УДК 621

О.А. ОРЯБИНСКАЯ
Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

МЕТОД ОЦЕНКИ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ С OFDM(A)

Аннотация. Разработан новый метод описания многолучевого радиоканала с доплеровским расширением спектра, позволяющий оценить передаточную функцию канала. В случае многочастотной передачи данный подход позволяет выполнить амплитудно-фазовую коррекцию сигналов информационных поднесущих при демодуляции.

Ключевые слова: многолучевой радиоканал, OFDM(A), эталонные поднесущие

O.A. ORYABINSKAYA
Odessa National Academy of Telecommunication named after A.S. Popov

METHOD OF ESTIMATE TRANSFER FUNCTION OF THE MULTIPATH CHANNEL IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM OFDM (A)

Annotation. New method of multipath channel with Doppler spread spectrum description is developed. The method permits to estimate the transfer function of channel. In case of OFDM(A) the method enables to fulfill the amplitude-phase correction of information subcarriers.

Keywords: multipath channel, OFDM(A), reference subcarriers

Состояние проблемы. В настоящее время одним из наиболее перспективных решений в области высокоскоростной передачи данных по каналам мобильной связи является использование технологии OFDMA (множественный доступ с ортогонально-частотным разделением). Эта технология позволяет достичь высокой спектральной эффективности системы передачи и эффективно бороться с многолучевыми замираниями [1]. OFDM-символы, передаваемые по каналу связи, содержат эталонные поднесущие, позволяющие оценивать параметры канала связи. Целью данной работы является определение передаточной характеристики радиоканала на основе обработки эталонных поднесущих, что позволяет выполнить амплитудно-фазовую коррекцию сигналов информационных поднесущих перед вынесением решений.

Математическая модель канала. Для городских условий характерен радиоканал с достаточно большим числом рассеивателей. В результате рассеяния на неоднородностях в точку приема приходят многочисленные лучи – копии переданного сигнала со случайными параметрами: амплитудами, начальными фазами и частотно-временными сдвигами. Интерференция лучей приводит к быстрым флюктуациям параметров принимаемого сигнала. Точное описание быстрых замираний возможно лишь в пределах ограниченных, локальных по времени областей [2] – при перемещении приемо-передатчика на расстояние в несколько десятков длин волн текущие параметры отражения/рассеяния сигналов в реальных каналах связи могут существенно измениться.

Для анализа поведения канала на различных поднесущих необходимо, учитывая известные соотношения, описать канал во временной области, а затем при помощи преобразования Фурье перейти к комплексной передаточной характеристике канала. Импульсная характеристика канала изменяется во времени, но эти изменения значительно медленнее по сравнению с изменениями значений комплексной огибающей за счет модуляции [1]. Поэтому на интервале одного OFDM-символа значения параметров импульсной характеристики можно считать постоянными. Для описания импульсной характеристики удобно ввести комплексную огибающую по аналогии с комплексной огибающей узкополосного сигнала [2]:

$$h(\tau, f_d) = h_0(\tau)\exp\left(j\left(\omega_k\tau + \psi(f_d)\right)\right), \quad 0 \le \tau < \infty, \tag{1}$$

где t – значение задержки луча относительно первого луча;

$h_0(\tau)$ – огибающая импульсной характеристики, $\omega_k\tau$ – набег фазы за счет задержки на время t, $\psi(f_d)$ – набег фазы за счет доплеровского смещения.

Временная дисперсия в многолучевом канале. Если приемник и передатчик находятся во взаимном движении, то меняется характер многопутного распространения сигнала (число лучей, коэффициенты передач вдоль лучей, задержки сигналов). Следовательно, импульсная характеристика канала меняется непрерывно и случайным образом. Будем считать, что коэффициенты передачи являются случайными стационарными комплексными величинами. Также естественно предположить, что коэффициенты передачи для различных лучей являются статистически независимыми. Если канал порождает много сигналов с различными задержками, то говорят, что имеет место временная дисперсия сигнала. Канал с временной дисперсией характеризуют зависимостью $P(t)$ коэффициента передачи мощности от величины задержки.

Для задания характера убывания мощности лучевых компонентов пользуются следующими сведениями. Характер усредненной кривой убывания мощности задержанных лучей согласно рекомендованным МСЭ моделям описывается экспоненциальной зависимостью [3]. Тогда нормированную

огибающую импульсного отклика радиоканала связи можно представить с помощью следующей функции:

$$h_0(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp\left(-\frac{\alpha\tau}{2}\right) \tag{2}$$

где τ – задержка распространения лучевого компонента;

α – коэффициент, определяющий степень экспоненциального убывания мощности лучевых компонентов, задержанных в канале на время τ, зависит от характера местности.

Частотная дисперсия в канале. В результате быстрого перемещения приемника относительно передатчика в канале распространения лучевые компоненты принимаемого сигнала кроме разных задержек будут иметь также и разные доплеровские (частотные) сдвиги. Будем считать, что приемник относительно передатчика движется со скоростью n . Можно показать, что доплеровское смещение частоты

$$f_d = \frac{\nu \cos\theta}{\lambda}. \tag{3}$$

Для удобства произведем замену $\frac{\nu}{3\cdot 10^8} = \beta$.

Набег фазы за счет доплеровского смещения за время одного OFDM-символа на *k*-ой поднесущей $\psi(f_{dk}) = f_{dk} \cdot T = f_k \cdot \beta \cdot \cos\theta \cdot T$, где T – длительность OFDM-символа.

Импульсная реакция многолучевого канала с доплеровским расширением спектра с учетом метода передачи OFDM. В случае системы передачи с OFDM будем описывать импульсные реакции относительно каждой поднесущей. В результате получим набор импульсных характеристик, зависящих от пяти переменных

$$\hat{h}_k(w,a,t,b,q) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp\left(-\frac{a\,t}{2}\right) \exp\left(j\left(\omega\tau + \omega\beta T\cos\theta\right)\right). \tag{4}$$

Если учесть, что в точку приема приходит сумма бесконечного множества рассеянных компонент многолучевого сигнала и задержки этих компонент, как и углы прихода, изменяются плавно, импульсную реакцию можно представить как функцию двух переменных a и b , проведя интегрирование по t и q :

$$\hat{h}_k(w,a,b) = \frac{2}{\sqrt{2}} \int_0^{\infty}\int_0^{\pi} \exp\left(-\frac{a\,t}{2}\right) \exp\left(j\left(\omega\tau + \omega\beta T\cos\theta\right)\right) d\tau d\theta . \tag{5}$$

Используя известные табличные интегралы, получим:

$$\hat{h}(w,a,b) = \frac{\sqrt{2}\pi}{\alpha/2 - j\omega} \mathrm{I}_0\left(j\omega bT\right). \tag{6}$$

Передаточная характеристика многолучевого канала с доплеровским расширением спектра с учетом метода передачи OFDM. Для перехода от импульсной реакции канала на различных поднесущих воспользуемся прямым преобразованием Фурье.

$$H(jw) = \int_0^{\infty} \hat{h}(w,a,b) \exp(-wt)\, dt = \int_0^{\infty} \frac{\sqrt{2}\pi}{\alpha/2 - j\omega} \mathrm{I}_0\left(j\omega bT\right) \exp(-wt)\, dt , \tag{7}$$

$$H(jw,a,b) = \frac{\sqrt{2}\pi}{\alpha/2 - j\omega} \mathrm{I}_0\left(j\omega bT\right) \frac{\exp(-jwt)}{-jw}\bigg|_0^{\infty} = -\frac{\sqrt{2}\pi}{\alpha/2 - j\omega} \mathrm{I}_0\left(j\omega bT\right) \frac{1}{-jw} \tag{8}$$

Соответственно комплексная передаточная характеристика на отдельных поднесущих может быть записана в виде

$$H(jw_k,a,b) = \frac{\sqrt{2}\pi}{\alpha/2 - j\omega_k} \mathrm{I}_0\left(j\omega_k bT\right) \frac{1}{jw_k} = \frac{\sqrt{2}\pi}{j\omega_k a/2 + \omega_k^2} \mathrm{I}_0\left(j\omega_k bT\right). \tag{9}$$

Учитывая свойство нулевой Бесселевой функции первого рода мнимого аргумента $\mathrm{I}_0\left(j\omega_k bT\right) = \mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right)$, выражение (9) можно переписать в виде

$$H(jw_k,a,b) = \frac{\sqrt{2}\pi}{j\omega_k a/2 + \omega_k^2} \mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right) = \frac{\sqrt{2}p}{\omega_k} \frac{\left(\omega_k - ja/2\right)}{\omega_k^2 + \left(a/2\right)^2} \mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right). \tag{10}$$

Алгоритм аппроксимации передаточной характеристики многолучевого канала с доплеровским расширением спектра с учетом метода передачи OFDM. Задача коррекции заключается в отыскании таких параметров комплексной передаточной характеристики a и b по принятым эталонным поднесущим, при которых дисперсия ошибки приближения минимальна. Для этого можно записать функционал правдоподобия

$$\Lambda(a,b) = \min\left(\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{\hat{a}_k}{a_k \operatorname{Re}\left(H\left(jw_k,a,b\right)\right)} - \frac{\hat{b}_k}{b_k \operatorname{Im}\left(H\left(jw_k,a,b\right)\right)}\right]^2\right), \tag{11}$$

где $\hat{a}_k$ и $\hat{b}_k$ – координаты демодулируемого канального символа;

a_k и b_k – эталонные координаты канального символа;

K – количество эталонных поднесущих.

Так как комплексно передаточная характеристика канала является нелинейной функцией относительно a и b, то для их отыскания необходимо обратится к решению задачи нелинейного программирования.

Задача нелинейного программирования может быть сформулирована следующим образом: минимизировать

$$\Lambda(a,b),\ a,b \in E^n \tag{12}$$

при нелинейных ограничениях в виде равенств

$$a_k \operatorname{Re}\left(H\left(jw_k,a,b\right)\right)=\hat{a}_k, \tag{13}$$

$$b_k \operatorname{Im}\left(H\left(jw_k,a,b\right)\right)=\hat{b}_k,\ k=0,1,...N \tag{14}$$

и линейных ограничений в виде неравенств

$$a \geq 0, \tag{15}$$

$$b \geq 0. \tag{16}$$

Вектор $\left[a^*,b^*\right]$, удовлетворяющий соотношениям (12) – (16) называется оптимальной точкой, а соответствующее значение $\Lambda^*(a,b)$ – оптимальным значением целевой функции. Пара $\left[a^*,b^*\right]$ и $\Lambda^*(a,b)$ составляют оптимальное решение.

Отыскание корней целевой функции $\Lambda(a,b)$ предлагается выполнять градиентным методом (метод наискорейшего спуска). В градиентном методе (методе наискорейшего спуска) направление поиска можно интерпретировать как следствие линейной аппроксимации целевой функции. Суть обоих методов заключается в следующем. На *k*-м этапе переход из точки $\left(a^{(k)},b^{(k)}\right)$ в точку $\left(a^{(k+1)},b^{(k+1)}\right)$ описывается соотношением [5]

$$\left[a^{(k+1)},b^{(k+1)}\right]=\left[a^{(k)},b^{(k)}\right]+\left[\Delta a^{(k)},\Delta b^{(k)}\right]=\left[a^{(k)},b^{(k)}\right]+l^{(k)}\hat{s}^{(k)}, \tag{17}$$

где $\left[\Delta a^{(k)},\Delta b^{(k)}\right]$ – вектор перехода из точки $\left(a^{(k)},b^{(k)}\right)$ в точку $\left(a^{(k+1)},b^{(k+1)}\right)$;

$l^{(k)}$ – скаляр определяемый некоторым соотношением;

$\hat{s}^{(k)}$ –вектор в направлении $\left[\Delta a^{(k)},\Delta b^{(k)}\right]$.

При отыскании корней целевой функции $\Lambda(a,b)$ $\hat{s}^{(k)}$ определяется по формуле

$$\hat{\mathbf{s}}^{(k)}=-\frac{\nabla\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{\left\|\nabla\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})\right\|}; \tag{18}$$

где $\left\|\nabla\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})\right\|=\left(\nabla\boldsymbol{\Lambda}^{\mathbf{T}}(a^{(k)},b^{(k)})\cdot\nabla\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})\right)^{1/2}$ – длина вектора $\nabla\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})$;

$l^{(k)}$ – скаляр определяемый соотношением:

$$l^{(k)}=\frac{\nabla^{\mathbf{T}}\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})\cdot\hat{\mathbf{s}}^{(k)}}{(\hat{\mathbf{s}}^{(k)})^{\mathbf{T}}\cdot\mathbf{H}\cdot\hat{\mathbf{s}}^{(k)}}, \tag{19}$$

где $\nabla\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})=\begin{bmatrix}\dfrac{d\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{da}\\ \dfrac{d\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{db}\end{bmatrix}$ – матрица первых частных производных в точке $\left(a^{(k)},b^{(k)}\right)$;

$\mathbf{H}=\begin{bmatrix}\dfrac{d^2\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{da^2} & \dfrac{d^2\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{da\,db}\\ \dfrac{d^2\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{db\,da} & \dfrac{d^2\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{db^2}\end{bmatrix}$ – матрица вторых частных производных в точке $\left(a^{(k)},b^{(k)}\right)$

(матрица Гессе).

Для целевой функции, поставленной в задаче, определены первые и вторые частные производные:

$$\frac{d\boldsymbol{\Lambda}(a,b)}{da}=\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{1}{I_0(w_k bT)}\left(\frac{\hat{a}_k a}{a_k\sqrt{p}}-\frac{\hat{b}_k(4w_k^2-aw_k)}{b_k a}\right)\right]$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Lambda}(a^{(k)},b^{(k)})}{db}=\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{w_k T\left(w_k^2+(a/2)^2\right)I_1(w_k bT)}{I_0(w_k bT)}\left(\frac{\hat{a}_k}{2a_k\sqrt{p}}-\frac{\hat{b}_k 2w_k}{b_k a}\right)\right]$$

$$\frac{d^2\Lambda(a^{(k)},b^{(k)})}{da^2}=\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{1}{I_0(w_kbT)}\left(\frac{\hat{a}_k}{a_k\sqrt{p}}-\frac{\hat{b}_k 4w_k^2}{b_k a^2}\right)\right]$$

$$\frac{d^2\Lambda(a^{(k)},b^{(k)})}{da\,db}=\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{w_kT\cdot I_1(w_kbT)}{I_0^2(w_kbT)}\left(\frac{\hat{a}_k a}{a_k\sqrt{p}}-\frac{\hat{b}_k(4w_k^2-a)}{b_k a}\right)\right]$$

$$\frac{d^2\Lambda(a^{(k)},b^{(k)})}{db\,da}=\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{w_kT\cdot I_1(w_kbT)}{I_0^2(w_kbT)}\left(\frac{\hat{a}_k a}{2a_k\sqrt{p}}-\frac{\hat{b}_k(4w_k^2-w_k a^2)}{b_k a^2}\right)\right]$$

$$\frac{d^2\Lambda(a^{(k)},b^{(k)})}{db^2}=\sum_{k=1}^{K}\left[\frac{\left(4w_k^5T+(w_kT)^3a^2\right)\left(I_0(w_kbT)-\frac{I_1(w_kbT)}{(w_kbT)}+2I_1^2(w_kbT)I_0(w_kbT)\right)}{4I_0^4(w_kbT)}\times\times\left(\frac{\hat{a}_k}{a_k\sqrt{p}}-\frac{\hat{b}_k 4w_k}{b_k a}\right)\right]$$

В области нелинейного программирования большое внимание уделено определению необходимых и достаточных условий того, чтобы некоторый вектор решений $\left[a^*,b^*\right]$ являлся локальным экстремумом.

Для задачи нелинейного программирования при отсутствии ограничений необходимыми условиями того, что $\left[a^*,b^*\right]$ точка локального минимума являются [5]:

1) функция $\Lambda(a,b)$ дифференцируема в точке $\left[a^*,b^*\right]$;

2) первые частные производные $\Lambda(a,b)$ в точке $\left[a^*,b^*\right]$ равны 0, то есть существует стационарная точка в $\left[a^*,b^*\right]$.

Достаточные условия того, что $\left[a^*,b^*\right]$– точка локального минимума, кроме вышеприведенных условий включает следующее:

3) вторые частные производные $\Lambda(a,b)$ в точке $\left[a^*,b^*\right]$ больше 0, то есть матрица Гессе положительно определенная.

Уравнение (17) применяется итеративно, пока не будет удовлетворен некоторый критерий окончания процесса. Например, когда целевая функция станет меньше некоторого e. Проблема заключается в выборе величины e, так как система должна работать в канале с шумами, то некорректный выбор может привести: либо к большой погрешности, либо к бесконечному числу итераций для нахождения оптимума.

Алгоритм амплитудно-фазовой коррекции OFDM-сигнала. Вычисление параметров a и b выполняется на основании эталонных (пилотных) поднесущих. Основная же задача аппроксимации канала заключается в выполнении амплитудно-фазовой коррекции на информационных поднесущих. После отыскания параметров a и b можно произвести пересчет координат информационных поднесущих по правилам

$$\hat{a}_{k\text{кор}}=\frac{\hat{a}_k}{\mathrm{Re}\left(H\left(jw_k,a,b\right)\right)}=\frac{\hat{a}_k}{\frac{\sqrt{2}p}{\omega_k^2+\left(a/2\right)^2}\mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right)}=\frac{\hat{a}_k\left(\omega_k^2+\left(a/2\right)^2\right)}{\sqrt{2}p\ \mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right)},\qquad(20)$$

$$\hat{b}_{k\text{кор}}=\frac{\hat{b}_k}{\mathrm{Im}\left(H\left(jw_k,a,b\right)\right)}=\frac{\hat{b}_k}{\frac{-\sqrt{2}pa/2}{\omega_k\left(\omega_k^2+\left(a/2\right)^2\right)}\mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right)}=-\frac{\hat{b}_k\omega_k\left(\omega_k^2+\left(a/2\right)^2\right)}{\sqrt{2}p\left(a/2\right)\mathrm{I}_0\left(\omega_k bT\right)}.\qquad(21)$$

С увеличением количества обрабатываемых поднесущих, за счет большего объема статистических данных минимизируется погрешность оценок параметров канала.

Выводы. В этой работе предложен новый подход к описанию многолучевого радиоканала с доплеровским расширением спектра, который позволяет оценить передаточную функцию канала. В случае многочастотной передачи данный подход позволяет после проведенной оценки передаточной функции канала выполнить амплитудно-фазовую коррекцию сигналов информационных поднесущих. Работа требует продолжения: на основе предложенного подхода оценить вероятность ошибки канального символа на выходе системы передачи и провести сравнение эффективности предложенного алгоритма демодуляции используя различные методы нелинейного программирования с уже известными.

Литература

1. Вишневский В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / Вишневский В.М., Портной С.Л.,

Шахнович И.В. – М.:Техносфера, 2009. 472 с.

2. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи / Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.; ил.

3. Рекомендация МСЭ-R P.1407-4 Многолучевое распространение и параметризация его характеристик. – Женева. 2010. – 15 с.; ил. – (Электронная публикация).

4. Ермолаев В.Т. Гауссовская модель многолучевого канала связи в городских условиях / Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Аверин И.М.// Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2004. – С. 127–137. – (Серия: Радиофизика Вып. 2).

5. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование / Д. Химмельблау; Пер. с английского И.М. Быховской и Б.Т. Вавиловой Под ред. М.Л. Быховског. М.: Мир, 1974. – 534 с.

References

1. Vishnevskiy V.M. Entsiklopediya WiMAX. Put k 4G / Vishnevskiy V.M., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. – M.:Tekhnosfera, 2009. 472 pp.

2. Volkov L.N. Sistemy tsifrovoy radiosvyazi / Volkov L.N., Nemirovskiy M.S., Shinakov Yu.S. – M.: Eko-Trendz, 2005. – 392 pp.; il.

3. Rekomendatsiya MSE-R P.1407-4 Mnogoluchevoe rasprostranenie i parametrizatsiya ego kharakteristik. – Zheneva. 2010. – 15 pp.; il. – (Elektronnaya publikatsiya).

4. Yermolaev V.T. Gaussovskaya model mnogoluchevogo kanala svyazi v gorodskikh usloviyakh / Yermolaev V.T., Flaksman A.G., Averin I.M.// Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N.I. Lobachevskogo. – 2004. – pp. 127–137. – (Seriya: Radiofizika Vyp. 2).

5. Himmelblau D. Prikladnoe nelineynoe programmirovanie / D. Himmelblau; Per. s angliyskogo I.M. Byihovskoy i B.T. Vavilovoy Pod red. M.L. Byihovskog. M.: Mir, 1974. – 534 pp.

Рецензія/Peer review : 21.5.2014 р. Надрукована/Printed :25.6.2014 р.

UDC 621.394.6

D.V. MICHALEVSKIY, V.E. MONDLYAK, R.O. KRASOTA
Vinnytsia national technical university

THE RESEARCH OF WI-FI CHANNEL FOR MULTIMEDIA TRAFFIC

In this paper, we study the influence of environmental parameters on the transmission channel network standard Wi-Fi, to be able to gain access to new formats multimedia services. It was received transmission rate depending on the distance and transmission rate depending on the signal strength for channels 20 MHz and 40 MHz. Take into account the impact of external interferences.

Keywords: wireless channel, Wi-Fi networks, transmission medium.

Д.В. МИХАЛЕВСЬКИЙ, В. Є. МОНДЛЯК, Р. О. КРАСОТА
Вінницький національний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ WI-FI КАНАЛУ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ МУЛЬТИМЕДІЙНОГО ТРАФІКУ

Анотація. В теперішній час спостерігається значний ріст кількості та якості інформації яка передається, що обумовлено значним розвитком об'єктів інтернету речей та переходу на нові формати мультимедійного трафіку. Така ситуація призводить до виникнення значних навантажень на існуючі канали передачі інформації, та зумовлює необхідність пошуку оптимальних рішень при проектуванні та розгортанні безпровідних мереж. Тому, в даній роботі проведено дослідження впливу параметрів середовища передачі у каналах мереж стандарту Wi-Fi, для можливості отримання доступу до нових форматів інфокомунікаційних послуг.

Ключові слова: безпровідний канал, Wi-Fi мережа, середовище передачі.

Introduction

Design and deployment of wireless networks, at present, have been the most rapid development in Ukraine and abroad. First, it`s contributed by the development and expansion of the number of devices that have the ability to connect to wireless networks that are cost effective and easy to use. Wireless technologies become particularly widespread in the concept of the internet of things, and implement in the construction of digital houses [1].

Moreover, at present there is a significant increase in the amount and quality of information being transmitted, due to significant development of objects of the Internet of things and the transition to the new formats of multimedia traffic [2]. This situation leads to significant pressures on existing channels of information transmission, and necessitates the search for optimal solutions in the design and deployment of wireless networks.

In the designing of modern wireless networks, there is a major problem – the influence of many factors and environmental parameters on the characteristics of data transmission, which leads to a significant reduction in bandwidth. This means that there is a probability of interference at any point in time during the same session data, executed in different environments or at different times and may have different characteristics. Therefore, to determine the actual characteristics of the network, it is necessary to conduct experimental research channels to the possibility of carrying multimedia traffic without delay.

Main part

In our case, as environmental research, uses wireless network standard Wi-Fi 802.11n for digital house concept [3]. When deploying such a network, we consider the possibility of users' access to new types of