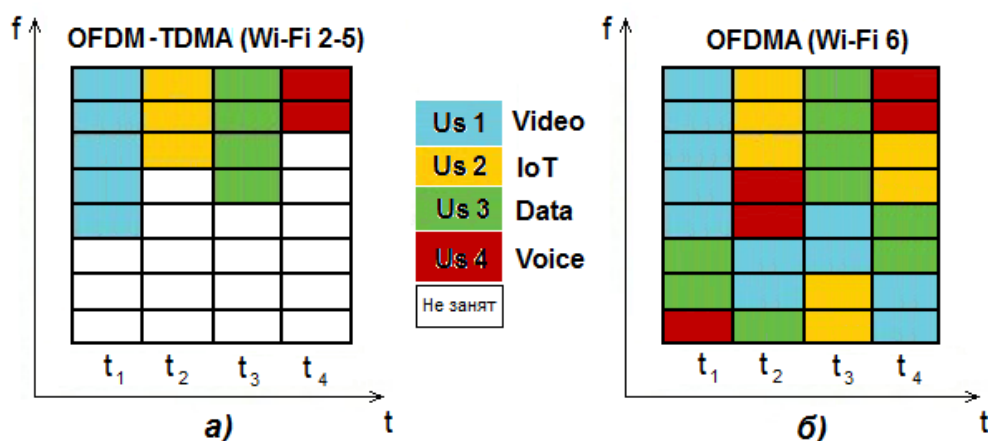


Рисунок 17 – Распределение канального ресурса: при последовательном обслуживании пользователей системами поколений Wi-Fi 2-5; при параллельном обслуживании пользователей системой поколения Wi-Fi 6

Преимущества технологии OFDMA, внедренной в стандарт беспроводной связи Wi-Fi 6, в сравнении с технологией OFDM-TDMA, используемой в стандартах Wi-Fi 2-5, продемонстрированы на рисунках 17,а,б. Точки доступа стандартов Wi-Fi 2-5 в единицу времени могут работать только с одним пользователем. Другие пользователи должны дожидаться своей «очереди». Точка доступа стандарта Wi-Fi 6 за счет деления канала передачи на подканалы, в которых данные могут передаваться и приниматься параллельно, в единицу времени может обслуживать одновременно многих пользователей (теоретически – до 74-х при использовании полосы 160 МГц). На практике, как правило, при использовании полосы 20 МГц обслуживается до 9-ти пользователей. Принято считать, что технология OFDMA позволила увеличить быстродействие стандарта Wi-Fi 6 в 3-6 раз по сравнению со стандартами предыдущего поколения (Wi-Fi 2-5).

Следует отметить, что технология OFDMA в сравнении с технологией OFDM позволяет не только улучшить производительность сети за счет одновременной передачи данных нескольким пользователям без использования «плохих» подмножеств поднесущих, но и уменьшить эффекты подавления радиоволн из-за многолучевого распространения за счет возможного использования частотных скачков при передаче.

Иллюстрация использования технологии OFDMA в нисходящих каналах (DownLink) системы мобильной связи LTE-4G изображена на рисунке 18.

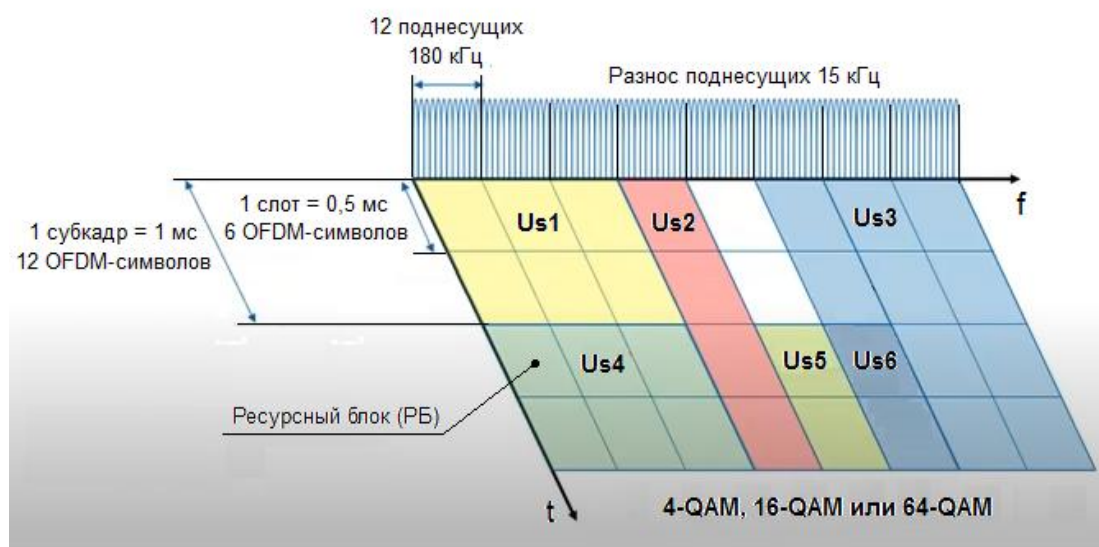


Рисунок 18 – Динамическое распределение каналов для пользователей (Us1...Us6) по технологии OFDMA в DownLink-каналах системы мобильной связи LTE-4G.

Количество OFDM-символов в слоте соответствует «увеличенному» ЦП

Весь ресурс нисходящих каналов системы LTE-4G разбивается на ресурсные блоки (РБ) и ресурсные элементы (РЭ).

Минимальной информационной единицей в канале является РБ, состоящий из 12-ти поднесущих во временном интервале (слоте) длительностью 0,5 мс. Поднесущие разнесены на  $\Delta f = 15$  кГц, при этом полоса РБ

$$B_{\text{РБ}} = 12 \cdot 15 = 180 \text{ кГц.}$$

Ресурсный элемент (РЭ) соответствует одной поднесущей в частотной области и одному OFDM-символу во временной области. Если используется конфигурация РБ с 6-ю OFDM-символами в одном слоте, то каждый РБ включает в себя  $12 \times 6 = 72$  РЭ (рисунок 19).

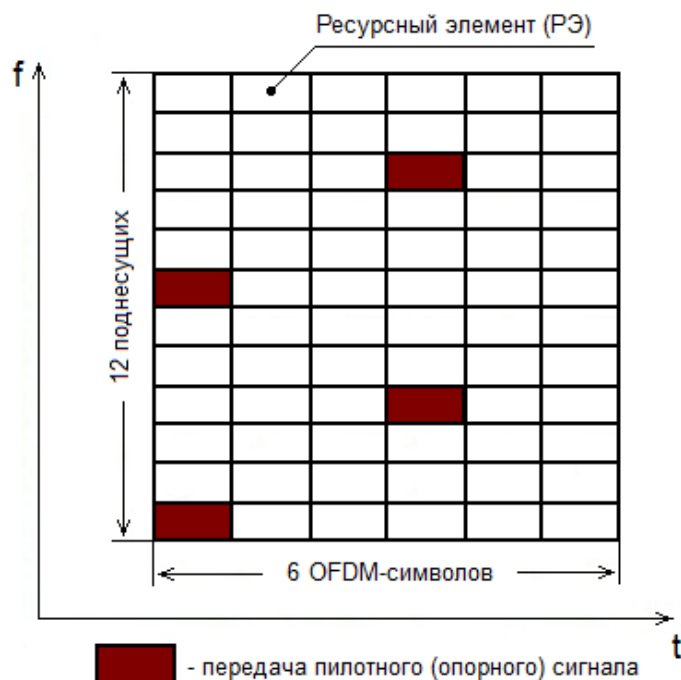


Рисунок 19 – Распределение пилотных поднесущих в РБ системы мобильной связи LTE-4G

Слот может содержать 6 или 7 OFDM-символов в зависимости от длительности циклического префикса (ЦП). Если используется «увеличенная» длительность циклического префикса (ЦП), то слот содержит 6 OFDM-символов; если используется «стандартная» длительность ЦП, то слот содержит 7 OFDM-символов.

Часть РЭ используется для передачи пилотных (опорных) сигналов, которые необходимы для оценки состояния радиоканала и синхронизации приемной аппаратуры. Пилотные поднесущие передаются в 1-м и 4-м OFDM-символе каждого слота при «увеличенной» длине циклического префикса. При стандартной длительности циклического префикса пилотные поднесущие передаются в 1-м и 5-м OFDM-символе каждого слота. В частотной области сигналы поднесущих разносятся на одинаковые расстояния.

Все временные промежутки в системе LTE-4G выражаются через базовый интервал  $T_S$ , соответствующий периоду тактирования и называемый «временной единицей»:

$$T_S = 1 / F_S = 1 / (2048 \cdot \Delta f) = 1 / (2048 \cdot 15 \text{ кГц}) = 1 / (30,72 \text{ МГц}) \approx 0,033 \text{ мкс},$$

где  $F_S = 30,72 \text{ МГц}$  – частота тактирования;

$$\Delta f = 1 / T_U = 1 / 2048 \cdot T_S = 15 \text{ кГц} \text{ – частотный разнос поднесущих OFDM-радиосигнала.}$$

Частота 30,72 МГц кратна частоте обработки 3,84 МГц системы WCDMA-3G (Wideband Code Division Multiple Access – широкополосный множественный доступ с кодовым разделением) для возможности сопряжения работы систем LTE-4G и WCDMA-3G.

Длительность «увеличенного» ЦП

$$T_G = 512 \cdot T_S = 0,25 \cdot T_U \approx 16,7 \text{ мкс}.$$

«Увеличенный» ЦП применяется в больших сотах и позволяет исключить

отрицательное воздействие на полезную радиоволну эхо-радиоволн с «разностью хода»

$$S = c \cdot 512 \cdot T_S = 3 \cdot 10^8 \cdot 16,7 \cdot 10^{-6} \approx 5000 \text{ м.}$$

Если в слоте 7 OFDM-символов, то длительность ЦП в первом символе  $160 \cdot T_S$ , в последующих символах  $144 \cdot T_S \approx 4,7 \text{ мкс}$ .

При этом исключается отрицательное воздействие эхо-радиоволн с «разностью хода»

$$S = c \cdot 144 \cdot T_S = 3 \cdot 10^8 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \approx 1400 \text{ м.}$$

Длительность полезной части OFDM-символа

$$T_U = 2048 \cdot T_S = 1 / \Delta f = 1 / (15 \text{ кГц}) \approx 66,7 \text{ мкс.}$$

Слот имеет длительность

$$T_{cl} = 15360 \cdot T_S = 0,5 \text{ мс.}$$

Субкадр состоит из 2-х слотов и имеет длительность

$$T_{ck} = 30720 \cdot T_S = 1 \text{ мс.}$$

Кадр (пакет данных) содержит 10 субкадров и имеет длительность

$$T_k = 307200 \cdot T_S = 10 \text{ мс.}$$

Некоторые параметры нисходящих каналов системы LTE-4G представлены в таблице 1.

Таблица 1 Некоторые параметры DownLink-каналов системы LTE-4G

Выделенная ширина полосы, МГц, $B^*$	1,25	3,0	5,0	10,0	15,0	20,0
Количество ресурсных блоков (РБ), $N_{РБ}$	6	15	25	50	75	100
Ширина полосы одного РБ, кГц, $B_{РБ}$	180	180	180	180	180	180
Используемая ширина полосы, МГц, $B = B_{РБ} \cdot N_{РБ} < B^*$	1,08	2,7	4,5	9,0	13,5	18,0
Количество информационных поднесущих (ИП) и пилотных поднесущих (ПП), $N_{ИП} + N_{ПП}$	72	180	300	600	900	1200
Количество защитных поднесущих (ЗП), $N_{ЗП}$	56	76	212	424	636	848
Размер ОДПФ, $N = N_{ИП} + N_{ПП} + N_{ЗП}$	128	256	512	1024	1536	2048
Частота выборки, МГц, $F'_S = N \cdot \Delta f, \Delta f = 1/T_U = 15 \text{ кГц}$	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72

Распределение участков частотного диапазона системы LTE-4G-2500 разным операторам мобильной связи приведено на рисунке 20.

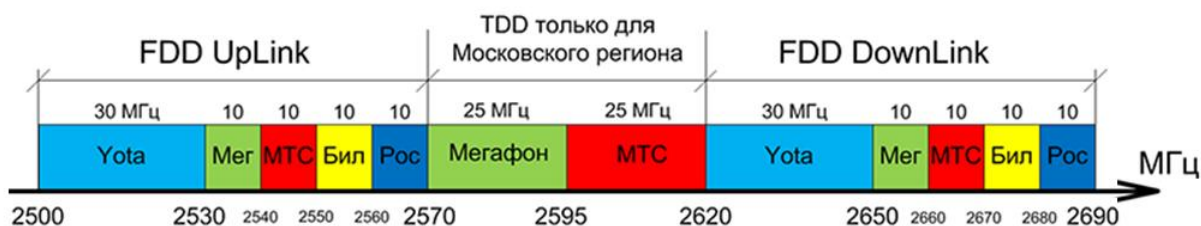


Рисунок 20 – Участки частотного диапазона системы LTE-4G-2500 для разных операторов мобильной связи

(FDD – Frequency Division Duplex – дуплекс с частотным разделением каналов);

TDD – Time Division Duplex – дуплекс с временным разделением каналов)

Технология OFDMA позволяет базовой станции (БС) системы LTE-4G гибко предоставлять разный частотно-временной многоканальный ресурс для мобильных станций (МС) пользователей в зависимости от их количества в соте и необходимого им трафика (см. рисунок 18).

Чем больше РБ выделяется одной МС, тем выше скорость обмена информацией между БС и МС.

В частности, для нисходящего канала возможно предоставление одной МС всего частотно-временного ресурса БС, то есть всех 100 РБ (см. данные таблицы 1). В этом случае максимальная скорость передачи цифрового потока в нисходящем канале (от БС к МС) при модуляции 64-QAM без использования многоантенной технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) можно приблизительно оценить следующим образом:

$$R_b = N_{РБ} \cdot N_{nРБ} \cdot n_{64-QAM} \cdot N_{сим/сл} \cdot N_{сл/к} / T_k = 100 \cdot 12 \cdot 6 \cdot 7 \cdot 20 / 10 \text{ мс} \approx 100 \text{ Мбит/с},$$

где  $N_{РБ}$  – количество РБ ( $N_{РБ} = 100$ );

$N_{nРБ}$  – количество поднесущих в одном РБ ( $N_{nРБ} = 12$ );

$n_{64-QAM}$  – количество битов в одном символе при 64-QAM ( $n_{64-QAM} = 6$ );

$N_{сим/сл}$  – количество OFDM-символов в одном слоте ( $N_{сим/сл} = 7$ );

$N_{сл/к}$  – количество слотов в одном кадре ( $N_{сл/к} = 20$ ).

Скорость цифрового потока в нисходящем канале может быть увеличена в 2 или в 4 раза (приблизительно до 200 Мбит/с или до 400 Мбит/с) при использовании технологии MIMO 2×2 или технологии MIMO 4×4.

Скорость цифрового потока восходящего канала (UpLink) приблизительно в 3 раза меньше скорости нисходящего канала. Это объясняется различием в максимальных мощностях передатчиков БС и МС. Если максимальная мощность передатчика БС 46 дБм (40 Вт) на канал для одного абонента, то максимальная мощность передатчика МС для разных частотных диапазонов не превышает 23...25 дБм (0,2...0,32 Вт). При взаимодействии БС и МС мощный передатчик позволяет БС использовать большее количество РБ в нисходящем канале, чем МС в восходящем канале.

#### 4 ТЕХНОЛОГИЯ SC-FDMA (DFT-SOFTDM)

Технология множественного доступа с частотным разделением каналов и одной несущей SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) используется в восходящих каналах систем мобильной связи LTE-4G и NR-5G.

Альтернативное название технологии SC-FDMA – распределенная OFDM с дискретным преобразованием Фурье (DFT-SOFTDM – Discrete Fourier Transform Spread OFDM).

SC-FDMA-радиосигнал ( $S_{RF}$ ) системы LTE-4G – это ВЧ-SC-FDMA-символы (в дальнейшем для упрощения SC-FDMA-символы), состоящие во временной области из циклического префикса (ЦП) длительностью  $T_G$  и полезной части длительностью  $T_U$  (так же, как и OFDM-символы в нисходящих каналах). Временной интервал одного SC-FDMA-символа в случае «увеличенного» ЦП

$$T = T_G + T_U = 512 \cdot T_S + 2048 \cdot T_S = 2560 \cdot T_S = 83,3 \text{ мкс}.$$

Структурная схема формирователя SC-FDMA-радиосигнала представлена на рисунке 21.

SC-FDMA-формирователь содержит:

- МПЛ – мультиплексор, при помощи которого в исходный цифровой поток  $M_k$  производится вставка битов служебной информации (ВСИ) и вставка битов пилотных и защитных поднесущих (ВПЗП);
- АФК – амплитудно-фазовый кодер;
- ППр – преобразователь последовательного потока цифровых символов в параллельный массив;
- ДПФ – блок прямого дискретного преобразования Фурье;
- РНЧП – блок распределения НЧ поднесущих;
- ОДПФ – блок обратного дискретного преобразования Фурье;
- ВЦП – блок, осуществляющий вставку циклического префикса (ЦП);
- ЦАП – блоки цифро-аналогового преобразования;
- КМ – квадратурный модулятор.

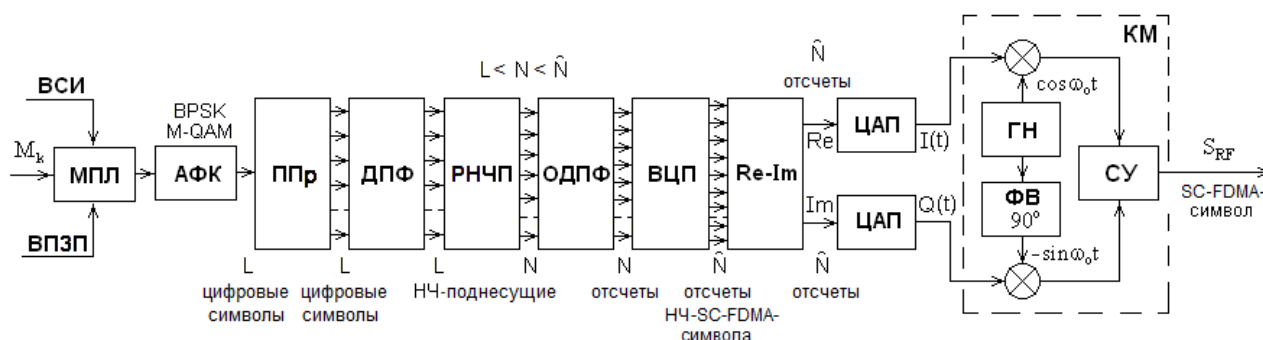


Рисунок 21 – Структурная схема формирователя SC-FDMA-радиосигнала.

Количество символов, НЧ-поднесущих и отсчетов ( $L, N, \hat{N}$ ) соответствует интервалу времени одного SC-FDMA-символа  $T = (T_G + T_U)$

Если для канала связи одного пользователя (абонента) выделено  $L$  «адресных» поднесущих из общего количества  $N$  поднесущих системы связи, то на каждом интервале времени  $T$  при помощи блока ДПФ на основе  $L$  комплексных цифровых символов временной области  $\dot{X}_m$  ( $m=0,1,2,\dots,L-1$ ) рассчитывается  $L$ -массив комплексных «частотных коэффициентов»  $\dot{C}_m$  (см. формулу (10)). Получаемый  $L$ -массив характеризует амплитуды и фазы НЧ-поднесущих (НЧ-гармоник)  $\hat{F}_m$ , разнос частот которых

$$\Delta\hat{F} = \hat{F}_m - \hat{F}_{m-1} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2560T_S} = 12 \text{ кГц}.$$

Если для упрощения рассмотрения считать, что одному пользователю выделено всего лишь 4 поднесущих ( $L=4$ , при этом на интервале времени  $T = 2560T_S = 83,3$  мкс может следовать всего лишь 4 QPSK-символа, рисунок 22,а), то иллюстрация получаемого спектра после ДПФ на 4-х НЧ-поднесущих  $\hat{F}_m$  ( $m=0,1,2,3$ ) показана на рисунке 22,б.

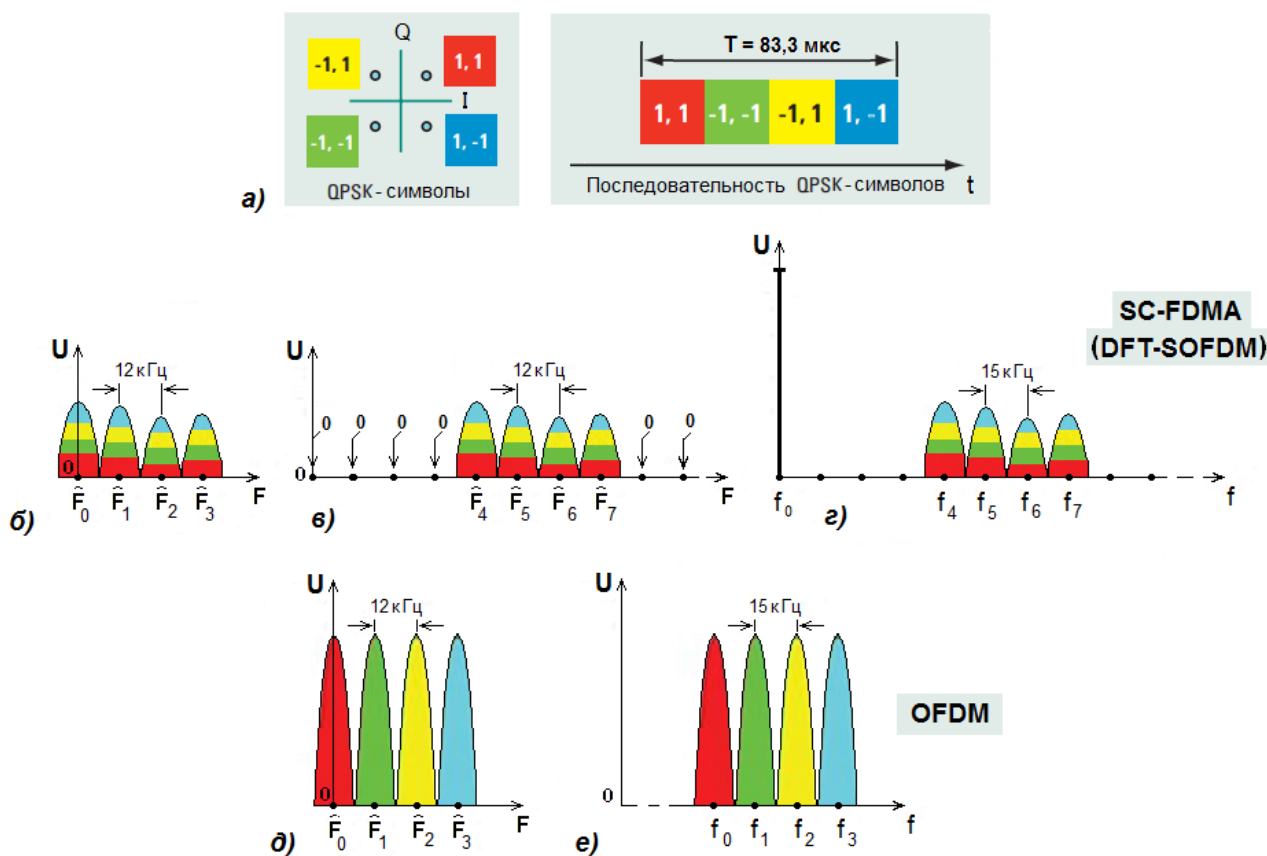


Рисунок 22 – Цифровые QPSK-символы и их следование на интервале времени  $T$  (а).

Для технологии SC-FDMA (DFT-SOFDM):

- спектр QPSK-символов на НЧ-поднесущих после ДПФ (б);
- спектр QPSK-символов на НЧ-поднесущих после вставки нулей (в);
- спектр SC-FDMA-символа с одной несущей  $f_0$  на выходе КМ (г).

Для технологии OFDM:

- спектр (распределение) QPSK-символов на НЧ-поднесущих после ОДПФ (д);
- спектр OFDM-символа на ВЧ-поднесущих на выходе КМ (е)

В блоке РНЧП «адресные» НЧ-поднесущие конкретного пользователя распределяются в определенные места общего спектра путем вставки  $(N-L)$  нулей в массив «частотных коэффициентов»  $\dot{C}_m$ . В результате на выходе блока РНЧП образуется массив  $N$ -массив «частотных коэффициентов»  $\dot{C}_q$ , характеризующих НЧ-поднесущие с частотами  $\hat{F}_q$  ( $q=0,1,2,\dots,N-1$ ), причем нули в этом  $N$ -массиве эквивалентны отсутствию НЧ-поднесущих (рисунок 22,б).

Блок ОДПФ осуществляет  $N$ -точечное обратное дискретное преобразование Фурье массива «частотных коэффициентов» (см. формулу (11)) с образованием  $N$ -массива «временных коэффициентов», характеризующих дискретные отсчеты полезной части НЧ-SC-FDMA-символа (см. рисунок 11).

Блок ВЦП формирует  $\hat{N}$ -массив «временных коэффициентов», характеризующих отсчеты НЧ-SC-FDMA-символа с ЦП и рабочей частью. При этом на интервале времени  $T$  количество «временных коэффициентов» увеличивается ( $\hat{N} > N$ ), что приводит к возрастанию разности НЧ-поднесущих (см. рисунок 12 и формулу (20)):

$$\Delta F = \frac{\hat{F}(T_G+T_U)}{T_U} = \frac{(T_G+T_U)}{TT_U} = \frac{1}{T_U} = \frac{1}{2048T_S} = 15 \text{кГц}.$$

Блоки ЦАП преобразуют Re- и Im-составляющие  $\hat{N}$  дискретных отсчетов в аналоговые сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$ , которые являются НЧ-I-Q-SC-FDMA-символами и состоят соответственно из косинусоидальных и синусоидальных ортогональных НЧ-поднесущих в общем случае с частотами  $F_0, F_1, \dots, F_{N-1}$ , а для рассматриваемого примера – с частотами  $F_4, F_5, F_6, F_7$ .

В КМ осуществляется перенос спектров НЧ-I-Q-SC-FDMA-символов в область ВЧ с образованием SC-FDMA-символа с одной несущей частотой  $f_0$  и верхней боковой полосой, образованной ВЧ-поднесущими в общем случае с частотами  $f_1, \dots, f_{N-1}$ , а для рассматриваемого примера – с частотами  $f_4, f_5, f_6, f_7$  (рисунок 22,з).

На рисунке 22,д для технологии OFDM изображено распределение (спектр) 4-х комплексных цифровых QPSK-символов, следующих в течение времени  $T$ , на НЧ-поднесущих, а на рисунке 22,е – на ВЧ-поднесущих. Изображение рисунка 22,е характеризует спектр OFDM-символа на выходе КМ (см. рисунок 8).

Сравнение изображений рисунков 22,в,з и рисунков 22,д,е иллюстрирует отличие спектров символов для технологий SC-FDMA и OFDM. Для технологии SC-FDMA информация о любом цифровом символе интервала времени  $T$  содержится на всех поднесущих, что следует из свойства ДПФ и условно показано на рисунках 22,б,в,з разным цветом для каждой поднесущей. Вследствие этого SC-FDMA-символ имеет значительно меньшее значение пик-фактора (PAPR), чем OFDM-символ, каждая поднесущая спектра которого содержит информацию только о каком-то одном цифровом символе на интервале времени  $T$ .

Очевидно, что PAPR SC-FDMA-символа не превышает PAPR цифровых символов на выходе АФК (см. рисунок 21). Это свойство определило использование технологии SC-FDMA в восходящих каналах систем LTE-4G и NR-5G, поскольку отсутствие



значительных пиков мощности SC-FDMA-символов не требует большого электропотребления от аккумуляторов мобильных устройств.

Кроме низкого значения PAPR, технология SC-FDMA обладает важным достоинством технологии OFDM – малой вероятностью возникновения межсимвольной интерференции (за счет большой длительности радиосимвола и наличия ЦП) и важным достоинством технологии OFDMA – возможностью гибкого распределения частотно-временного ресурса.

Заметим, что в некоторых литературных источниках, в частности в [13-15], приводятся неверные иллюстрации спектра SC-FDMA-символа (рисунок 23, рисунок 24). Ошибочность этих иллюстраций очевидна с учетом изложенных выше рассуждений и изображения рисунка 22,з.

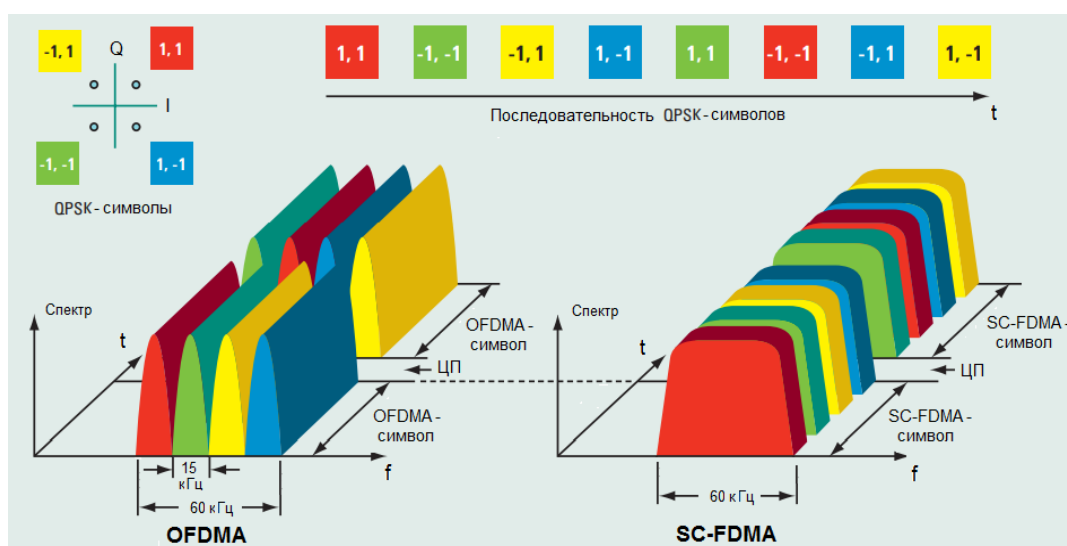


Рисунок 23 – Неверная иллюстрация спектра SC-FDMA-символа, приведенная в [13, 14]

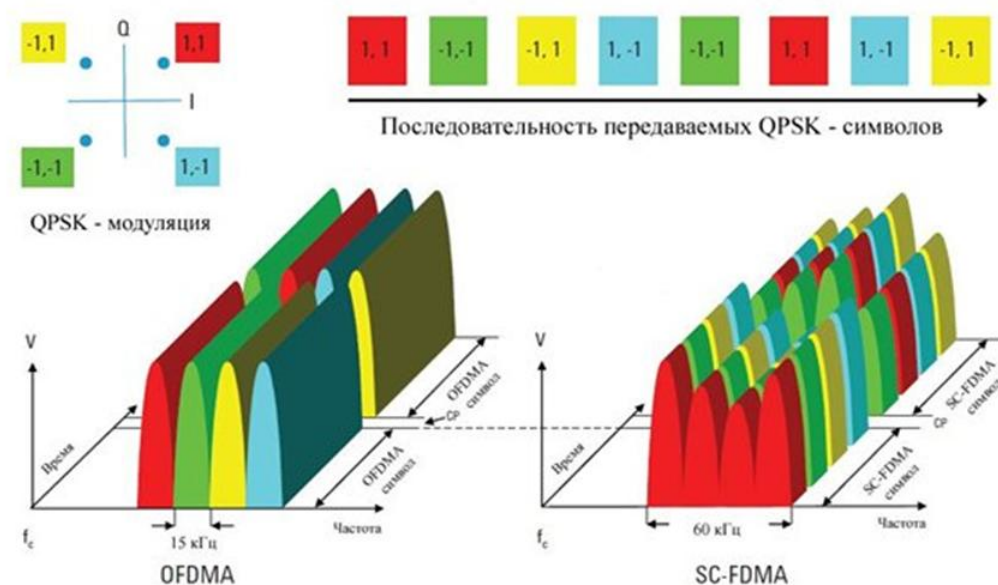


Рисунок 24 – Неверная иллюстрация спектра SC-FDMA-символа, приведенная в [15]

На рисунке 25 изображена структурная схема SC-FDMA-демодулятора.

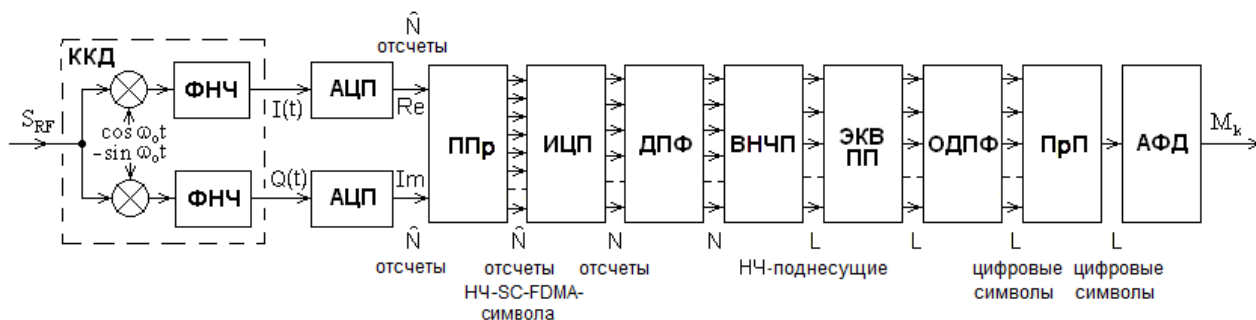


Рисунок 25 – Структурная схема SC-FDMA-демодулятора.

Количество отсчетов и символов ( $\hat{N}$ ,  $N$ ) соответствует интервалу времени  $T = (T_G + T_U)$

SC-FDMA -демодулятор содержит:

- ККД – когерентный квадратурный детектор;
- АЦП – аналого-цифровые преобразователи синфазного и квадратурного каналов;
- ППр – преобразователь последовательных дискретных отсчетов действительной (Re) и мнимой (Im) составляющих НЧ-SC-FDMA-символа в параллельный массив комплексных отсчетов;
- ИЦП – блок изъятия циклического префикса из массива комплексных отсчетов НЧ-SC-FDMA-символа;
- ДПФ – блок прямого дискретного преобразования Фурье;
- ВНЧП – блок выделения «адресных» НЧ-поднесущих;
- ЭКВ ПП – эквалайзер по пилотным поднесущим;
- ОДПФ – блок обратного дискретного преобразования Фурье;
- ПрП – преобразователь массива комплексных цифровых символов из параллельного в последовательный;
- АФД – амплитудно-фазовый декодер.

После АЦП сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  в блоке ППр за каждый интервал времени  $T$  запоминается  $\hat{N}$  комплексных отсчетов НЧ-SC-FDMA-символа.

Блок ИЦП считывает из блока ППр только  $N$  комплексных отсчетов, соответствующих полезной части НЧ-SC-FDMA-символа.

В блоке ДПФ за каждый интервал времени  $T$  происходит прямое дискретное преобразование Фурье (см. формулу (10)) с получением  $N$ -массива «частотных коэффициентов», характеризующих поднесущие НЧ-SC-FDMA-символа.

Блок ВНЧП осуществляет выделение  $L$  «адресных» НЧ-поднесущих из  $N$  НЧ-поднесущих.

В блоке ЭКВ ПП производится выравнивание частотной и фазовой характеристик канала связи для устранения искажений амплитуд и фаз цифровых символов.

Блок ОДПФ из  $L$  «адресных» НЧ-поднесущих формирует параллельный массив цифровых символов.

Блок ПрП преобразовывает массив цифровых символов из параллельного в последовательный.

Блок АФД осуществляет амплитудно-фазовое декодирование комплексных цифровых символов с образованием битового потока  $M_k$ .

## 5 ТЕХНОЛОГИЯ MIMO

### 5.1 Форматы технология MIMO

Технология MIMO  $A \times B$  (Multiple Input Multiple Output – множественный вход множественный выход) – это пространственное кодирование сигнала, при котором для передачи и приема сигналов используются две и более антенн.

Термин Multiple Input (множественный вход) характеризует «множественный вход в радиоканал» за счет передачи сигналов с нескольких антенн передатчика.

Термин Multiple Output (множественный выход) характеризует «множественный выход из радиоканала» за счет приема сигналов несколькими антеннами приемника.

Технология MIMO используется в беспроводных связи Wi-Fi, WiMAX, LTE и др.

Антенны передатчика (и антенны приемника) должны иметь «пространственный разнос» для обеспечения минимального взаимного влияния друг на друга. Желательно, чтобы расстояние между антеннами было в нескольких длин волн. Часто это требование выполнить невозможно, поэтому в современных системах связи вместо пространственного разнесения антенн используется «поляризационный разнос». В этом случае используются антенны с ортогональной поляризацией (рисунок 26).

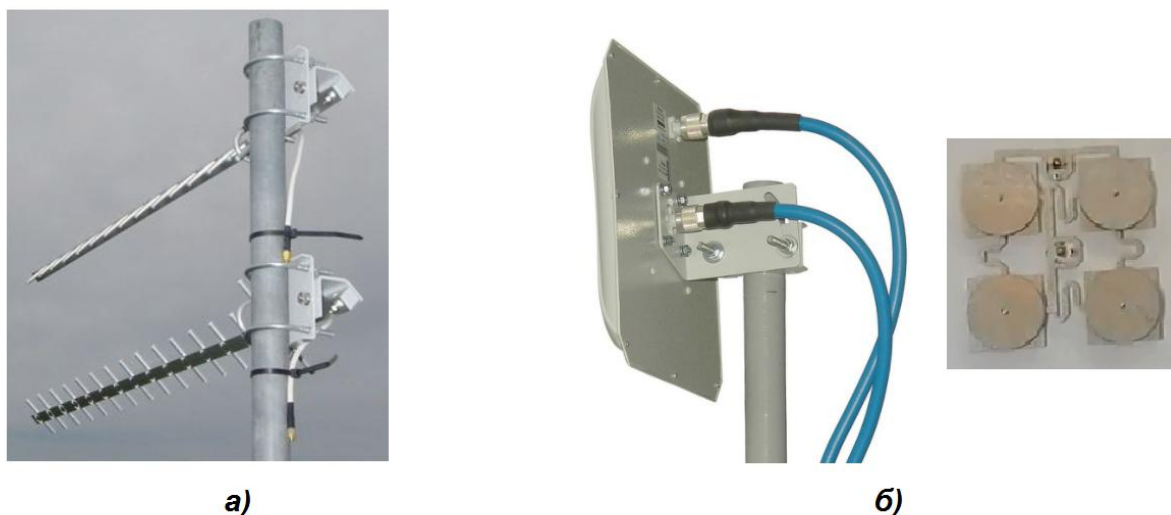


Рисунок 26 – Две антенны «волновой канал» с ортогональной X-поляризацией (а);  
две 4-х элементные фазированные антенные решетки (ФАР)  
с вертикальной и горизонтальной поляризацией (б)

MIMO может иметь различные форматы (варианты, конфигурации, рисунок 27):  
SISO – Single Input Multiple Output – один вход один выход (MIMO  $1 \times 1$ );  
SIMO – Single Input Multiple Output – один вход несколько выходов (MIMO  $1 \times B$ );  
MISO – Multiple Input Single Output – несколько входов один выход (MIMO  $A \times 1$ );  
MIMO – Multiple Input Multiple Output – несколько входов несколько выходов (MIMO  $A \times B$ ).

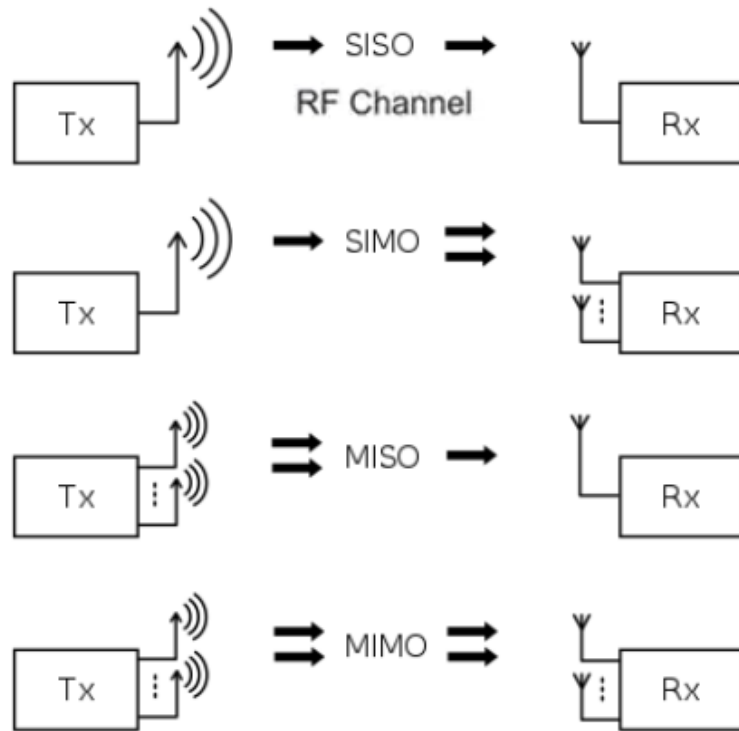


Рисунок 27 – Форматы MIMO: SISO; SIMO; MISO; MIMO

SISO – это самый простой формат MIMO.

При SISO передатчик и приемник имеют по одной антенне.

Достоинство такого формата – простота.

Однако канал SISO имеет ограниченные возможности по пропускной способности (максимальной скорости передачи битового потока  $R_{b \text{ макс}}$ ), которая в соответствии с законом Шеннона в радиоканале только с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) определяется шириной полосы радиоканала  $B_{RF}$  и необходимым отношением сигнал-шум  $S/N$ :

$$R_{b \text{ макс}} = B_{RF} \cdot \log_2(1 + S/N).$$

SIMO – это формат MIMO, когда передатчик имеет одну антенну, а приемник – несколько антенн (MIMO 1xN). SIMO – это «разнесенный прием» (Receive Diversity – Rx Diversity), который используется для борьбы с эффектами замирания принимаемого сигнала.

Можно использовать два варианта SIMO в приемнике.

Первый вариант – SIMO с «переключением разнесения». При этом приемник определяет самый сильный сигнал и переключается на соответствующую антенну.

Второй вариант – SIMO с «максимальным соотношением комбинирования разнесения» (MRC – Maximum Ratio Combined). В этом случае приемник суммирует сигналы с нескольких антенн, получая общий сигнал.

Преимущество формата SIMO в том, что его относительно легко реализовать в приемнике.

MISO – это формат MIMO, который называют «разнесенная передача» (Transmit Diversity – Tx Diversity). При MISO одни и те же данные передаются несколькими антеннами передатчика, то есть передача осуществляется с избыточностью. Приемник принимает эти сигналы и использует их избыточность для извлечения требуемых данных.

При MISO избыточность (несколько антенн) перемещается от приемника к передатчику. Следствием этого является упрощение и уменьшение стоимости UE (User Equipment – оборудование пользователя), например, сотового телефона.

Для формирования избыточности может использоваться «пространственно-временное кодирование» (STC – Space Time Coding) или «пространственно-частотное кодирование» (SFC – Space Frequency Coding).

При STC копия сигнала передается не только с другой антенны, но и в другое время.

При SFC копия сигнала передается не только с другой антенны, но и на другой частоте.

На практике применяются STC и SFC с использованием алгоритма (принципа) Аламоути.

Суть алгоритма Аламоути при STC, например для MISO  $2 \times 1$  с двумя передающими антеннами (A1, A2), в том, что передаваемая последовательность комплексных символов разбивается на блоки из двух смежных символов  $(\dot{x}_i, \dot{x}_{i+1})$ .

Для передачи каждого блока используются два временных интервала. В первом интервале антенна A1 излучает сигнал первого символа  $(\dot{x}_i)$ , а антенна A2 – сигнал второго символа  $(\dot{x}_{i+1})$ .

Во втором интервале антенна A1 излучает сигнал комплексно-сопряженного второго символа со знаком «минус»  $(-\dot{x}_{i+1}^*)$ , а антенна A2 – сигнал комплексно сопряженного первого символа  $(\dot{x}_i^*)$ .

Соответствующая обработка принятых сигналов в приемнике, основанная на матричном уравнении канала связи и соотношениях оптимальной оценки максимального правдоподобия, позволяет улучшить помехоустойчивость (надежность) связи.

Однако следует заметить, что метод MISO-STC-Аламоути улучшает помехоустойчивость связи только в случае «плохих радиоусловий», которые обусловлены отсутствием прямой видимости (NLOS – None Line Of Sight) и радиосвязь происходит за счет эхо-сигналов.

Суть алгоритма Аламоути при SFC, например для MISO  $2 \times 1$ , в том, что пары символов  $(\dot{x}_i, \dot{x}_{i+1})$  и  $(-\dot{x}_{i+1}^*, \dot{x}_i^*)$  передаются одновременно за один временной интервал соответственно антеннами A1 и A2, но на разных ортогональных частотах. При этом необходимая полоса частот радиоканала в два раза больше, чем при STC. В приемнике ортогональные радиосигналы разделяются частотной фильтрацией.

Очевидно, что использование алгоритма MISO-SFC-Аламоути для передачи двух символов в одном временном интервале позволяет увеличить пропускную способность канала связи в два раза по сравнению с использованием алгоритма MISO-STC-Аламоути.

MIMO – это формат радиосвязи с SM (SM – Spatial Multiplexing – «пространственное мультиплексирование»), когда при передаче и приеме используется несколько антенн (MIMO  $A \times B$ ).

Возможно использование MIMO в двух вариантах.

Первый вариант – использование MIMO для улучшения помехоустойчивости (надежности) связи при «плохих радиоусловиях» на основе пространственно-временного кодирования и алгоритма Аламути. Иллюстрация такого варианта для MIMO  $2 \times 2$  представлена на рисунке 28.

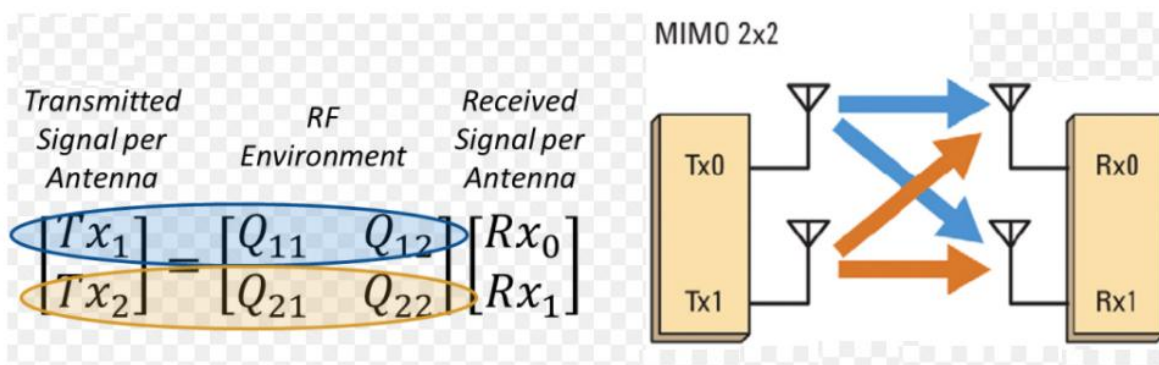


Рисунок 28 – Технология MIMO  $2 \times 2$  с использованием STC и принципа Аламути, обеспечивающая повышенную помехоустойчивость связи

Второй вариант – использование MIMO для увеличения пропускной способности канала связи за счет одновременной передачи независимых потоков данных через разные антенны при той же полосе, что и при SISO. При этом необходимо осуществлять кодирование сигналов для возможности разделения данных с разных путей. Теоретически пропускная способность линейно увеличивается в зависимости от числа используемых передающих и приемных антенных пар  $\Pi$ :

$$R_{b \text{ макс}} = \Pi \cdot B_{RF} \cdot \log_2(1 + S/N).$$

С неравными числами передающих и приемных антенн пропускная способность пропорциональна меньшему из них.

Пространственное мультиплексирование может применяться в технологии SDMA (Space Division Multiple Access – множественный доступ с пространственным разделением каналов). Если, например, два мобильных абонента передают сигналы по одному и тому же радиоканалу, то на базовой станции (БС) с двумя антеннами эти сигналы могут быть разделены с помощью пространственного мультиплексирования. Очевидно, что пропускная способность (трафик) БС при этом увеличивается в два раза.

## 5.2 Технология MU-MIMO

Если MIMO в течение какого-то периода времени может обслуживать только одного пользователя, то такая технология имеет название SU-MIMO (SU – Single-User – «однопользовательская»), если же одновременно нескольких пользователей – то имеет название MU-MIMO (MU – Multi-User – «многopользовательская»).

На рисунке 29,*а* изображен «однопользовательский» вариант SU-MIMO, а на рисунке 29,*б* – «многopользовательский» вариант взаимодействия WAP (Wireless Access Point – беспроводная точка доступа) системы Wi-Fi 5 (802.11ac), имеющей 4 антенны и излучающей 4 пространственных потока данных для 3-х пользователей. Причем пользователю, оборудование которого поддерживает технологию MIMO 2×2, точкой доступа направлено 2 пространственных потока и скорость получения данных этим пользователем в 2 раза больше, чем другими пользователями.

У точек доступа Wi-Fi 6 (802.11ax) может быть до 8 антенн (рисунок 30), способных излучать 8 пространственных потоков.

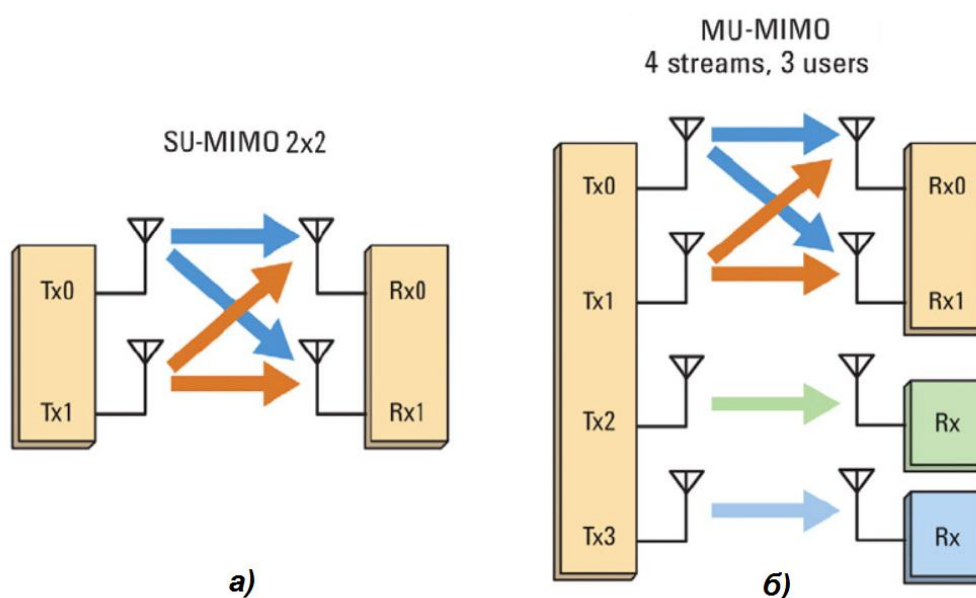


Рисунок 29 – SU-MIMO (а) и MU-MIMO (б)



Рисунок 30 – WAP системы Wi-Fi 6 с 8-ю антеннами

### 5.3 Технология MU-MIMO-Beamforming

Технология MU-MIMO-Beamforming (Beamforming – формирование луча) позволяет направлять сигнал (сигналы) в направлении предполагаемого местоположения беспроводного устройства (или устройств), а не посылать их случайным образом во всех направлениях.

MU-MIMO-Beamforming основана на принципе работы ФАР и позволяет сфокусировать излучаемый сигнал в определенном направлении, что приводит к увеличению дальности и скорости работы радиосоединения.

Технология MU-MIMO Beamforming используется, в частности, в системах Wi-Fi 5, 6 и системах мобильной связи 4G и 5G.

Для работы, например, точки доступа системы Wi-Fi с несколькими пользователями с использованием Beamforming, ей нужны данные о местоположении пользователей. Для получения такой информации точка доступа посылает по всем направлениям тестовые пакеты. Пользователи откликаются на эти пакеты, а точка доступа принимает, анализирует и сохраняет информацию о местоположении пользователей, а также об уровне их сигналов.

На основе полученной информации WAP несколькими антеннами формирует диаграммы направленности, эффективно фокусирующие «адресные» радиосигналы в направлении конкретных пользователей (рисунок 31).

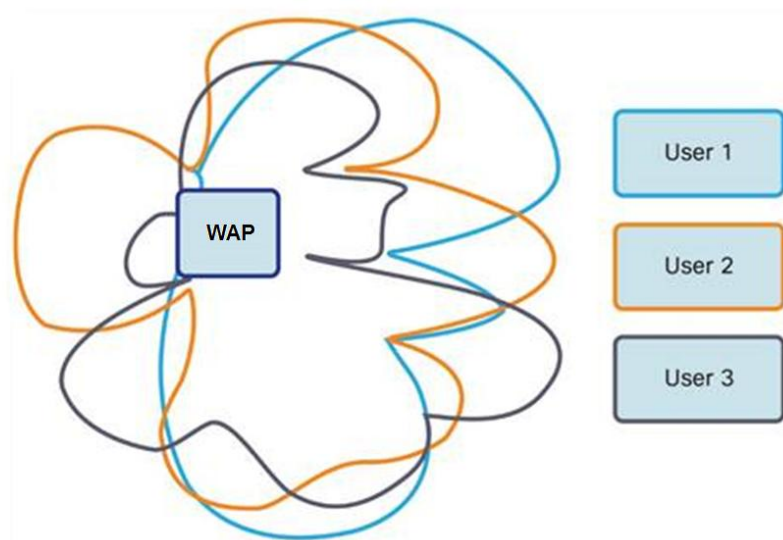


Рисунок 31 – Иллюстрация эффектов Beamforming, осуществляемых WAP Wi-Fi 5 для 3-х пользователей



## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Роль и значение радиосвязи в современном мире неуклонно расширяются с каждым годом. В будущем будет происходить возникновение и развитие новых технологий радиосвязи с повышенной надежностью и возрастающей скоростью передачи информации. Такие технологии необходимы для интеллектуализации систем и сетей информационного обмена, функционирующих на основе мобильных и стационарных линий радиосвязи. Возникновение и развитие новых технологий радиосвязи неизбежно, поскольку они являются частью научно-технического прогресса.

Совершенствование человеческой цивилизации тесно связано с уже используемыми технологиями радиосвязи, часть из которых рассмотрена в настоящем пособии.

## СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ

- BPSK – Binary Phase Shift Keying (двоичная фазовая модуляция).
- COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (ортогональное частотное разделение каналов с кодированием).
- CRC – Cyclic Redundancy Code (циклический избыточный код).
- DAB – Digital Audio Broadcasting (цифровое радиовещание).
- DFT-SOFDM – Discrete Fourier Transform Spread OFDM (распределенная OFDM с дискретным преобразованием Фурье).
- DownLink – нисходящая линия связи.
- DVB-T – Digital Video Broadcasting-Terrestrial (наземное цифровое телевидение).
- DFT – Discrete Fourier Transform (прямое дискретное преобразование Фурье).
- FDMA – Frequency Division Multiple Access (множественный доступ с разделением каналов по частоте).
- IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform (обратное дискретное преобразование Фурье).
- ISI – Inter Symbol Interference (межсимвольная интерференция).
- LTE-4G – Long Term Evolution Fourth Generation (долговременное развитие, система мобильной радиосвязи 4-го поколения).
- MIMO – Multiple Input Multiple Output (множественный вход множественный выход).
- MISO – Multiple Input Single Output (несколько входов один выход).
- M-QAM – M-Level Quadrature Amplitude Modulation (M-уровневая квадратурная амплитудная модуляция).
- MRC – Maximum Ratio Combined (максимальное соотношение комбинирования).
- MU-MIMO – Multi-User MIMO (многопользовательская MIMO).
- MU-MIMO-Beamforming – Multi-User MIMO Beamforming (многопользовательская MIMO с формированием луча).
- NR-5G – New Radio Fifth Generation (новое радио, система мобильной радиосвязи 5-го поколения).
- NLOS – None Line Of Sight (отсутствие прямой видимости).
- OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (множественный доступ на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов).
- OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access (множественный доступ с ортогональным разделением частот).
- PAPR – Peak to Average Power Ratio (пик-фактор).
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation (квадратурная амплитудная модуляция).
- RF – Radio Frequency (радиочастота).
- Rx Diversity – Receive Diversity (разнесенный прием).
- SC-FDMA – Single Carrier Frequency Division Multiple Access (множественный доступ с частотным разделением каналов и одной несущей).
- SFC – Space Frequency Coding (пространственно-частотное кодирование).
- SIMO – Single Input Multiple Output (один вход несколько выходов).
- SISO – Single Input Single Output (один вход один выход).
- SM – Spatial Multiplexing (пространственное мультиплексирование).

STC – Space Time Coding (пространственно-временное кодирование).  
SU-MIMO – Single-User MIMO (однопользовательская MIMO).  
TDMA – Time Division Multiple Access (множественный доступ с разделением каналов по времени).  
Tx Diversity – Transmit Diversity (разнесенная передача).  
UE – User Equipment (оборудование пользователя).  
UpLink – восходящая линия связи.  
WAP – Wireless Access Point (беспроводная точка доступа).  
WCDMA-3G – Wideband Code Division Multiple Access Third Generation (широкополосный множественный доступ с кодовым разделением 3-го поколения).  
Wi-Fi – Wireless Fidelity (беспроводная точность).  
WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access (широкополосный доступ в микроволновом диапазоне).

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум.  
АФК – амплитудно-фазовый кодер.  
АЦП – аналого-цифровое преобразование.  
ВПЗП – вставка битов пилотных и защитных поднесущих.  
БС – базовая станция.  
ВНЧП – выделение НЧ-поднесущих.  
ВСИ – вставка битов служебной информации.  
ВЦП – вставка циклического префикса.  
ВЧ – высокая частота.  
ГНЧ – генератор несущих частот.  
ДД – дополнительные данные.  
ДКС – данные канала синхронизации.  
ДКМ – данные конфигурации мультиплексирования.  
ДПФ – прямое дискретное преобразование Фурье.  
ДСИ – данные сервисной информации.  
ДМПЛ – демультимплексор.  
ЗП – защитные поднесущие.  
ИП – информационные поднесущие.  
ИЦП – изъятие циклического префикса.  
ККД – когерентный квадратурный детектор.  
КМ – квадратурный модулятор.  
МПЛ – мультиплексор.  
МС – мобильная станция.  
НЧ – низкая частота.  
ОДПФ – обратное дискретное преобразование Фурье.  
ПП – пилотные поднесущие.  
ППр – преобразователь последовательного потока цифровых символов в параллельный.  
ПрП – преобразователь параллельного потока цифровых символов в последовательный.  
РБ – ресурсный блок.

РНЧП – распределение НЧ поднесущих.

РЭ – ресурсный элемент.

СУ – суммирующее устройство.

ЦАП – цифро-аналоговое преобразование.

ЦП – циклический префикс.

ЭКВ ПП – эквалайзер по пилотным поднесущим.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2017. – 352 с.
2. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Технология OFDM: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2015. – 360 с.
3. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных: Учебное пособие. – СПб.: СПб. государственный политехнический ун-т, 2011. – 204 с.
4. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы: Теория и практика. – М.: Техносфера, 2012. – 1008 с. – (Мир цифровой обработки). – Режим доступа: по подписке. – URL: <http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=233462>.
5. Дэйв Уиппл. Концепции ортогонального частотного разделения каналов (OFDM). (Режим доступа: [www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2187/doc/50176/](http://www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2187/doc/50176/)).
6. Галустов Г.Г., Мелешкин С.Н. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов: Учебное пособие. – Таганрог: Технологический институт Южного федерального университета, 2012. – 80 с.
7. Зубарев Ю.Б., Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Цифровое телевидение. – М.: Научно-исследовательский институт радио (НИИР), 2001. – 568 с.
8. Мелихов С.В. Методы манипуляции цифровой радиосвязи. [Электронный ресурс]: Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2017. – 64 с. (Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/publications/7028>).
9. Мелихов С.В. Технология OFDM: учебно-методическое пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. [Электронный ресурс]. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2019. – 23 с. (Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/publications/9126>).
10. Мелихов С.В. Аналоговое и цифровое радиовещание: Учебное пособие [Электронный ресурс]. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 233 с. (Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/5457>).
11. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов / Под ред. Ю.А. Ковалгина. - М.: Радио и связь, 2000. – 792 с.
12. Мелихов С.В. О закономерностях и особенностях формирования OFDM-радиосигнала / Электронные средства и системы управления: материалы докладов XVI Международной научно-практической конференции (18-20 ноября 2020 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2020. – С. 35-39.
13. Янина Витакре. FDMA с одной несущей – новый восходящий канал LTE / Электронные компоненты, №2, 2009. С. 44-49.
14. Надымов А.В. Использование OFDM-модуляции в мобильных средствах связи / Автоматика, электроника и средства связи, 2012. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/ispolzovanie-ofdm-modulyatsii-v-mobilnyh-sredstvah-svyazi/viewer>.

15. Восходящий канал LTE «вверх» (Uplink), как оно на самом деле. 2011. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://habrahabr.ru/post/114401/#habracut>.
16. Слюсар В. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов / Электроника: Наука, Технология, Бизнес, №8, 2005. – С. 52-58.
17. Ю Уилки. Влияние канальных эффектов на характеристики систем MIMO / Электронные компоненты, №10, 2009. С. 27-30.
18. Wi-Fi 6, MU-MIMO и OFDMA: две опоры вашего успеха в будущем. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.zyxel.com/ru/ru/WiFi-6-OFDMA.shtml>.