

1 Ортогональное частотное разделение со многими поднесущими (OFDM)

Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) $K_s(f)$ реальных каналов передачи не равномерны в полосе частот F_k для разных поднесущих частот и не постоянны во времени.

Спектральная плотность мощности $N(f)$ аддитивного гауссовского шума $n(t)$ также может быть не постоянной. Согласно К. Шеннону, максимальная скорость передачи информации по таким каналам достигается, когда спектральная плотность мощности $S_t(f)$ передаваемого сигнала во всей полосе F_k удовлетворяет условию

$$S_t(f) = \begin{cases} K_0 - \frac{N(f)}{K^2(f)}, & f \in F_k \\ 0, & f \notin F_k \end{cases}, \quad (1)$$

где константа K_0 выбирается из условия $\int_{F_k} S_t(f) df \leq P_{\text{ср}}$,

$P_{\text{ср}}$ – средняя мощность передатчика.

Один из способов повышения эффективности использования полосы частот F_k состоит в разделении ее на N поддиапазонов шириной

$$\Delta f = \frac{F_k}{N}.$$

Выбор величины Δf достаточно малой позволяет аппроксимировать отношение $\frac{K^2(f)}{N(f)}$ константой в каждом поддиапазоне и передавать сигналы с оптимальным распределением мощности $S_t(f)$, а будучи закодированными, индивидуально; сигналы при этом дают возможность достичь максимальной скорости передачи информации.

При OFDM символы данных $x_{m,k}$ часто берутся из алфавитов рассмотренных далее так называемых m -ичных систем модуляции (m -позиционных) PSK, BPSK, QPSK QAM и т. п.

Эти символы передаются поднесущими, отстоящими друг от друга на интервал $\Delta f = \frac{1}{T_s}$ Гц, где T_s – длительность символа, что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих видеоимпульсов, несмотря на случайные фазы, обусловленные модуляцией данными.

Передаваемая последовательность символов данных разбивается на блоки из N символов.

Каждый блок из N последовательных символов преобразуется в блок из N параллельных символов длительностью $T = NT_s$ каждый.

Полученные символы модулируют N соответствующих поднесущих частот (рисунок 5 и 6).

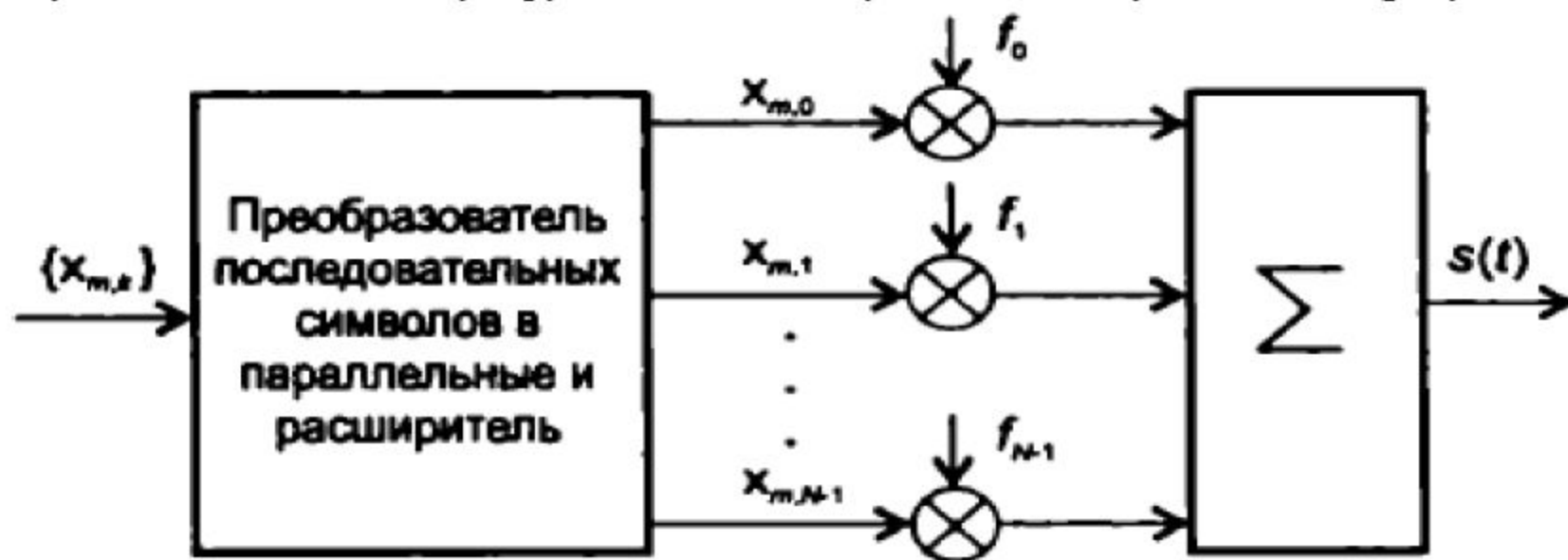


Рисунок 5 – Формирование группового OFDM-сигнала

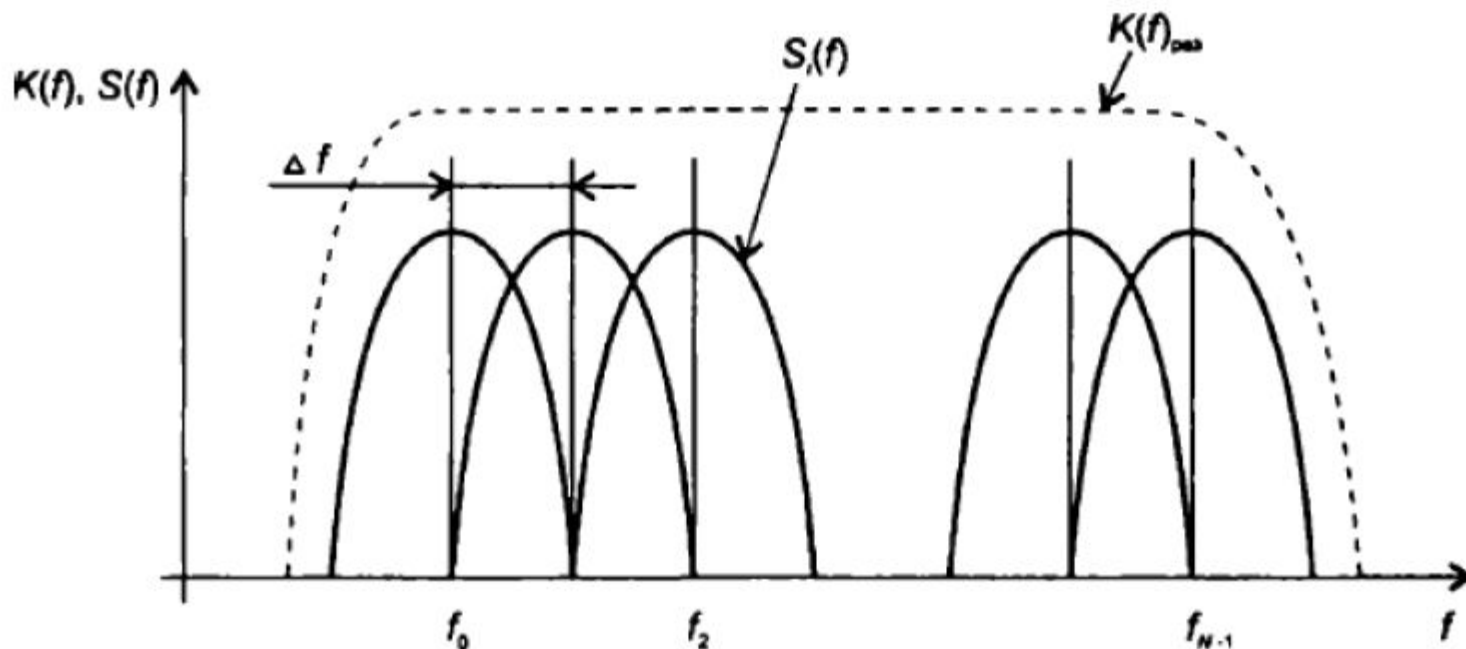


Рисунок 6 – Взаимное расположение ортогональных поднесущих частот

Если длина блока N выбрана так, что $T = NT_s \gg LT_s$, где LT_s – длительность импульсной характеристики канала поднесущей частоты (подканала), то межсимвольная интерференция (наложение соседних блоков друг на друга) значительно снижается. Она может быть исключена полностью за счет небольшого снижения пропускной способности, если между последовательно модулированными OFDM-блоками вставить защитный интервал $GT_s \geq LT_s$.

Главным достоинством метода OFDM, обусловившим его широкое применение, является то обстоятельство, что модуляция и демодуляция сигналов могут быть выполнены в дискретной форме с использованием дискретного (ДПФ), а, следовательно, и быстрого (БПФ) преобразования Фурье.

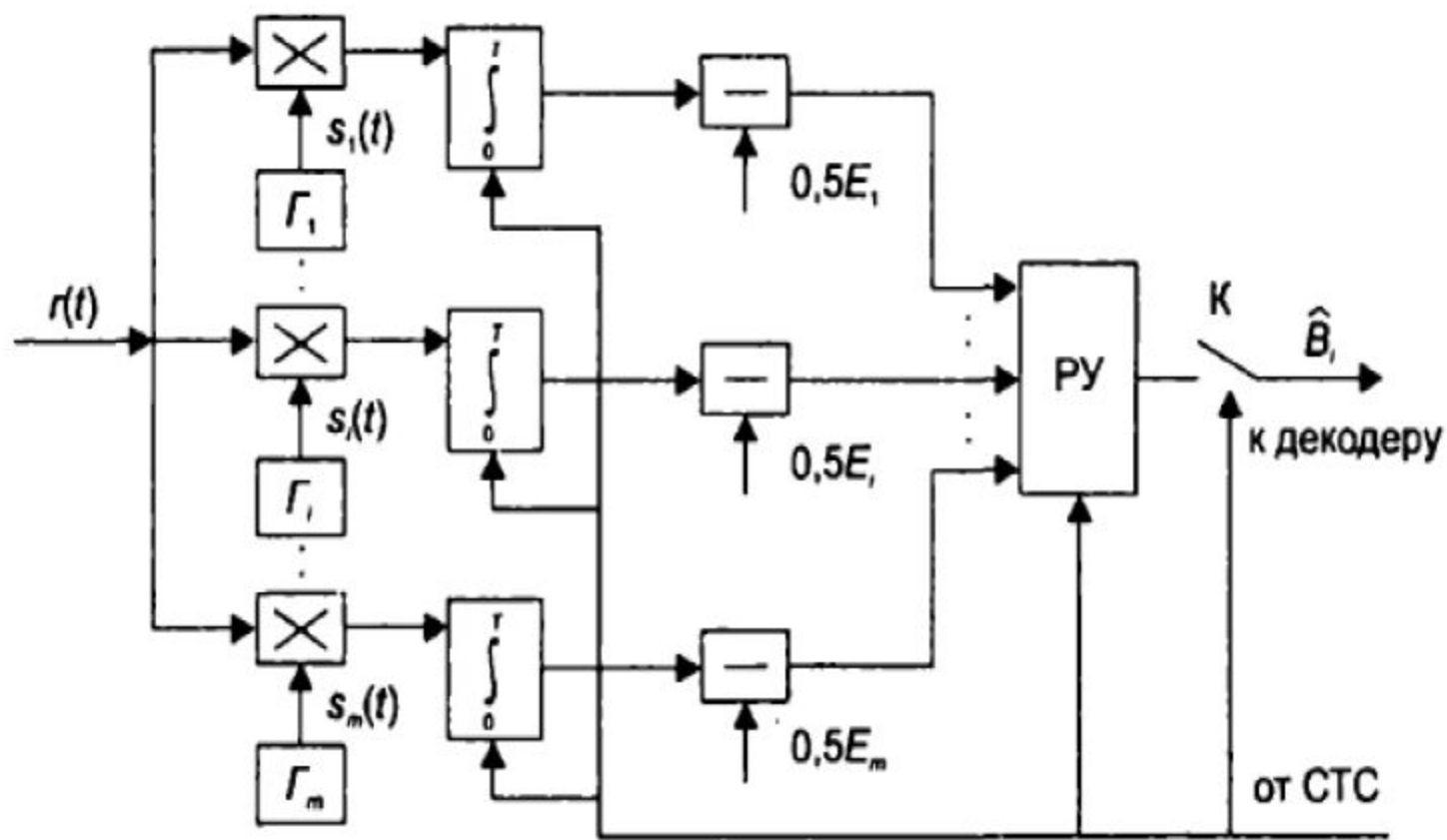


Рисунок 7 – Структурная схема оптимального демодулятора

Для момента времени $t = nT_s$, получим:

$$X_{0,n} = s_0(t = nT_s) = A \sum_{k=0}^{N-1} x_{0,k} \exp \left\{ j \frac{2\pi knT_s}{NT_s} \right\} = A \sum_{k=0}^{N-1} x_{0,k} \exp \left\{ j \frac{2\pi kn}{N} \right\}.$$

Полученное выражение есть обратное дискретное преобразование Фурье от вектора $Ax_{0,k}$, которое эффективно вычисляется с помощью алгоритма обратного быстрого преобразования Фурье (Inverse Fast Fourier Transform — EFFT).

Другим важным преимуществом метода OFDM является простота снижения влияния межсимвольной интерференции (МСИ). Это достигается за счет введения защитного интервала, добавляемого к исходному блоку в виде циклического префикса длиной G интервалов отсчета T_s .

Полученная последовательность

$$\{X_{m,n}^g\} = \{X_{m,0}^g, X_{m,1}^g, \dots, X_{m,N+G-1}^g\}$$

после цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и модуляции несущего колебания (например, с использованием квадратурной амплитудной модуляции) может быть передана по линии связи.

Структурная схема OFDM-модулятора с использованием IFFT представлена на рисунке 8.

Комбинация ЦАП, линии связи с импульсной характеристикой $h(t)$, фильтра предварительной селекции и аналогоцифрового преобразователя эквивалентна каналу связи с дискретным временем с импульсной характеристикой, определяемой множеством ее выборочных значений $\{h_l\}$, где $l = \overline{0, L}$, и эффективной длительностью LT_s^g .

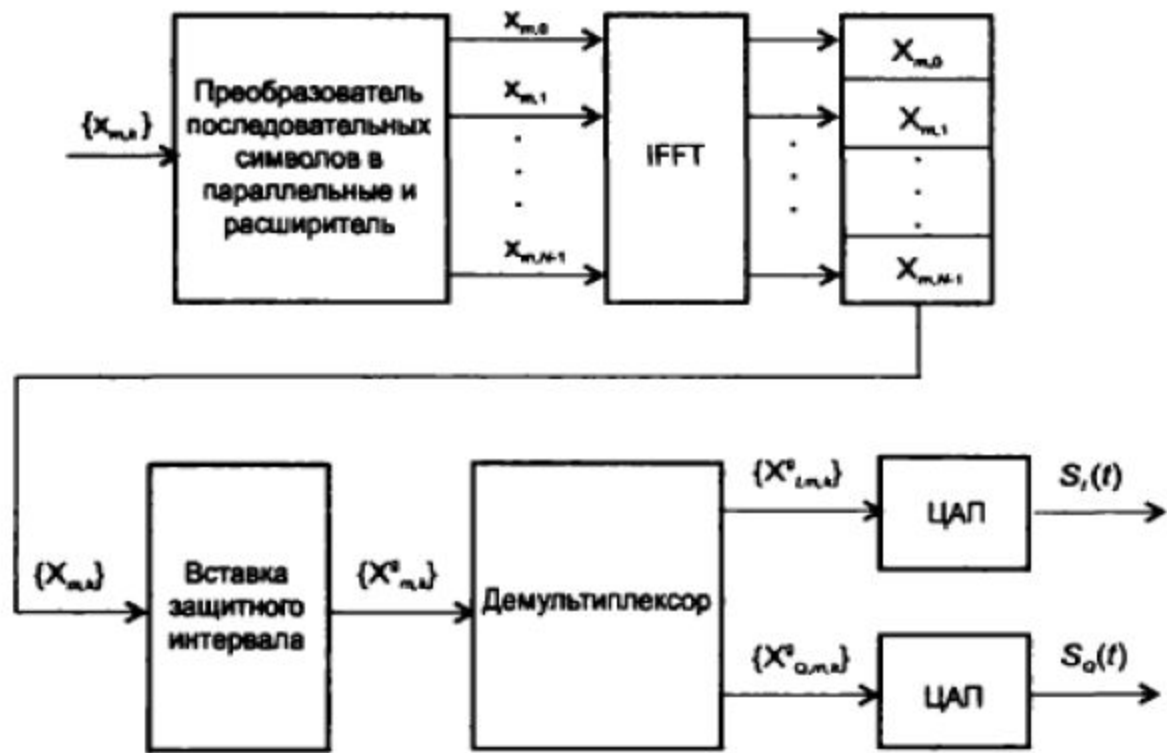


Рисунок 8 – Структурная схема OFDM-модулятора с использованием IFFT

Когда очередной блок принят, первые $G \geq L$ символов могут быть искаженными за счет межсимвольной интерференции (на рисунке 9 обозначены МСИ — межсимвольная интерференция), порожденной предшествующим блоком.

Влияние межсимвольной интерференции удастся практически исключить циклической заменой искаженных (МСИ) отсчетов введенным ранее префиксом (символами защитного интервала G из последней части ранее переданного фрейма).

Схема замены искаженных символов символами префикса представлена на рисунке 9.

Структурная схема OFDM-демодулятора с использованием быстрого преобразования Фурье приведена на рисунке 10.

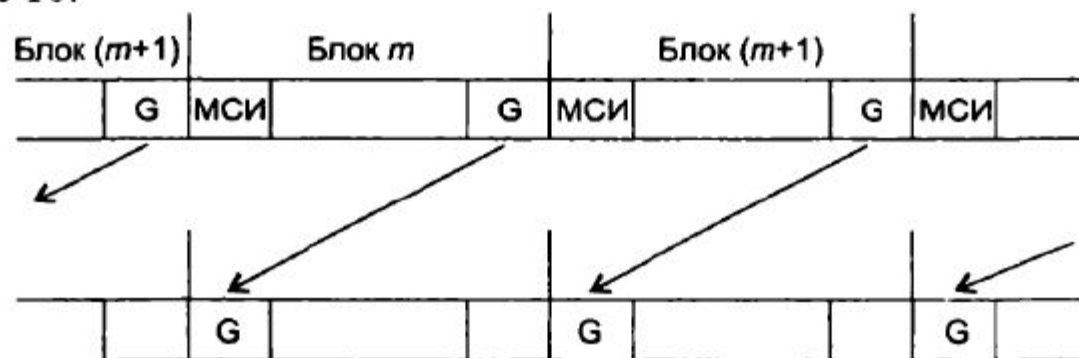


Рисунок 9 – Защитные интервалы и использование префикса при OFDM

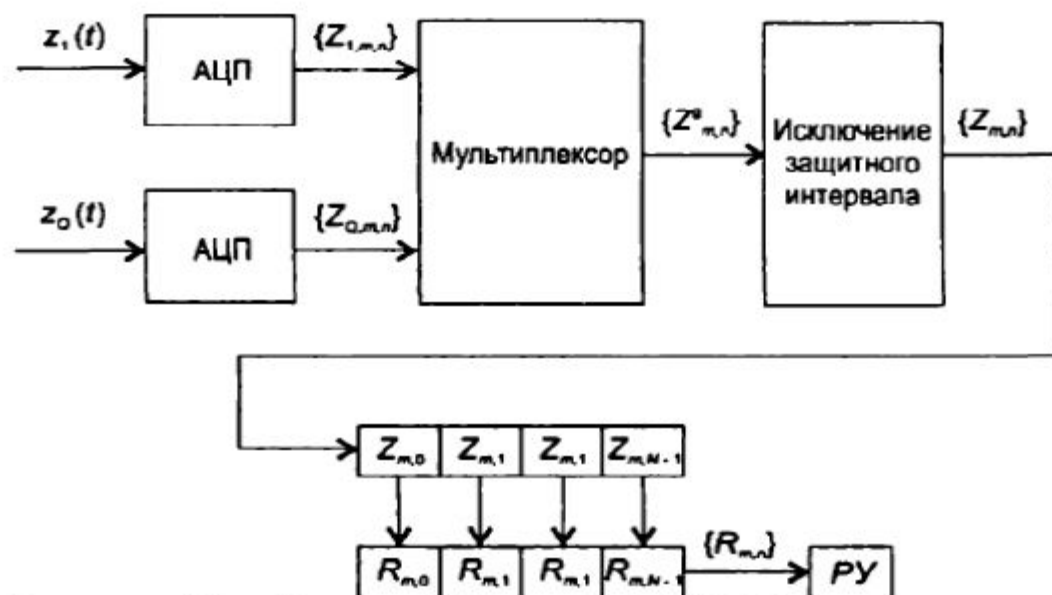


Рисунок 10 – Структурная схема OFDM-демодулятора

Последовательность $\{R_{m,k}\}$ поступает на вход решающего устройства (РУ).

Вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ при приеме одиночного символа данных $x_{m,k}$ определяется используемыми алфавитом, разновидностью реализованного метода OFDM и видом модуляции несущего колебания.

Использование OFDM предусмотрено стандартом 802.16—2004. По этой технологии в разрешенной полосе частот (она может иметь ширину 1,5, 10, 20, 25 и 28 МГц) генерируются N поднесущих частот. Передаваемая информация, имеющая скорость передачи R бит/с, распараллеливается на потоки, число которых равно числу поднесущих.

Длительность битового интервала $T_6 = 1/R$.

Перед модуляцией каждый импульс параллельного потока растягивается во времени в N раз, так что длительность бита становится NT_6 .

Каждый импульс из параллельного потока модулирует "свою" поднесущую.

На рисунке 11 показан пример формирования спектра радиосигнала. Для упрощения рисунка взят кадр из 5-ти передаваемых бит.

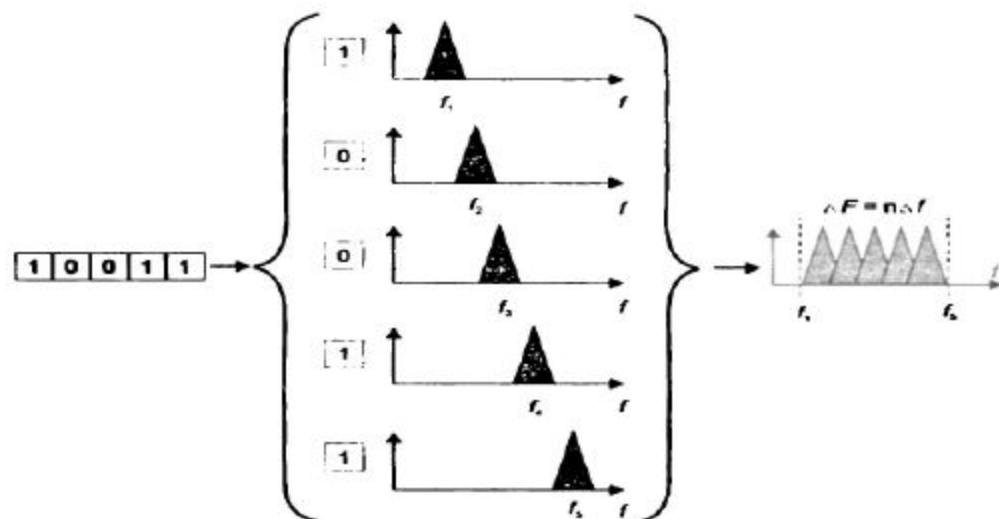


Рисунок 11 – Формирование спектра OFDM-сигнала

Система связи с OFDM наиболее чувствительна к джиттеру (дрожанию) частот поднесущих и их фаз. Это и будет, в основном, ограничивать качество приема и распознавания.

2 Применение OFDM сигнала на физическом уровне сети WiMAX

В системах WiMAX, применяется широкополосный Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) сигнал, образованный из множества разнесенных по частотному спектру узкополосных сигналов. Применение OFDM сигнала обеспечивает системам WiMAX наивысшую спектральную эффективность (скорость передачи данных в одном Герце полосы частотного спектра), возможность работы вне прямой видимости, наивысшие энергетические параметры связи, обеспечивающие высокую дальность связи, возможность эффективного обслуживания мобильных абонентов.

2.1 Спектральная эффективность OFDM сигнала системы WiMAX

Спектральная эффективность системы оценивается максимальной возможной скоростью передачи данных (количество передаваемых бит/с) системы в единице полосы занимаемых частот в один Герц. Высокая спектральная эффективность системы WiMAX достигается за счет распределения передачи информации по параллельным подканалам поднесущих сигнала OFDM.

OFDM сигнал формируется следующим образом. Некоторая высокоскоростная последовательность импульсов первоначально делится на множество параллельных цифровых потоков с импульсами большей длительности (рисунок 12).

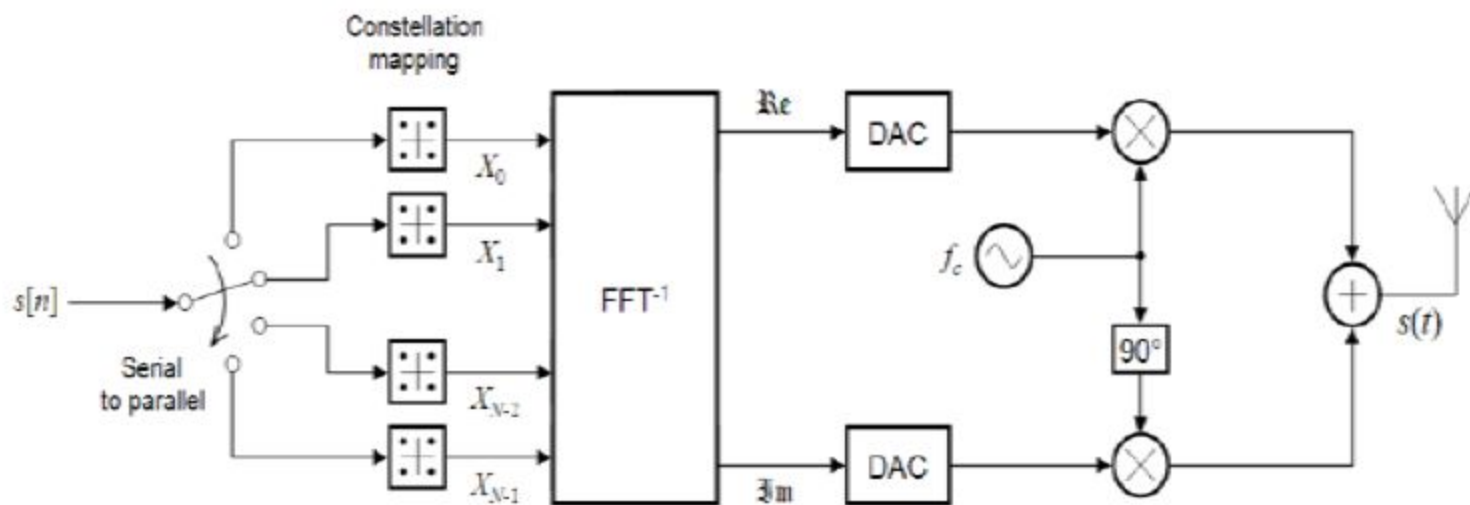


Рисунок 12 – Схема формирования OFDM сигнала

Каждая вновь образованная последовательность импульсов модулируется по амплитуде и по фазе QAM полезным сигналом (constellation mapping), несущим информацию о передаваемых данных.

Полученное множество модулированных последовательностей импульсов с помощью частотного мультиплексора объединяется в совокупность разделенных по частоте ортогональных каналов (поднесущих), образуя единый широкополосный сигнал. Далее сигнал с множеством поднесущих преобразуется с помощью Digital Analog Converter (DAC) в высокочастотный аналоговый радиосигнал и передается по беспроводному каналу связи.

Операция ортогонального частотного мультиплексирования с математической точки зрения представляет собой операцию FFT – дискретного обратного быстрого преобразования Фурье. С физической точки зрения мультиплексирование переводит временные импульсы time domain в частотное распределение frequency domain (рисунок 13). На приемной стороне происходит обратная операция преобразования в промежуточную частоту, демультиплексирования и демодуляции широкополосного сигнала.

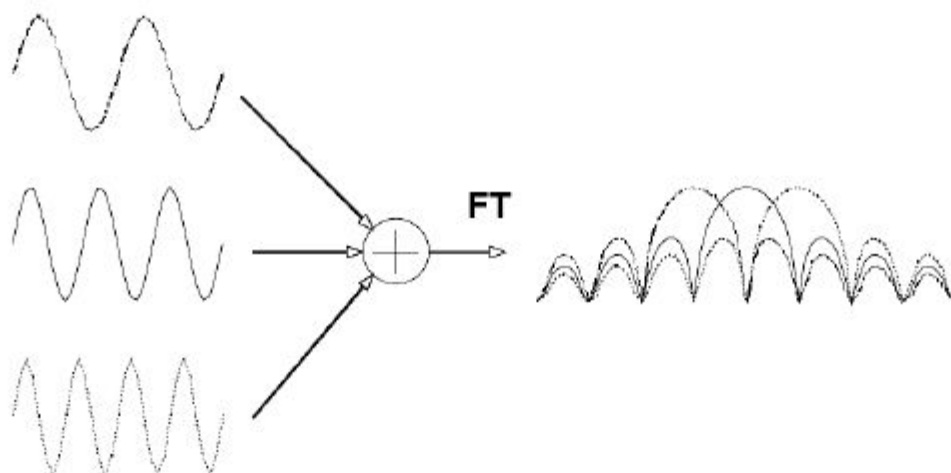


Рисунок 13 - Принцип формирования разнесенных по частоте поднесущих

2.2 Подавление замираний OFDM сигнала

Вторым ключевым преимуществом технологии WiMAX, обеспечиваемое применением OFDM сигнала, является возможность эффективной работы канала связи в условиях отсутствия прямой видимости Non Line Of Sight (NLOS) между базовой станцией Base Station (BS) и абонентским терминалом Subscriber Station (SS).

Возможность сетей WiMAX работать в условиях NLOS обусловлена устойчивостью сигнала OFDM с множеством поднесущих к многолучевому распространению радиоволн, имеющему место вследствие переотражений сигнала от препятствий между BS и SS.

Многолучевое распространение приводит к так называемым замираниям (“федингам” fade), когда радиосигнал многократно переотражаясь от препятствий приходит в точку приема с различной амплитудой, временной и фазовой задержкой. Переотраженные сигналы, складываясь в противофазе, приводят к снижению уровня (замиранию) амплитуды результирующего сигнала.

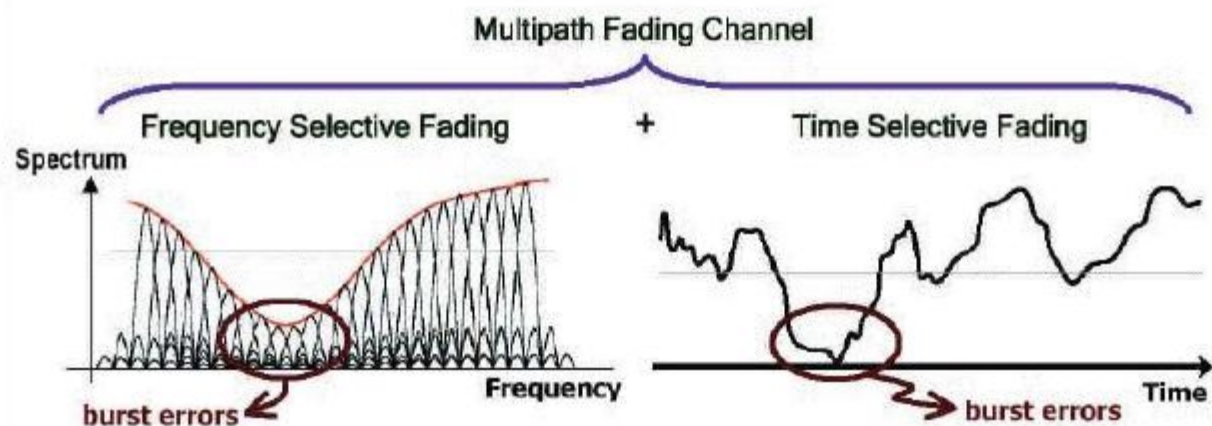


Рисунок 14 – Частотные и временные замирания сигналов

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, использование OFDM сигнала с большим количеством поднесущих, позволяет системам WiMAX эффективно обслуживать пользователей в условиях отсутствия прямой видимости, а также движущихся (мобильных) абонентов.