Секция: Технические науки

Орябинская Олеся Александровна
преподаватель кафедры
теории электрической связи и метрологии имени А. Г. Зюко
Одесская национальная академия связи имени А.С. Попова
г. Одесса, Украина

ЭКВАЛАЙЗЕР ДЛЯ СИГНАЛОВ OFDMA НА ВЫХОДЕ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА С ДОППЛЕРОВСКИМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

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, с. 259]. Для городских условий характерен радиоканал с достаточно большим числом рассеивателей. Движение пользователя с высокой скоростью в такой среде приводит к частотной дисперсии, когда около каждой поднесущей возникает доплеровский спектр. Кроме того, в любой системе радиосвязи присутствуют случайные флуктуации фазы радиосигнала, вызванные нестабильностью генераторов приёмника и передатчика. В результате нарушается ортогональность между поднесущими и возникает взаимная помеха между ними (ICI – inter-carrier interference), которая может существенно ухудшать помехоустойчивость многочастотной системы. OFDM-символы, передаваемые по каналу связи, содержат эталонные поднесущие, позволяющие оценивать параметры канала связи. Целью данной работы является разработка алгоритма работы амплитуднофазового корректора, основанного на определении характеристик многолучевого радиоканала с допплеровским расширением спектра. Параметры канала определяются на пилотных поднесущих и с их учетом пересчитываются значения принятых канальных символов на информационных поднесущих.

Для задания алгоритма работы эквалайзера использована следующая математическая модель канала. Сигнал $r(n)$, на входе демодулятора OFDM, можно представить в виде дискретной свертки импульсной характеристики (ИХ) $h^{(l)}(n)$ канала и переданного OFDM символа $x(n)$:

$$r(n)=\sum_{l=0}^{N_r} h^{(l)}(n)x(n-l)+\xi(n) \tag{1}$$

де N_r – число независимых релеевских лучей, $\xi(n)$ – сумма внешних шумов и собственного шума приемного устройства, n – дискретное время.

На приемной стороне, в демодуляторе OFDM системы производится разделение информации, переданной на разных поднесущих частотах, с помощью прямого быстрого преобразования Фурье (БПФ) от входного сигнала $r(n)$. Для сигнала в частотной области на k-ой поднесущей можно получить следующее выражение (без шума):

$$Y_k = a_{kk}X_k + \sum_{m=0,m\neq k}^{K_{max}-1} a_{km}X_m \tag{2}$$

Коэффициенты a_{km} в (2) равны

$$a_{km}=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{K_{max}-1} H_k(n)\exp\left(\frac{j2\pi(m-k)n}{N}\right) \tag{3}$$

где $H_k(n)$ – коэффициент передачи на k-ой поднесущей в n-ый момент времени

Из (2) следует, что сигнал, принимаемый на k-ой поднесущей, состоит из двух слагаемых. Первое из них представляет собой полезный сигнал с некоторым коэффициентом, а второе – взаимную помеху между поднесущими (ICI).

Для того чтобы определить, как скажется задержка в канале на начальную фазу сигнала, воспользуемся известным соотношением:

$$\psi_{\tau} = \omega\tau \tag{4}$$

Так как сигнал OFDMA представляет собой частный случай сигнала модуляции со многими несущими, то набег фазы каждой поднесущей можно расчитать по формуле (4):

$$\psi_{k\tau} = \omega_k \tau = 2\pi k\tau / T \tag{5}$$

Для упрощения представим временной сдвиг относительной величиной. Т.к. интервал дискретизации равен T/K_{max}, то величина $m=(\tau \cdot K_{max})/T$ покажет задержку относительно интервала дискретизации. И тогда набег фазы k-ой поднесущей можно представить в виде [2, с. 148]:

$$\psi_{k\tau} = 2\pi km / K_{max} \tag{6}$$

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 ν. Можно показать, что доплеровское смещение частоты

$$f_d = \frac{\nu \cos(\theta)}{\lambda} \tag{7}$$

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

Известно, что величина допплеровского смещения линейно зависит от частоты переносчика и в пределах выделенной полосы имеет различные значения. Набег фазы k-ой поднесущей возникающей за счет допплеровского смещения можно рассчитать из соотношения:

$$\psi_{kd} = 2\pi f_k \beta \cos(\theta) T \tag{8}$$

Кроме того каждая поднесущая получает некоторый нерегулярный набег фазы за счет шумов неортогональности, возникающих в результате допплеровского смещения, а также воздействия АБГШ.

Учитывая, что системы с использованием OFDMA должны функционировать в многолучевом канале, то демодулированный сигнал k-ой поднесущей можно представить в следующем виде:

$$\sum_{l=0}^{L} \mu_l a_k \cos\left(\frac{2\pi k m_l}{K_{max}} + 2\pi f_k \beta \cos(\theta_l) + \varsigma_{l,k}\right) \qquad (9)$$

где μ_l – ослабление сигнала l-ого луча;

a_k – амплитуда k -ой поднесущей;

$\varsigma_{l,k}$ – случайная фаза k-ой поднесущей, возникающая за счет нарушения ортогональности и воздействия шумов;

L – количество лучей;

θ_l – угол между вектором скорости и волновым вектором l-ого луча.

Учитывая, что МС получает с БС весь групповой сигнал, то угол между вектором скорости и волновым вектором, задержки распространения и ослабления поднесущих одного луча одинаковы, а β, характеризующее допплеровское смещение, одинаково для поднесущих всех лучей.

Для выполнения синхронизации МС может использовать все пилотные поднесущие, а в системах беспроводного доступа линии вниз их предусмотрено от 12 до 240 в зависимости от выделенной полосы. Пилотные поднесущие модулируются ФМ-2. Значения сигналов на этих несущих определяются на основании ПСП с задающим полиномом $x^{11}+x^9+1$.

Учитывая модель демодулированого сигнала k-ой поднесущей и результат вычислений БПФ, запишем уравнение:

$$\sum_{l=0}^{L}\mu_l a_k \cos(\frac{2\pi k m_l}{K_{max}} + 2\pi f_k \beta \cos(\theta_l) + \varsigma_{l,k}) = \tilde{a}_k \quad (10)$$

Чтобы минимизировать количество неизвестных представим μ_l – ослабление сигнала l-ого луча известными аппроксимирующими выражениями [3, с. 171]. Так как влияние разности хода и допплеровского смещения на ослабление сигнала независимые, то μ_l можно представить произведением доли ослабления вносимой дисперсией по частоте доплеровским спектром Джейкса и усредненной кривой убывания мощности задержанных лучей представленной экспоненциальной зависимостью. Тогда с учетом принятых допущений можно переписать модель демодулированого сигнала k-ой поднесущей

$$\sum_{l=0}^{L}\frac{K_{max}\exp(-\alpha \cdot m_l / T)}{\pi k \beta |\sin\theta_l|} a_k \cos(\frac{2\pi k m_l}{K_{max}} + 2\pi f_k \beta \cos(\theta_l) + \varsigma_{l,k}) = \tilde{a}_k \quad (11)$$

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

Исходя из количества доступных пилотных поднесущих n, мы можем составить n уравнений. Рассчитаем влияние скольких лучей можно учесть. Для решения системы уравнений необходимо чтобы количество уравнений превосходило количество неизвестных хотя бы на 1. Нам необходимо определить задержку и ослабление в каждом луче, и величины α и β не зависящие ни от номера поднесущей ни от номера луча. Таким образом, количество неизвестных $2L+2$. Исходя из этого минимальное количество уравнений $2L+3$, а количество лучей соответственно $L= n/2–2$. Таким образом при минимальном количестве выделенных пилотных поднесущих n =12 можно учесть четыре луча. Это позволяет использовать для начала подстройки одну из эмпирических моделей канала, описанной в Рекомендации МСЭ М.1225, а именно – модель канала МСЭ для медленно перемещающихся абонентов вне и внутри зданий для малых задержек распространения (А) [4, с. 28]. С увеличением количества обрабатываемых поднесущих, за счет больших статистических данных минимизируется погрешность оценок параметров канала.

Методы решения систем уравнений обычно разделяют на две большие группы. К первой группе относят методы, которые называют точными. Они позволяют для любых систем найти точные значения неизвестных после конечного числа арифметических операций, каждая из которых выполняется точною. Ко второй группе относятся все методы, которые не являются точными. Их называют приближёнными, или численными, или итерационными. Точное решение при использовании этих методов получается в результате бесконечного процесса приближений.

Решение системы должно быть получено с некоторой заданной точностью до ε.

Запишем систему нелинейных уравнений в виде

$$\begin{cases} F_1(\alpha,\beta,m_1,m_2,m_3,m_4,\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4)=0; \\ F_2(\alpha,\beta,m_1,m_2,m_3,m_4,\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4)=0; \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ F_n(\alpha,\beta,m_1,m_2,m_3,m_4,\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4)=0. \end{cases} \tag{12}$$

или коротко в виде

$$F_i(\alpha,\beta,m_1,m_2,m_3,m_4,\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4)=\sum_{l=0}^{L}\frac{K_{max}\exp(-\alpha\cdot m_l/T)}{\pi k\beta\left|\sin\theta_l\right|}a_k\cos\left(\frac{2\pi k m_l}{K_{max}}+2\pi f_k\beta\cos(\theta_l)\right)-$$

$$-\tilde{a}_k=0, \quad \text{где } i=1,2,\ldots,n.$$

Здесь функции, стоящие слева в (12) определены и непрерывны вместе со своими частными производными в некоторой области D, которой принадлежит точное решение рассматриваемой системы уравнений. Точное решение системы (12) обозначим

$$X^*=(\alpha^*,\beta^*,m_1^*,m_2^*,m_3^*,m_4^*,\theta_1^*,\theta_2^*,\theta_3^*,\theta_4^*) \tag{13}$$

Для решения системы нелинейных уравнений предлагается использовать метод Ньютона. Этот метод обладает гораздо более быстрой сходимостью, чем другие [5, с. 17]. В основе метода Ньютона для системы уравнений (12) лежит использование разложения функций [5, с. 17]

$$F_i(\alpha,\beta,m_1,m_2,m_3,m_4,\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4)=0 \qquad (14)$$

где $i=1,2,\ldots,n$, в ряд Тейлора, причём члены, содержащие вторые и более высокие порядки производных, отбрасываются. Такой подход позволяет решение одной нелинейной системы (12) заменить решением ряда линейных систем.

Итак, систему (12) будем решать методом Ньютона. В области D выберем точку, соответствующую модели канала МСЭ для медленно перемещающихся абонентов вне и внутри зданий для малых задержек распространения (A) $X^0=(\alpha^0,\beta^0,m_1{}^0,m_2{}^0,m_3{}^0,m_4{}^0,\theta_1{}^0,\theta_2{}^0,\theta_3{}^0,\theta_4{}^0)$ и назовём её нулевым приближением к точному решению $X^*=(\alpha^*,\beta^*,m_1{}^*,m_2{}^*,m_3{}^*,m_4{}^*,\theta_1{}^*,\theta_2{}^*,\theta_3{}^*,\theta_4{}^*)\in D$ исходной системы. Теперь функции (14) разложим в ряд Тейлора в окрестности точки $X^0=(\alpha^0,\beta^0,m_1{}^0,m_2{}^0,m_3{}^0,m_4{}^0,\theta_1{}^0,\theta_2{}^0,\theta_3{}^0,\theta_4{}^0)$.

Будем иметь

$$\begin{gathered}F_i(\alpha,\beta,m_1,m_2,m_3,m_4,\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4)\cong F_i(\alpha^0,\beta^0,m_1{}^0,m_2{}^0,m_3{}^0,m_4{}^0,\theta_1{}^0,\theta_2{}^0,\theta_3{}^0,\theta_4{}^0)+\\ +\frac{\partial F_i}{\partial\alpha}\left(\alpha-\alpha^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial\beta}\left(\beta-\beta^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial m_1}\left(m_1-m_1{}^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial m_2}\left(m_2-m_2{}^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial m_3}\left(m_3-m_3{}^0\right)+\\ +\frac{\partial F_i}{\partial m_4}\left(m_4-m_4{}^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial\theta_1}\left(\theta_1-\theta_1{}^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial\theta_2}\left(\theta_2-\theta_2{}^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial\theta_3}\left(\theta_3-\theta_3{}^0\right)+\frac{\partial F_i}{\partial\theta_4}\left(\theta_4-\theta_4{}^0\right)\end{gathered}$$

6.47 (15)

Т.к. левые части (15) должны обращаться в ноль согласно (12), то и правые части (15) тоже должны обращаться в ноль. Поэтому из (15) имеем

$$\frac{\partial F_i}{\partial \alpha}\Delta\alpha^0+\frac{\partial F_i}{\partial \beta}\Delta\beta^0+\frac{\partial F_i}{\partial m_1}\Delta m_1{}^0+\frac{\partial F_i}{\partial m_2}\Delta m_2{}^0+\frac{\partial F_i}{\partial m_3}\Delta m_3{}^0+$$
$$+\frac{\partial F_i}{\partial m_4}\Delta m_4{}^0+\frac{\partial F_i}{\partial \theta_1}\Delta\theta_1{}^0+\frac{\partial F_i}{\partial \theta_2}\Delta\theta_2{}^0+\frac{\partial F_i}{\partial \theta_3}\Delta\theta_3{}^0+\frac{\partial F_i}{\partial \theta_4}\Delta\theta_4{}^0= \quad (16)$$
$$=-F_i(\alpha^0,\beta^0,m_1{}^0,m_2{}^0,m_3{}^0,m_4{}^0,\theta_1{}^0,\theta_2{}^0,\theta_3{}^0,\theta_4{}^0)$$

где $\Delta\alpha^0=\left(\alpha-\alpha^0\right)$, $\Delta\beta^0=\left(\beta-\beta^0\right)$, $\Delta m_i{}^0=\left(m_i-m_i{}^0\right)$, $\Delta\theta_i{}^0=\left(\theta_i-\theta_i{}^0\right)$.

Все частные производные в (16) должны быть вычислены в точке $X^0=(\alpha^0,\beta^0,m_1{}^0,m_2{}^0,m_3{}^0,m_4{}^0,\theta_1{}^0,\theta_2{}^0,\theta_3{}^0,\theta_4{}^0)$. (16) есть система линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных $\Delta\alpha^0=\left(\alpha-\alpha^0\right)$, $\Delta\beta^0=\left(\beta-\beta^0\right)$, $\Delta m_i{}^0=\left(m_i-m_i{}^0\right)$, $\Delta\theta_i{}^0=\left(\theta_i-\theta_i{}^0\right)$. Эту систему можно решить методом Крамера, если её основной определитель будет отличен от нуля [5, с. 17] и найти величины $\Delta\alpha^0=\left(\alpha-\alpha^0\right)$, $\Delta\beta^0=\left(\beta-\beta^0\right)$, $\Delta m_i{}^0=\left(m_i-m_i{}^0\right)$, $\Delta\theta_i{}^0=\left(\theta_i-\theta_i{}^0\right)$.

Теперь можно уточнить нулевое приближение $X^0=(\alpha^0,\beta^0,m_1{}^0,m_2{}^0,m_3{}^0,m_4{}^0,\theta_1{}^0,\theta_2{}^0,\theta_3{}^0,\theta_4{}^0)$, построив первое приближение с координатами

$$\alpha^1=\alpha^0+\Delta\alpha^0,\ \beta^1=\beta^0+\Delta\beta^0,\ m_i^1=m_i^0+\Delta m_i^0,\ \theta_i^1=\theta_i^0+\Delta\theta_i^0 \quad (17)$$

$$\text{т.е. } X^1=(\alpha^1,\beta^1,m_1{}^1,m_2{}^1,m_3{}^1,m_4{}^1,\theta_1{}^1,\theta_2{}^1,\theta_3{}^1,\theta_4{}^1) \quad (18)$$

Выясним, получено ли приближение (18) с достаточной степенью точности. Для этого проверим условие

$$\begin{cases} \Delta\beta^0\le 0{,}1; \\ \max|\Delta\alpha|\le 10; \\ \max|\Delta m_i^0|\le 0{,}5; \\ \max|\Delta\theta_i^0|\le \pi/36. \end{cases} \quad (19)$$

(точность, с которой должна быть решена система (12)). Если условие (19) будет выполнено, то за приближённое решение системы (12) выберем (18) и закончим вычисления. Если же условие (19) выполняться не будет, то выполним следующее действие. В системе (16) вместо $X^0=(\alpha^0,\beta^0,m_1^{\ 0},m_2^{\ 0},m_3^{\ 0},m_4^{\ 0},\theta_1^{\ 0},\theta_2^{\ 0},\theta_3^{\ 0},\theta_4^{\ 0})$ возьмём уточнённые значения $X^1=(\alpha^1,\beta^1,m_1^{\ 1},m_2^{\ 1},m_3^{\ 1},m_4^{\ 1},\theta_1^{\ 1},\theta_2^{\ 1},\theta_3^{\ 1},\theta_4^{\ 1})$, и повторим алгоритм, определив величины, соответствующие второму приближению $X^2=(\alpha^2,\beta^2,m_1^{\ 2},m_2^{\ 2},m_3^{\ 2},m_4^{\ 2},\theta_1^{\ 2},\theta_2^{\ 2},\theta_3^{\ 2},\theta_4^{\ 2})$. Если условия (19) выполняются то за приближённое решение системы (12) выберем (18) и закончим вычисления, а если нет перейдем к следующей итерации.

После отыскания параметров канала $X^2=(\alpha^2,\beta^2,m_1^{\ 2},m_2^{\ 2},m_3^{\ 2},m_4^{\ 2},\theta_1^{\ 2},\theta_2^{\ 2},\theta_3^{\ 2},\theta_4^{\ 2})$ можно произвести пересчет координат информационных поднесущих по правилам

$$\hat{a}_{k\ \ кор}=\frac{\tilde{a}_k}{\sum\limits_{l=0}^{L}\frac{K_{max}\exp(-\alpha\cdot m_l/T)}{\pi k\beta|\sin\theta_l|}\cos(\frac{2\pi k m_l}{K_{max}}+2\pi f_k\beta\cos(\theta_l))}\tag{20}$$

$$\hat{b}_{k\ \ кор}=\frac{\tilde{b}_k}{\sum\limits_{l=0}^{L}\frac{K_{max}\exp(-\alpha\cdot m_l/T)}{\pi k\beta|\sin\theta_l|}\sin(\frac{2\pi k m_l}{K_{max}}+2\pi f_k\beta\cos(\theta_l))}\tag{21}$$

Выводы. Если учесть, что на пилотных поднесущих используется ФМ-2, то данный алгоритм позволяет оценить отклонение несущей частоты в пределах половины расстояния между поднесущими. Также есть возможность использования для подстройки информационных поднесущих, а не только пилотных, что за счет большей выборки значений должно минимизировать влияние фазового шума $\varsigma_k(t)$, вызванный межканальной помехами и шумами в канале связи. Но то, что на информационных поднесущих используется модуляция с большим числом позиций приводит к уменьшению пределов оценки отклонения несущей частоты. Поэтому в начале синхронизации рекомендуется использовать для оценки лишь пилотные поднесущие, а для дальнейшей подстройки использовать все поднесущие рабочего диапазона частот.

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. Долгих Д.А. Оценивание линейного фазового сдвига OFDM сигнала / Известия Томского политехнического университета. 2006. – Т. 309 – № 8 – С. 148–151.
3. Орябинская О. А. Метод оценки передаточной характеристики многолучевого канала в системах мобильной связи с OFDM(A) / О. А. Орябинская // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2014. – № 2. – С. 171–175. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/j-pdf/**vott**_2014_2_31.pdf.
4. ITU-R M.1225 – Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000: Rec. ITU-R M.1225. – [Чинний від 1997-02]. – Женева: International Telecommunication Union, 1997. – 60 с. – (міжнародний стандарт).
5. Копнина В.И. Численные методы линейной и нелинейной алгебры / Копнина В.И., Вельмисова А.И.: Методическое руководство к практическим работам по методам вычислений для студентов естественных наук – Саратов: Саратовский Государственный Университет им. Н. Г.Чернышевского, 2011. – 35 с.