

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ АДАПТАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ WiMAX КАНАЛАХ СВЯЗИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ МУЛЬТИМЕДИЙНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Введение

Проникновение современных информационных технологий во все сферы жизни общества дала толчок развитию телемедицины – отрасли медицины, которая использует телекоммуникационные и электронные информационные (компьютерные) технологии для обеспечения медицинской помощи населению на расстоянии [1]. В телемедицинских системах (*e-Health Systems*) предоставление качественной медицинской помощи напрямую зависит от надежности и качества передачи всех видов медицинской информации между отдаленными друг от друга пунктами (машинами скорой помощи, медицинскими учреждениями, пациентами и врачами, представителями здравоохранения и т.д.) [2]. Поэтому вопросам качества передачи информации в таких системах уделяется первостепенное внимание.

В принятом в 2004 г. стандарте IEEE 802.16-2004 (WiMAX) представлены наиболее перспективные технические и технологические решения в области радиодоступа, такие как устойчивый к многолучевости и замираниям метод модуляции OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), спектрально-эффективные многоуровневые сигнально-кодовые конструкции и эффективные методы помехоустойчивого кодирования [3].

Указанные особенности делают стандарт связи WiMAX привлекательным для применения при разработке современных цифровых систем радиосвязи высокой пропускной способности, а исследования и разработка новых механизмов адаптации к каналу связи для обеспечения качественной и надежной связи в условиях воздействия внешних помех является актуальной научно-технической задачей.

Цель работы – усовершенствование модели беспроводной системы связи WiMAX и исследование механизмов адаптации к каналу при передаче мультимедийной информации.

Основная часть

На физическом уровне стандарт беспроводной связи WiMAX предусматривает три принципиально различных метода передачи данных [4]: метод модуляции одной несущей SC (*Single Carrier*), метод модуляции посредством ортогональных поднесущих OFDM и метод множественного доступа посредством ортогональных поднесущих OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*). Наиболее перспективным для создания беспроводных сегментов ведомственных систем связи (ВСС) представляется вариант с модуляцией OFDM, который дает значительный выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с методом SC и менее сложен в реализации, чем OFDMA.

Интерес разработчиков беспроводных систем связи к OFDM сигналу обусловлен его следующими положительными свойствами: устойчивостью к многолучевому распространению, эффективным использованием частотного ресурса, возможностью адаптации под текущие условия передачи. Наряду с преимуществами, OFDM сигнал обладает рядом недостатков: чувствительность к точности частотной синхронизации, связанная с близким расположением соседних поднесущих; большой пик-фактор сигнала, вызванный наличием большого количества поднесущих в сигнале; сложность аппаратной реализации, обусловленная наличием большого числа вычислений при обработке сигнала.

При формировании OFDM-сигнала последовательный цифровой поток данных делится в модуляторе на N подпотоков, из которых формируется OFDM символ. Для OFDM сигнала,

сгенерированного OFDM-системой с N поднесущими $\{f_1, f_2, \dots, f_N\}$, комплексная огибающая сигнала на интервале T описывается выражением [4]

$$s(t) = A \cdot \sum_{n=1}^N x_n \cdot e^{\frac{j2\pi n t}{T}}, \tag{1}$$

где A – амплитуда сигнала; x_n – символы данных; N – количество поднесущих частот ($N = 256$) [4].

Структура спектра OFDM-символа, представленная на рис. 1 [4], содержит несколько групп поднесущих частот: центральная несущая (1), поднесущие передачи информации (192), пилот-тоны (8) и поднесущие частоты защитного интервала (55).

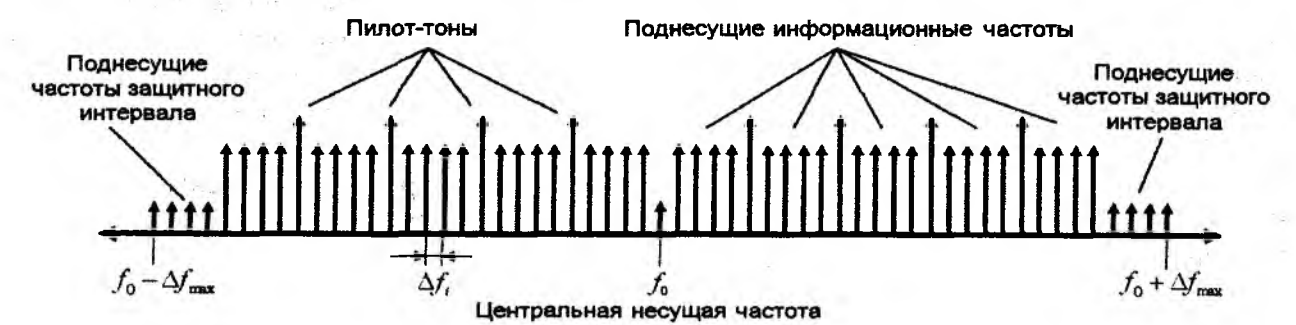


Рис.1. Структура спектра OFDM-символа

Амплитуда и фаза каждой n -поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. В OFDM-системах связи отдельные поднесущие могут модулироваться с использованием бинарной фазовой манипуляции (BPSK, ФМ-2), квадратурной фазовой манипуляции (QPSK, ФМ-4) или квадратурной амплитудной манипуляции (QAM, KAM) порядка 16 или 64.

Выбор эффективной схемы передачи сигнала в системе WiMAX для обеспечения передачи информации с требуемыми показателями качества QoS (*Quality of Service*) достигается благодаря совместному использованию нескольких механизмов адаптации: управления мощностью передатчика базовой станции (БС), коррекции ошибок FEC (*Forward Error Correction*) и адаптивного кодирования и модуляции AMC (*Adaptive Modulation and Coding*).

На рис. 2 представлена обобщенная блок-схема адаптивного управления каналом связи системы WiMAX (на основе стандарта IEEE 802.16 -2009).



Рис. 2. Блок-схема адаптивного управления каналом связи системы WiMAX

Система связи WiMAX имеет обратный канал, через который передатчику базовой станции пересылается оценка состояния канала связи вычисленная в приемнике абонентской станции (АС). В идеальном случае точное знание канала связи дает возможность обеспечить требуемые параметры QoS при передаче информации. Однако на практике информация

в цепи обратной связи может подвергаться действию помех и поступать с задержками, а кроме того сама оценка канала связи может быть несовершенна.

Несмотря на то, что основные принципы адаптивной модуляции АСМ с теоретической точки зрения уже разработаны, практика работы реальных систем показывает на необходимость усовершенствования этого механизма на основе обширного и реалистичного моделирования, с учетом многих факторов, влияющих на эффективность системы связи. Особенно это относится к беспроводным сегментам ВСС, решающим задачу передачи специфической (например, медицинской) мультимедийной информации.

Рассмотрим далее параметры и факторы, влияющие на качество работы адаптационного механизма системы WiMAX, а значит и на качество передачи информации в беспроводной системе связи.

Стандарт IEEE 802.16 предполагает три обязательных показателя для измерения качества канала, которые позволяют улучшить производительность системы связи и адаптацию к условиям канала связи [4]. Это значение уровня мощности сигнала на входе приёмника RSSI (*Receive Signal Strength Indicator*), отношение сигнал/шум +интерференция в канале связи CINR (*Carrier Interference and Noise Ratio*) и некодированный уровень BER.

Показатель RSSI [4] позволяет получать оценку уровня принимаемого сигнала на абонентской станции (АС), не влияя на процесс демодуляции сигнала, так как для этого в блоке предварительной обработки имеется встроенный АЦП [4]:

$$RSSI = 10 \cdot \lg \left\{ 10^{\frac{Grf}{10}} \cdot \frac{1,2567 \cdot 10^4 \cdot V_c^2}{(2^{2B}) \cdot R} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |Y_{I,Q}[k,n]| \right)^2 \right\} \quad [\text{дБм}], \quad (2)$$

где V_c – уровень ограничения АЦП, B ; B – разрядность АЦП; R – входное сопротивление АЦП, Ом; Grf – коэффициент усиления от антенны до АЦП; N – количество полученных отсчетов; $Y_{I,Q}[k,n]$ – n -й отсчет на выходе АЦП реальной I или мнимой части Q сигнала k .

Усредненный $\overline{RSSI}$ рассчитывается на АС при приеме сигнала поднесущей пилот-тона или преамбулы MAC уровня WiMAX [4]. Это среднее значение передается на базовую станцию в единицах дБм, начиная от максимума -60 дБм (бинарный двоичный код – 111111) до минимального уровня -123 дБм (000000). Относительная точность измерения RSSI составляет ± 2 дБм.

Показатель CINR дает возможность получить более точную оценку качества принимаемого сигнала. Эта метрика канала может быть получена только после демодулирования сигнала и может быть отнесена либо к данным преамбулы или к данным пилот-тона конкретной зоны OFDM-символа. Определение метрики CINR основано на измерении вектора ошибки EVM (*Error Vector Magnitude*).

В общем виде величина CINR для каждого измерения k определяется выражением [4]

$$CINR[k] = \frac{P_{\text{signal}}[k]}{P_{\text{interference}}[k] + P_{\text{noise}}[k]},$$

где $P_{\text{signal}}[k]$ – мощность сигнала для измерения k ; $P_{\text{interference}}[k]$ – мощность интерференционной помехи для измерения k ; $P_{\text{noise}}[k]$ – мощность шума для измерения k .

На основе полученных значений $CINR[k]$ для каждой k -й поднесущей определяется среднее значение $\overline{CINR}$ для группы поднесущих, участвующих в оценке канала

$\overline{CINR} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} CINR[k]$. Такой метод усреднения используется в различных беспроводных

технологиях, однако, например, для систем связи с режимом работы OFDMA он не обеспечивает требуемого качества оценки канала при больших колебаниях $CINR[k]$.

Для большей точности и реальной оценки качества канала связи необходимо использовать другие методы усреднения [5], в том числе и метод EESM (*Exponential Effective SNR Mapping*), предложенный для повышения эффективности SISO (*Single-Input Single-Output*) OFDM систем связи и основанный на вычислении эффективного значения $CINR_{eff}$ [6]

$$CINR_{eff} = 10 \lg \left[\beta \cdot \ln \left(\frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K \exp \left(-\frac{CINR[k]}{\beta} \right) \right) \right] \text{ [дБм]}, \quad (3)$$

где β – уникальный коэффициент, определяемый для каждого вида модуляции, кодирования и условий РРВ [7].

Усредненный $\overline{CINR}$ рассчитывается также на АС при приеме сигнала поднесущей пилот-тона или преамбулы MAC уровня WiMAX [4]. Среднее значение передается на базовую станцию в единицах дБм, начиная от минимального значения -10 дБм (бинарный двоичный код – 000000) до максимального значения уровня 53 дБм (111111). Относительная точность измерения $\overline{CINR}$ составляет ± 1 дБм.

Средняя статистика вероятности битовой ошибки $\overline{BER} = 10 \lg(\overline{BER})$, определяемая для некодированной FEC псевдослучайной последовательности RBPS, доводится до базовой станции в линейном диапазоне от -3 ($BER = 5 \cdot 10^{-1}$, бинарный код – 111111) до -66 ($BER = 2,5 \cdot 10^{-7}$, бинарный код – 00000000).

Рассмотренные выше показатели качества канала измеряются по сигналам пилот-тонов или преамбулы фрейма пакета информации. Для OFDM системы с типовой структурой пилот-тонов крайне затруднительно обеспечить требуемую точность оценки канала, когда канал достаточно «длинный» или частотно-селективный. С увеличением числа пилот-тонов качество оценки канала связи улучшается, однако увеличивается также непроизводительный ресурс системы, сохранять который в более благоприятных условиях приема нецелесообразно. Оптимальная пилот-структура OFDM системы представляет собой компромисс между занимаемым ею ресурсом и качеством оценки канала. Использование же преамбулы сообщений для оценки канала не даст точного предсказания изменения качества канала во времени.

Аналогично, длина защитного интервала OFDM символа при проектировании системы обычно фиксируется в соответствии с максимально ожидаемой длиной импульсного отклика канала связи и может достигать 1/8 или даже 1/4 длительности OFDM символа т.е. непроизводительный ресурс системы из-за защитного интервала может быть достаточно большим. Поэтому актуальной для исследований является задача повышения помехоустойчивости и спектральной эффективности беспроводных OFDM систем связи за счет адаптивной подстройки пилот-структуры и длины защитного интервала символа к условиям функционирования.

Полученные на АС данные о $\overline{RSSI}$, $\overline{CINR}$ и $\overline{BER}$ подаются через канал обратной связи в контроллер адаптивного управления (рис. 1), где реализуется механизм выбора типа модуляции AMC и вида помехозащищенного кодирования FEC. Механизм FEC в системе WiMAX характеризуется несколькими основными параметрами: скоростью кодирования R_c , эффективностью $G(R_c)$, размером блока, коэффициентом исправления ошибок. Он может быть реализован при использовании нескольких различных видов кодирования: кодирование Рида – Соломона (RS), сверточного кодирования (CC), блочного турбо (BTC) и сверточного турбо (CTC) кодирования.

Выбор режима работы AMC на БС определяется алгоритмом переключения вида модуляции и кодирования, который для системы WiMAX описывается следующим образом:

$$MODE\ AMC = \begin{cases} AMC_1 & \text{при } 0 \leq CINR < \Gamma_1, \\ AMC_2 & \text{при } \Gamma_1 \leq CINR < \Gamma_2, \\ \dots & \\ AMC_N & \text{при } \Gamma_{N-1} \leq CINR < \infty, \end{cases} \quad (4)$$

где $AMC_n, n=1,2,3,\dots,N$ – режимы модуляции и кодирования, которые расположены от самого низкого до самого высокого отношения бита на символ; $\{\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_{N-1}\}$ – пороги переключения.

Конкретное значение порогов переключения зависит от целевой функции алгоритма адаптации системы: поддержание постоянной мощности на базовой станции, поддержание максимальной скорости передачи информации или поддержание требуемого качества канала связи. В последнем случае пороги переключения $\Gamma \in \{\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_{N-1}\}$ определяются исходя из уровня допустимых ошибок BER .

Для модуляции M-QAM верхняя граница вероятности битовой ошибки для канала с аддитивным гауссовским белым шумом AWGN определяется выражением [8]

$$P_b = \frac{2(1-M^{-1})}{\log_2 M} \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2 M}{(M^2-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (5)$$

где M – уровень модуляции M-QAM; $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$ – гауссов интеграл ошибок;

E_b / N_0 – отношение сигнал/шум, приходящийся на бит информации.

Выражение (5) может быть аппроксимировано с достаточно высокой точностью для высоких уровней модуляции $M \geq 4$ и $BER \leq 10^{-3}$ следующей функцией [9]:

$$BER(M, SNR) \approx \frac{1}{5} \exp\left(-\frac{1,6 \cdot SNR}{M-1}\right), \quad (6)$$

Тогда пороги переключения $\Gamma \in \{\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_{N-1}\}$ для каждого вида модуляции M-QAM при заданном значении BER_T можно определить следующим образом:

$$\Gamma_n \approx \frac{M-1}{-1,6} \ln(5 \cdot BER_T) + G(R_i). \quad (7)$$

В табл. 1 приведены полученные при численном моделировании значения порогов переключения для различных режимов работы AMC системы WiMAX в зависимости от требуемого уровня BER_T в канале связи.

Таблица 1

Выбор соответствующего типа модуляции и кодирования по уровню порога Γ_n

Режим AMC	Тип модуляции	Скорость кодирования R_i	Уровни порогов Γ_n , дБ		
			$BER_T = 10^{-3}$	$BER_T = 10^{-4}$	$BER_T = 10^{-5}$
AMC1	BPSK	1/2	4.0	4.5	5.5
AMC2	QPSK	1/2	9.0	11	11.5
AMC3		3/4	11.5	12.5	13
AMC4	16-QAM	1/2	18.5	20	20.5
AMC5		3/4	21.0	21.5	22
AMC6	64-QAM	2/3	25.0	26	28
AMC7		3/4	27.0	28	29.5

Согласно стандарту IEEE 802.16 -2009, достаточным уровнем BER_r при работе системы WiMAX является 10^{-3} .

Для исследования свойств схемы адаптационного механизма системы WiMAX в программном пакете MATLAB была создана математическая модель системы радиодоступа, состоящая из следующих основных блоков (см. рис. 3): канальный кодер FEC, передатчик OFDM сигнала, канал связи, приёмник OFDM сигнала, канальный декодер, а также блок оценки качества передачи мультимедийной информации по каналу связи. Передатчик OFDM сигнала содержит преобразователь последовательного кода в параллельный (S/P), цифровой модулятор M , блок инверсных модулей быстрого преобразования Фурье ($IFFT$), формирователь символа OFDM (P/S). Соответственно приёмник OFDM сигнала содержит входной преобразователь (S/P), блок модулей быстрого преобразования Фурье (FFT), демодулятор DM , преобразователь параллельного кода в последовательный (P/S). Контроллер АМС, при реализации целевой функции управления, может задавать уровень модуляции и кодирования в канале передатчика модели системы WiMAX. В блок АМС в качестве показателей использовались два параметра: уровень битовой ошибки BER и дополнительно введенная метрика пикового отношения сигнал/шум PSNR (*Peak Signal to Noise Ratio*). Метрика PSNR выражает количественную характеристику качества изображения на основе отношения энергии шума, вносимого процессом кодирования, к максимальной возможной энергии исходного сигнала. Данная метрика широко используется в видео- и аудиокодировании для сравнения качества данных после обработки кодером.

Величина $PSNR$ выражается в децибелах и может быть вычислена по формуле [12]:

$$PSNR = 10 \lg \left(\frac{MAX_I^2}{MSE} \right) = 20 \lg \left(\frac{MAX_I}{\sqrt{MSE}} \right) [\text{дБ}], \quad (8)$$

где MAX_I – это максимальное значение, принимаемое пикселем изображения $MAX_I = 2^B - 1$ (например, если пиксели имеют разрядность 8 бит, то $MAX_I = 255$); MSE (*Mean Square Error*) – среднеквадратичное отклонение, которое для двух монохромных изображений I и I' размера $m \times n$, одно из которых за счет передачи его по каналу связи считается зашумленным приближением другого – эталонного, определяется как [12]

$$MSE = \frac{1}{m \cdot n} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} |I(i, j) - I'(i, j)|^2. \quad (9)$$

Подставляя выражение (9) в формулу (8), получаем значение $PSNR$ для попиксельного сравнения двух черно-белых изображений:

$$PSNR = 20 \lg \left(\frac{MAX_I}{\sqrt{\frac{1}{m \cdot n} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} |I(i, j) - I'(i, j)|^2}} \right). \quad (10)$$

Так как метрика $PSNR$ является широкоиспользуемой в обработке мультимедийных данных, существует общепринятая таблица соответствия между метрикой $PSNR$ и пятибалльной шкалой оценки качества видеоизображения, основанной на экспертной оценке и учитывающей особенности человеческого зрения – MOS (*Mean Opinion Score*) (табл. 2) [12]. Поэтому в качестве критерия качества передачи был выбран уровень $PSNR$ равный 37 дБ, что соответствует уровню MOS = 5.

Таблица 2
Соответствия оценок качества видеоизображения *MOS* и *PSNR*.

Численное значение <i>MOS</i>	<i>PSNR</i> , дБ	Качество изображения
5	>37	Отличное
4	32-37	Хорошее
3	26-31	Удовлетворительное
2	20-25	Плохое
1	<20	Очень плохое

Для цветных изображений с тремя компонентами RGB на пиксель применяется такое же определение PSNR, но MSE считается по всем трем компонентам (и делится на утроенный размер изображения). Далее, полученные данные приводятся к виду, пригодному для обратной их трансформации в изображение.

Еще одной особенностью представленной модели является наличие блока источника тестовой последовательности *Image Test*, что позволяет использовать поднесущие частоты пилот-тонов для дополнительной оценки качества канала связи при передаче мультимедийной информации. Ранее, согласно стандарту IEEE 802.16-2009, поднесущие частоты пилот-тонов использовались для передачи служебных сообщений и разделения групп поднесущих частот. Так как обмен служебными сообщениями занимает далеко не все время сеанса связи, было предложено передавать по ним тестовые последовательности, что делает возможным применение PSNR в реальных устройствах системы WiMAX, а не только при их моделировании.

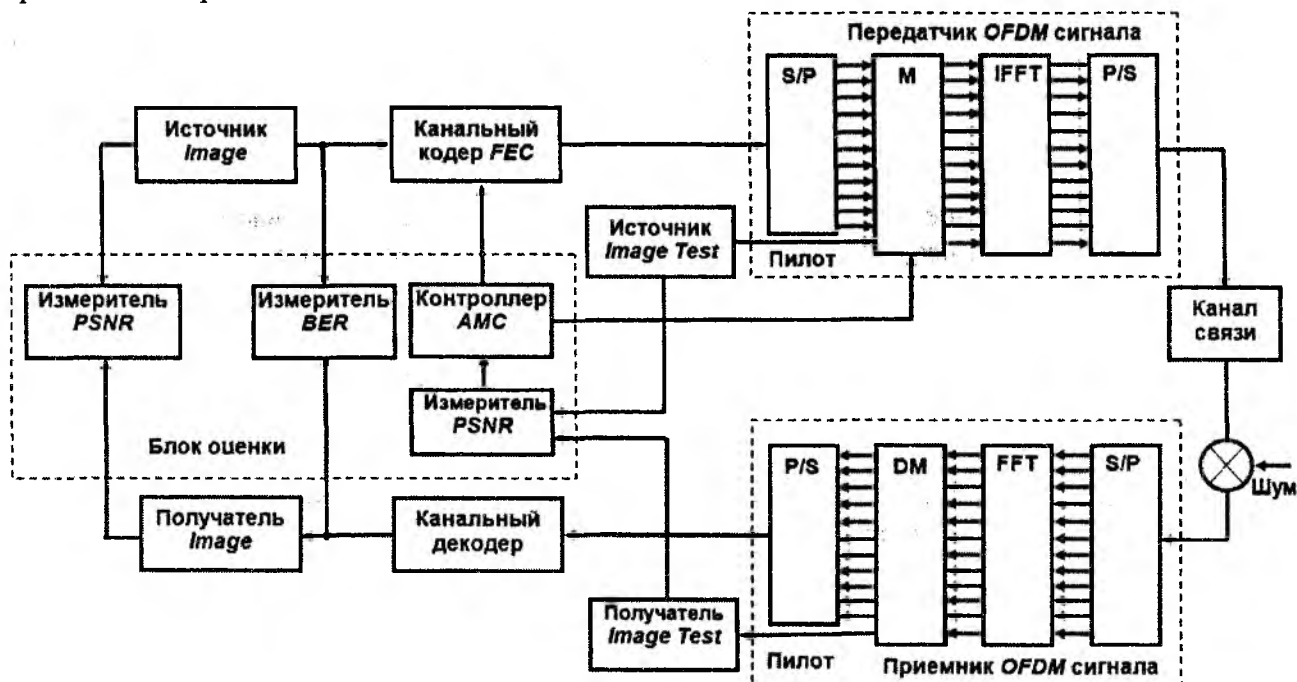


Рис. 3. Структурная схема модели системы беспроводной связи WiMAX

Моделирование происходило в программном пакете MATLAB: на первом этапе изображение преобразовывается в матрицу, размерность которой $A: M \times N \times 3$. Где M и N это размеры изображения, а тройка указывает на количество матриц, размером $M \times N$, по одной на каждую составляющую модели цвета: красную, зеленую и синюю. Каждый элемент матрицы несет данные о градации цвета, которых может быть $2^8=256$ (8 бит на пиксель). Далее, это число преобразовывается в двоичный код. В итоге получаем или матрицу размером $(M \times N)8$ для черно/белого изображения или $3(M \times N)8$ для цветного (24 бита на пиксель). Далее, мат-

рица проходит через RS-кодер, где преобразовывается в $A:(3 * M * N / k * n)$ для цветного или в $A:(M * N / k * n)$ для черно-белого изображений, где k – число байт до кодирования, n – число байт после кодирования. Далее полученный цифровой поток поступает блок передатчика OFDM сигнала. В канале связи данные подвергаются влиянию помехи, а на приёмнике проходят все стадии на передатчике только в обратном порядке.

При численном моделировании в качестве передаваемых данных были использованы: диагностические медицинские изображения (*Image*), имеющие разрешение 650*490 пикселей и с градацией уровня серого 8 бит/пиксель; изображения, имеющие текстовые последовательности; имитация изображений (случайная битовая последовательность требуемой размерности).

В роли модели канала связи был выбран канал с гауссовским аддитивным белым шумом (AWGN канал). Модель была верифицирована по результату определения зависимости BER от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции M-QAM (рис. 4). При сравнении оказалось, что полученные графики совпадают с результатами других авторов как качественно, так и количественно [10,11].

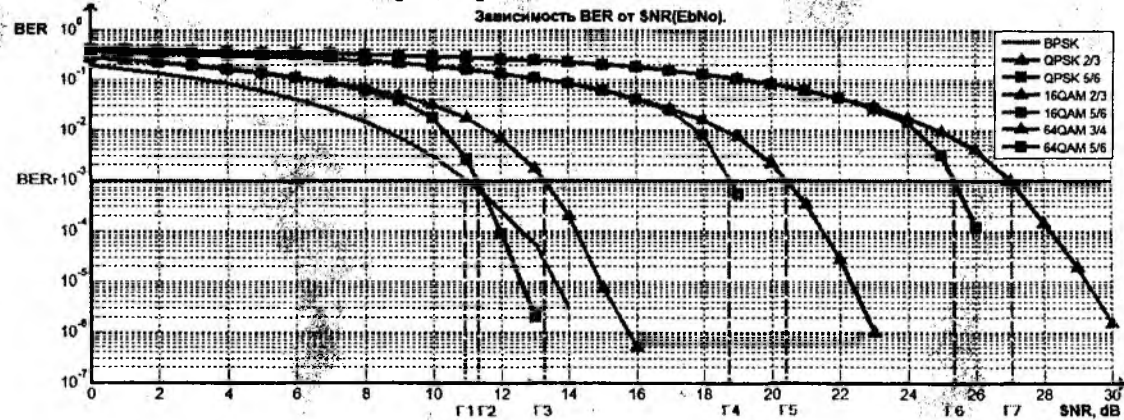


Рис. 4. Зависимость BER от отношения сигнал/шум в канале связи AWGN для различных типов модуляции и кодирования

На рис.5 показана зависимость PSNR от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции M-QAM. При сравнении рис. 4 и 5 видно, что уровни соотношения сигнал/шум при преодолении уровней качества для BER и PSNR различаются на 1 – 2 дБ, при этом соотношение сигнал/шум при использовании PSNR во всех случаях оказывается выше. Это означает, что могут сложиться ситуации, когда уровни BER = 10⁻³ в качестве показателя качества передачи данных будет недостаточно.

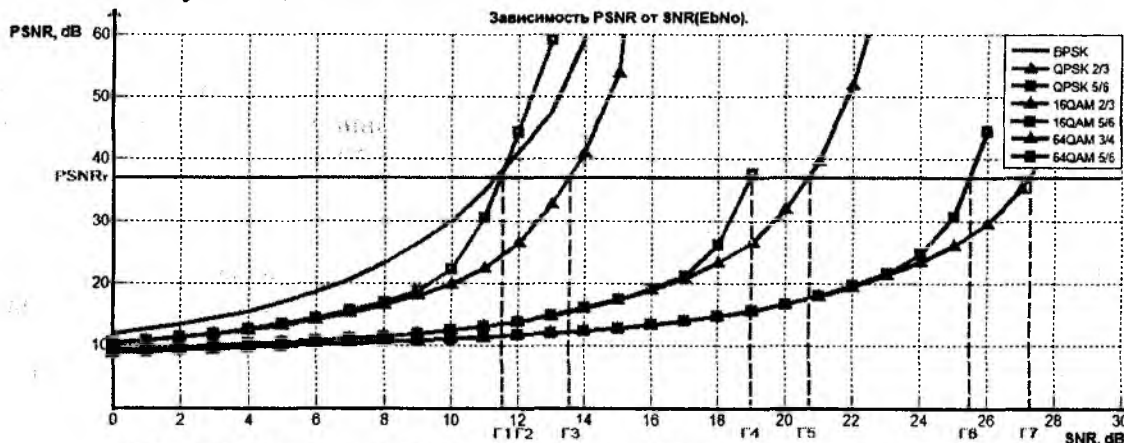


Рис. 5. Зависимость PSNR от соотношения сигнал/шум в канале связи при использовании различных типов модуляции

Для наглядной демонстрации результатов на рис. 6 показано оригинальное диагностическое медицинское изображение и его копии, прошедшие через смоделированный канал связи с различным SNR. Также видно, что различие по BER между соседними картинками – несколько порядков, изменения PSNR незначительны, так как он измеряется в логарифмической шкале; учитывая характер зависимостей на рис.5 и 6 это может привести к запаздыванию реагирования адаптационного механизма на изменения соотношения сигнал/шум. На рис. 7 приведена, полученная при моделировании диаграмма работы адаптационного механизма системы WiMAX при изменении отношения сигнал шум в канале связи при решении задачи поддержания заданного уровня $BER_T = 10^{-3}$.

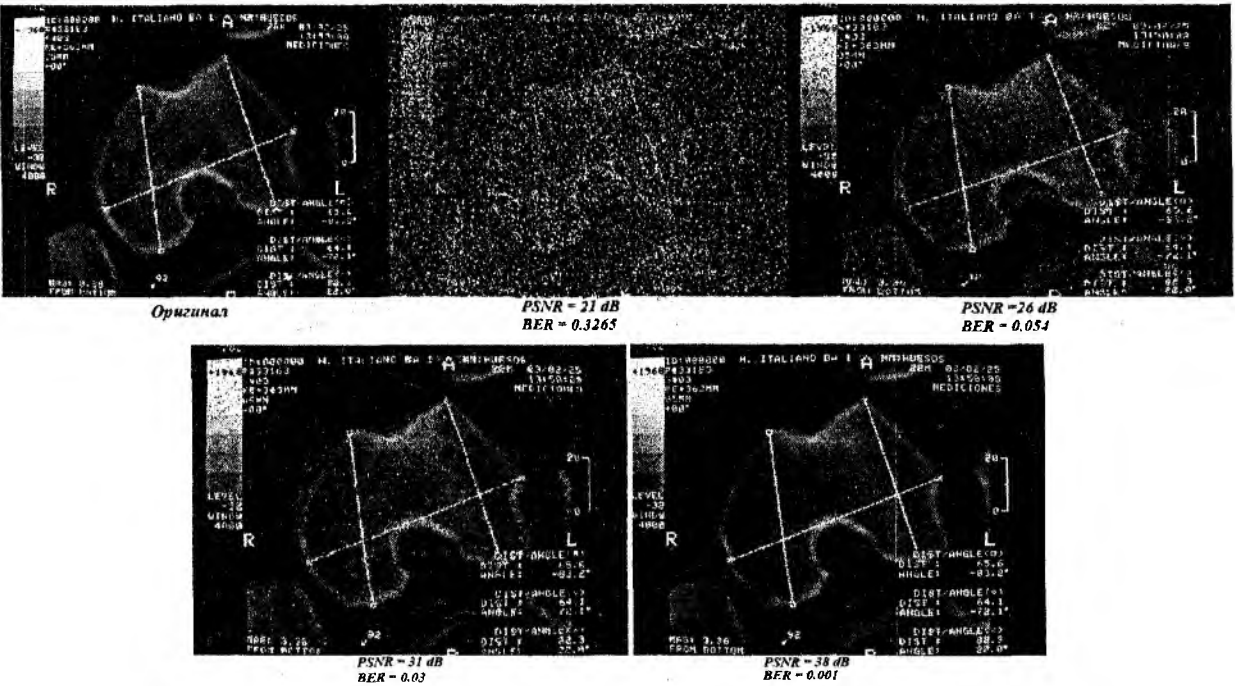


Рис. 6. Различимость медицинского диагностического изображения при различных уровнях BER и PSNR

Начальным уровнем модуляции был выбран QAM-64, что соответствует максимальной скорости передачи и наилучшему состоянию канала связи. По мере ухудшения соотношения сигнал/шум адаптационный механизм переключает схемы модуляции на более помехоустойчивые.

На рис.7 отчетливо видно, что при использовании BER возможны ситуации, когда переключение между схемами модуляции будет происходить гораздо позже установленного. Из представленных данных также виден выигрыш использования RS-кодера: на рис. 4 сигнал с BPSK модуляцией, не подверженный кодированию, при уровне SNR в 7 дБ становится более проигрышным, чем сигнал с QPSK модуляцией и RS-кодом (32,24,4). Разница в соотношении сигнал/шум между соседними видами модуляции составляет 5 – 7 дБ.

Текущие результаты показывают, что при наличии только аддитивного белого гауссовского шума AWGN система справляется с поддержанием удовлетворительного качества даже при очень малых соотношениях сигнал/шум – при работе с модуляцией 64-QAM, которая, имея наименьшее сигнальное расстояние, наиболее подвержена влиянию помехи, – уровень $PSNR_T$ выше 37 дБ наступает при $E_b/N_0 = 27$ дБ.

Следующим шагом численного моделирования является дальнейшее исследование механизма адаптации системы WiMAX и оценка ее способности поддерживать необходимые показатели качества передачи мультимедийной информации для различных условий РРВ и при быстрых изменениях затухания в беспроводном канале связи.

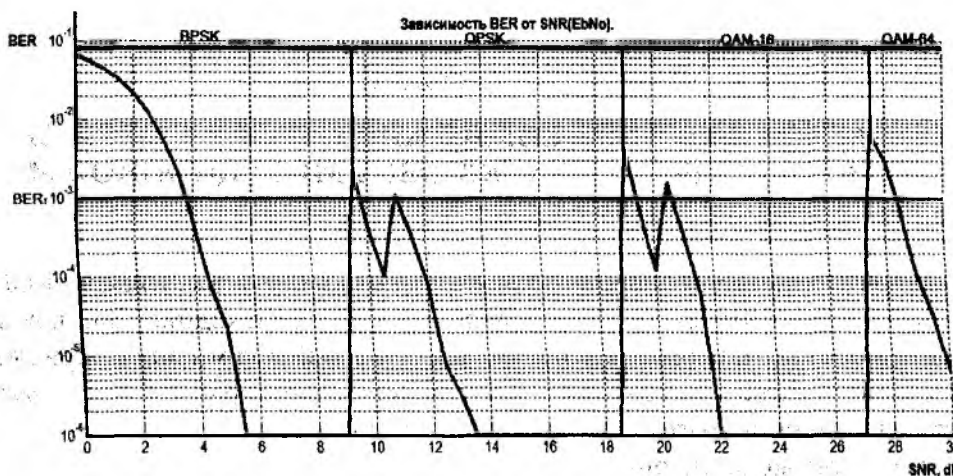


Рис. 7. Зависимость BER от отношения сигнал/шум в канале связи AWGN при работе механизма AMC

Заключение

На основе анализа адаптационных механизмов системы беспроводной связи WiMAX предложена усовершенствованная модель, позволяющая оценить качество передачи мультимедийной информации. Предложено использовать для оценки качества канала связи метрику PSNR, позволяющую повысить возможности адаптационного механизма OFDM системы связи при передаче медицинской диагностической информации.

Получены зависимости BER от SNR и PSNR от SNR для различных схем модуляции и кодирования, а также BER от SNR при работе механизма AMC для различных BER_T (табл.1).

Показано, что при работе механизма AMC качество передачи от пакета к пакету может изменяться в очень широких пределах, кроме того, возможны ситуации работы, когда передача данных ведется с качеством ниже заданного (BER_T). Все это говорит о несовершенстве текущего состояния механизма AMC. Следовательно, существует необходимость в дальнейшем его усовершенствовании.

Список литературы: 1. Komnagos, D., Vouyioukas, D., Maglogiannis, I., Constantinou, P. Performance Evaluation of an Enhanced Uplink 3.5G System for Mobile Healthcare Applications // International Journal of Telemedicine and Applications. – Hindawi Publishing Corporation. – Vol. 2008, Article ID 417870. – pp. 1-11. 2. Dusit Niyato, Ekram Hossain. IEEE 802.16/WiMAX – based broadband wireless access and its application telemedicine E-Health services // IEEE Wireless Communications, February 2007. 3. Сюваткин, В. С., Есипенко, В. И., Ковалев, И. П., Сухоребров, В. Г. WiMAX – технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 268 с. 4. IEEE 802.16-2009. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands. 5. WiMAX FORUM. WiMAX System Evaluation Methodology V2.0. – December 2007. – 230 pp. 6. 3GPP TSG-RAN WG1 35. System-level evaluation of OFDM – further considerations. Ericsson, Nov. 17-21, 2003, R1-031303. 7. Raj Jain, Chakchai So-In, and Abdel-Karim Tamimi. System Level Modeling of IEEE 802.16e Mobile WiMAX Networks: Key Issues. // IEEE Wireless Communications. – October 2008. – pp. 75-79. 8. Proakis, J. G. Digital Communications. – McGraw-Hill – New York, 4th edition, 2001. 9. Chung, S. T. and Goldsmith, A. J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view // IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sept. 2001. 10. Salazar, J., Gómez, I. and Gelonch I. A. Adaptive Resource management and flexible radios for WiMAX // Journal of Telecommunications and information technology, Spain, 4-2009. 11. Basant Kumar, S.P. Singh, Performance of WiMAX for Telemedicine Applications // International J. of Recent Trends in Engineering and Technology, India, Volume. 3, No. 1, May 2010. – pp. 123-125. 12. Gross, J., Klaue, J., Karl, H. and Wolisz, A. Cross-layer optimization of OFDM transmission systems for MPEG-4 video streaming // Computer Communications, vol. 27, 2004.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.04.2012