

УДК 621.396.621.59

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКВАЛАЙЗЕРА НА ОСНОВЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ОБУЧЕНИЕМ В МНОГОЛУЧЕВОМ РАДИОКАНАЛЕ

Д. Р. Валиуллин, П. Н. Захаров

**Физический факультет МГУ им.М.В.Ломоносова,
119991, ГСП-1, Москва Ленинские горы, д.1, стр.2**

Статья поступила в редакцию 5 декабря 2017 г.

Аннотация. По причине присутствия частотно-селективных замираний в многолучевом радиоканале, при передаче данных возникает межсимвольная интерференция, которая может существенно понижать энергетическую эффективность систем связи. Использование эквалайзера в системе приема позволяет уменьшить межсимвольную интерференцию, повысив энергетическую эффективность. В данной работе в экспериментальном макете реализована конфигурация эквалайзера на основе нейронных сетей, осуществлена передача и прием в условиях многолучевого распространения радиоволн с частотно-селективными и изменяющимися во времени замираниями, исследована работа эквалайзера в данных условиях.

Ключевые слова: эквалайзер, многолучевой канал, нейронные сети, межсимвольная интерференция.

Abstract. The frequency-selective fading inherent in multipath channels leads to the inter-symbol interference, which affects the data transmission reliability. Implementation of the equalizer in data transmission system exploits the inter-symbol interference thus increasing the energy efficiency at the receiver. The existing decision feedback equalizer (DFE) and maximum-likelihood sequence estimator (MLSE) have following disadvantages: DFE has poor energy efficiency and MLSE is computationally complex. The neural network equalizer algorithm proposed in this paper has proved to have better performance in terms of the energy efficiency than DFE, while having the similar computational complexity. The neural network equalizer was implemented in the data transmission system along with carrier

recovery, clock recovery, automated gain control, matched filtering, interleaving, de-interleaving, turbo-coding, turbo-decoding blocks. The energy efficiency of the neural network equalizer was experimentally estimated in different conditions: 1) single-path flat radio frequency channel with AWGN. The effects of carrier frequency offset between the transmitter and the receiver (up to 5kHz) and the Doppler shift (up to 150 Hz) were investigated; 2) stationary multipath channel environment. The performance of the equalizer with different number of iterations was measured; 3) non-stationary fast-varying multipath channel. The impact of the step size in learning procedure of the equalizer on the performance was investigated. In addition, the combination of the proposed neural network equalizer and turbo-code was investigated in all the mentioned channels in order to test the equalizer's performance in data transmission system.

Key words: equalizer, multipath channel, neural networks, inter-symbol interference.

Введение

В случае многолучевого распространения радиоволн от передатчика к приемнику в системе радиосвязи сигнал подвергается воздействию замираний. В то время как для борьбы с плоскими замираниями используют пространственное разнесение, негативное воздействие частотно-селективных замираний может быть уменьшено при помощи выравнивания во временной области. С этой целью в системе связи используется эквалайзер. В данной работе рассматривается использование итеративного эквалайзера на основе нейронных сетей, впервые предложенного в [1,2]. В [3] был предложен способ обучения нейронной сети методом градиентного спуска, с целью повышения энергетической эффективности эквалайзера, предложенного в [1,2], и было проведено математическое моделирование работы предложенной в [3] модификации эквалайзера в многолучевых радиоканалах с белым аддитивным гауссовым шумом, с целью исследования энергетической эффективности, а также с целью сравнения энергетической эффективности с эквалайзером с обратной связью по решению и эквалайзером максимально правдоподобного

последовательного оценивания, определения энергетического выигрыша относительно эквалайзера без обучения, предложенного в [1,2]. В данной работе ранее предложенный в [3] алгоритм эквалайзера был модифицирован, а также реализован в экспериментальном макете, его работа исследована в условиях однолучевого распространения радиоволн в случаях отсутствия и наличия изменяющейся во времени расстройки, а также в условиях многолучевого распространения радиоволн, в каналах с частотно-селективными и изменяющимися во времени замираниями. Исследована работа эквалайзера в объединении с турбо-кодированием в однолучевом и многолучевом канале.

Алгоритм разработанного эквалайзера

Предложенный в [1] эквалайзер на основе нейронных сетей представляет собой нейронную сеть, на вход которой поступает принятый сигнал. Если предположить, что был передан блок данных из N символов, то необходимо N нейронов, выход каждого из которых будет являться мягким решением по символу, номер которого соответствует номеру нейрона. Математически результат на выходе k -ого нейрона нейронной сети можно представить следующей формулой:

$$s_k = g \left(\sum_{j=0}^{L-1} p_j r_{k+j} + \sum_{j=1}^{L-1} \alpha_j s_{k+j} + \sum_{j=1}^{L-1} \beta_j s_{k-j} \right), \quad (1)$$

где p_j, α_j, β_j — коэффициенты, s_k — выход k -ого нейрона, r_k — k -ый символ

принятого сигнала. $g(x) = \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}}$ — активационная функция нейрона. Число L

определяет количество входов одного нейрона и выбрано, исходя из длины характеристики многолучевого канала в модели, принятый сигнал выражается следующим соотношением:

$$r_k = \sum_{j=0}^{L-1} h_j x_{k+j} + \eta_k, \quad (2)$$

где h_j — коэффициенты характеристики многолучевого канала, η_k — реализация аддитивного белого гаусова шума (АБГШ), x_k — исходно переданные символы.

Нейроны предлагается обходить поочередно от первого к последнему, а также итеративно, то есть повторять такой обход повторно. Нейроны инициализируются нулевыми значениями. Таким образом, можно записать следующие формулы для первой и последующих итераций:

$$s_k^1 = g \left(\sum_{j=0}^{L-1} p_j r_{k+j} + \sum_{j=1}^{L-1} \beta_j s_{k-j}^1 \right) \quad (3)$$

$$s_k^{n+1} = g \left(\sum_{j=0}^{L-1} p_j r_{k+j} + \sum_{j=1}^{L-1} \alpha_j s_{k+j}^n + \sum_{j=1}^{L-1} \beta_j s_{k-j}^{n+1} \right) \quad (4)$$

В [1,2] коэффициенты p_j, α_j, β_j предлагается выбирать в зависимости от коэффициентов h_j характеристики многолучевого канала из формулы (2):

$$p_j = h_j \quad (5)$$

$$\alpha_j = \beta_j = \sum_{l=1}^{L-j} h_j h_{j+l} \quad (6)$$

В отличие от исходного алгоритма, описанного выше, предложенный в [3] эквалайзер для выбора коэффициентов p_j, α_j, β_j не использует знание коэффициентов характеристики многолучевого канала. Коэффициенты выбираются в ходе обучения по тестовой последовательности методом градиентного спуска по критерию минимума СКО (среднеквадратичной ошибки). Другими словами, коэффициенты нейронной сети не задаются априорно, а адаптивным образом изменяются в процессе приёма.

Среднеквадратичная ошибка задается следующим соотношением:

$$MSE = \sum_{k=1}^N E_k^2, \quad (7)$$

где E_k^2 — квадрат ошибки по k -ому символу:

$$E_k = \left(\sum_{j=0}^{L-1} p_j r_{k+j} + \sum_{j=1}^{L-1} \beta_j d_{k-j} - d_k \right) \quad (8)$$

в случае первой итерации и

$$E_k = \left(\sum_{j=0}^{L-1} p_j r_{k+j} + \sum_{j=1}^{L-1} \alpha_j s_{k+j}^n + \sum_{j=1}^{L-1} \beta_j s_{k-j}^{n+1} - d_k \right), \quad (9)$$

где d_k — либо заранее известное жесткое решение из тестовой последовательности, либо в период передачи полезного сигнала детектированное жесткое решение, например для случая модуляции BPSK $d_k = \text{sign}(s_k)$.

В случае минимизации среднеквадратичной ошибки, выражаемой согласно соотношению (7) в виде суммы квадрата ошибки по каждому из символов, целесообразно изменять коэффициенты итеративно, после обработки каждого символа. Согласно методу градиентного спуска, необходимо изменять коэффициенты согласно следующему соотношению:

$$p_j^{(k+1)} = p_j^{(k)} - \varepsilon \cdot \frac{\partial E_k}{\partial p_j} \cdot E_k \quad (10)$$

$$\alpha_j^{(k+1)} = \alpha_j^{(k)} - \varepsilon \cdot \frac{\partial E_k}{\partial \alpha_j} \cdot E_k \quad (11)$$

$$\beta_j^{(k+1)} = \beta_j^{(k)} - \varepsilon \cdot \frac{\partial E_k}{\partial \beta_j} \cdot E_k, \quad (12)$$

где верхний индекс у коэффициента отражает номер повторения его изменения и связан с номером символа k , ε — небольшая константа, называемая шагом адаптации. С учётом соотношений (8), (9) преобразуется в:

$$p_j^{(k+1)} = p_j^{(k)} - \varepsilon \cdot r_{k+j} \cdot E_k \quad (13)$$

$$\alpha_j^{(k+1)} = \alpha_j^{(k)} - \varepsilon \cdot s_{k+j}^{n+1} \cdot E_k \quad (14)$$

в случае второй и последующих итераций.

$$\beta_j^{(k+1)} = \beta_j^{(k)} - \varepsilon \cdot d_{k-j} \cdot E_k \quad (15)$$

в случае первой итерации,

$$\beta_j^{(k+1)} = \beta_j^{(k)} - \varepsilon \cdot s_{k-j}^{n+1} \cdot E_k \quad (16)$$

в случае второй и последующих итераций.

Отличие разработанного и экспериментально исследованного в данной работе алгоритма эквалайзера от предложенного в [3] заключается в следующем: поступающий на вход эквалайзера сигнал r является комплексным, то есть используется I (синфазная) и Q (квадратурная) компоненты принятого сигнала. Следовательно, и коэффициенты нейронной сети p_j, α_j, β_j являются комплексными. Следовательно, соотношения для подсчета выхода нейрона и адаптации коэффициентов тоже изменяются: при подсчете выхода нейрона необходимо вместо коэффициентов p_j, α_j, β_j подставить их комплексное сопряжение $p_j^*, \alpha_j^*, \beta_j^*$; в соотношениях для адаптации коэффициентов E_k необходимо заменить на комплексное сопряжение E_k^* .

Экспериментальный макет, предпосылки и условия проведения эксперимента

Основу экспериментального макета составляла плата трансивера, выполняющая аналоговую обработку сигнала (ЦАП и АЦП, фильтрация, квадратурная модуляция и демодуляция, усиление, полосовая фильтрация) и плата ЦОС (цифровой обработки сигнала) и управления. Платы были соединены через цифровую шину. Цифровая обработка сигнала происходила на ПЛИС (программируемой логической интегральной микросхеме) семейства Xilinx Kintex-7. Управление платой ЦОС осуществлялось с ЭВМ через Ethernet и СОМ-порт.

Задачей эксперимента являлась оценка работы эквалайзера в полноценном приемно-передающем тракте, включая схемы восстановления несущей и тактовой частот, канальное кодирование, блоковую синхронизацию, перемежение. Трансивер был реализован по схеме с полным частотным

дуплексом, имел два входа для подключения синтезаторов частот приемного и передающего трактов.

В эксперименте для генерации сигналов несущих частот использовались два генератора сигналов производства Rohde&Schwarz. Для измерений в однолучевом канале генераторы были синхронизированы по опорной частоте (10 МГц), что позволяло либо создать условия, в которых расстройка по частоте на передающей и принимающей стороне отсутствует, либо точно контролировать её величину с целью оценки влияния расстройки, присутствующей в реальных условиях.

Экспериментальный макет приемно-передающей системы связи, использованный для проведения экспериментальных исследований, был собран в двух различных конфигурациях, изображенных на рис.1 и рис.2. В конфигурации, изображенной на рис.1, была использована одна плата, работающая на передачу и на прием. Выход передатчика и вход приемника были соединены кабелем через СВЧ аттенуатор с затуханием 55 дБ. Такая конфигурация была выбрана с целью оценки работы системы в однолучевом канале. Эксперимент в таких условиях позволяет сравнить результаты теоретическим пределом для используемой модуляции.

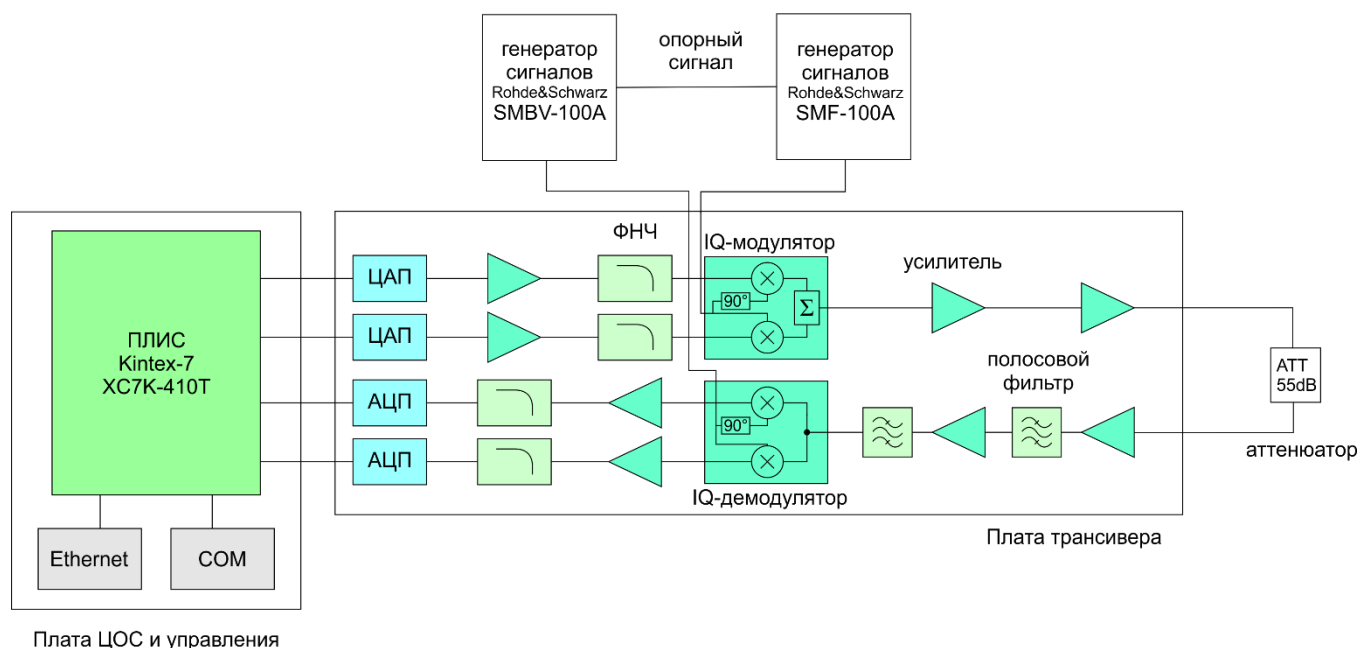


Рис.1 Блок-схема экспериментального макета в случае соединения кабелем через аттенуатор выхода приёмника на вход генератора (имитация однолучевого канала)

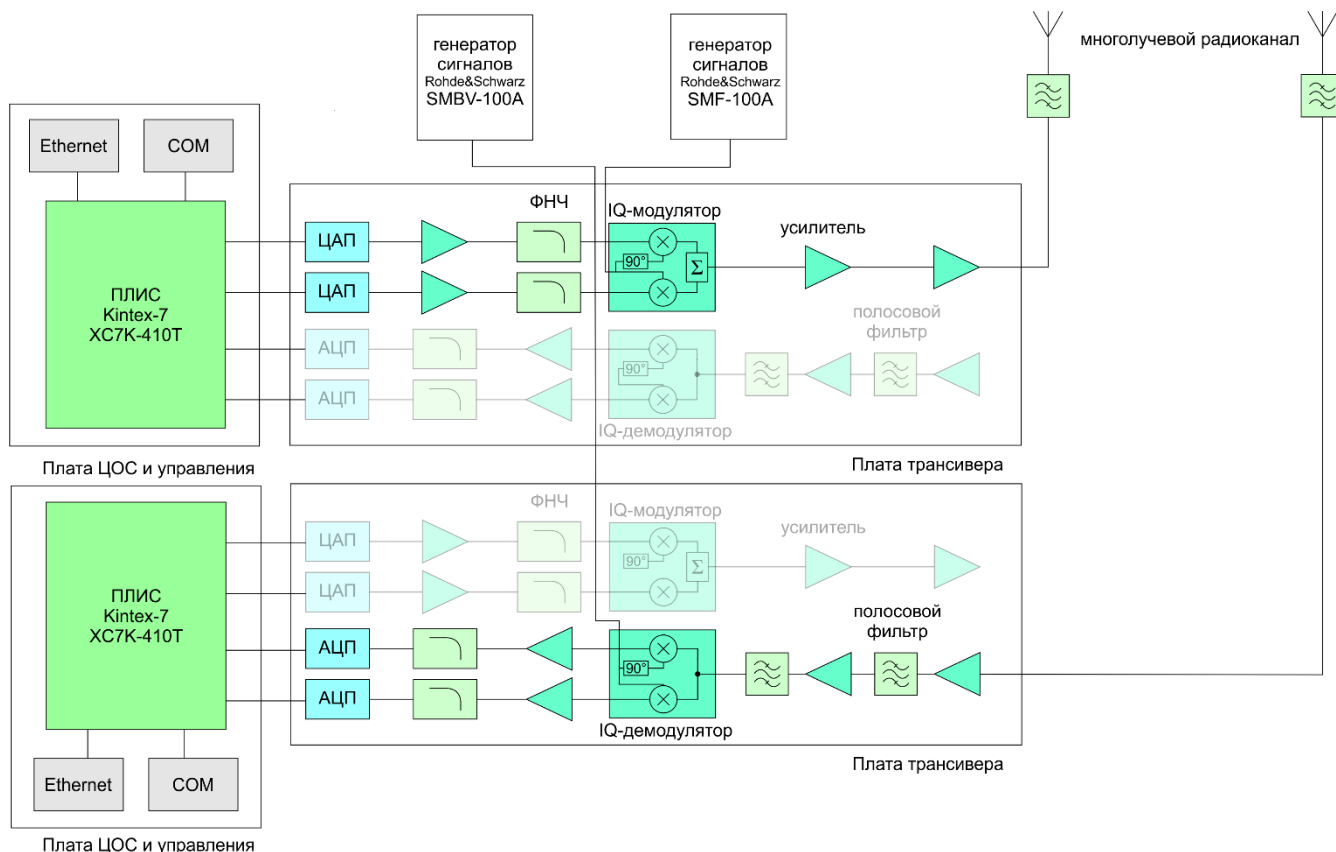


Рис.2 Блок-схема экспериментального макета в случае прохождения сигнала через эфир (многолучевой канал)

На рис.2 изображена конфигурация экспериментального макета, в которой приемная часть разнесена с передающей. Использовались два аналогичных узла, один в качестве приемника, другой - в качестве передатчика. Они были подключены к двум всенаправленным антеннам, которые были размещены в соседних комнатах лаборатории. В комнатах среди прочего находилась металлическая лабораторная мебель, лабораторное оборудование в металлических корпусах. Также, стены лаборатории обшиты металлическими листами. Вышеперечисленные условия позволили создать условия многолучевого распространения, что было подтверждено впоследствии в эксперименте. Во время проведения эксперимента значения, к которым сходились коэффициенты эквалайзера из формулы (13), выводились в реальном времени с платы ЦОС на экран ЭВМ. Поскольку вид и количество ненулевых коэффициентов эквалайзера примерно соответствуют виду и длине дискретной

импульсной характеристики, был сделан вывод о том, что на битовой скорости 41,67 Мбит/с во время проведения эксперимента длина дискретной импульсной характеристики составляла 5—7 битовых интервалов.

Платы трансивера и ЦОС разработаны ранее на физическом факультете МГУ вне рамок данной работы, были использованы в данной работе в качестве готового решения. Их внешний вид представлен на рис.3 и рис.4.



Рис.3 Изображение платы ЦОС (цифровой обработки сигналов) и управления с установленным на ней кристаллом ПЛИС (программируемой логической интегральной микросхемы) Xilinx Kintex 7 XC7K410T

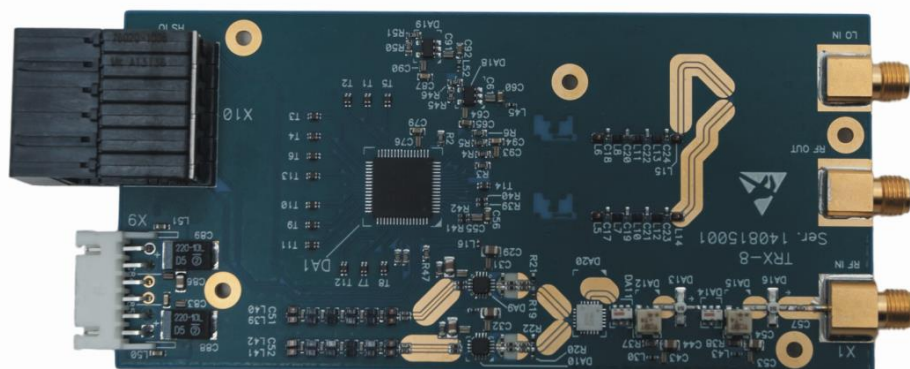


Рис.4 Изображение платы трансивера

С целью сокращения вычислительной трудоемкости, практической реализации в условиях работы в режиме непрерывной потоковой обработки сигнала, алгоритм разработанного эквалайзера был переведен в арифметику с фиксированной точкой, последовательное выполнение операций в цикле заменено использованием конвейера, оптимизировано использование аппаратных ресурсов ПЛИС, количество итераций эквалайзера сокращено до двух, предусмотрена синхронизация эквалайзера по началу тестовой последовательности, период обучения по тестовой последовательности оптимизирован по длине.

Также в микросхеме ПЛИС данной системы были реализованы следующие алгоритмы цифровой обработки сигналов: АРУ (автоматическая регулировка усиления), согласованная фильтрация, схема восстановления несущей частоты, схема восстановления тактовой частоты, перемежитель, турбо-кодер, турбо-декодер. Была использована модуляция BPSK (binary phase shift keying) с частотой несущей 4.45 ГГц. В качестве полезного сигнала с целью измерения вероятности ошибки на бит передавалась известная псевдослучайная битовая последовательность на битовой скорости 41.67 Мбит/с.

Результаты экспериментальных исследований эквалайзера в однолучевом канале при отсутствии и наличии расстройки

Первый эксперимент был проведён на макете с одной плате трансивера (конфигурация рис.1). Такая схема соответствует распространению сигнала в однолучевом канале и позволила сопоставить полученные результаты с предельно достижимыми. Генераторы несущей частоты были соединены по опорному сигналу, что обеспечивало контроль расстройки несущей частоты между передатчиком и приемником. Была получена экспериментальная зависимость вероятности ошибки на бит (BER) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума: при отсутствии расстройки с целью сравнения с пределом для модуляции BPSK; при наличии расстройки 5 кГц. Размер расстройки в 5 кГц был выбран, исходя из относительной нестабильности частоты синтезаторов несущей 10^{-6} . Величина расстройки

модулировалась во времени с девиацией 100 Гц и 150 Гц при индексе ЧМ-модуляции 1, что соответствует наличию доплеровского сдвига при распространении сигнала между приемником и передатчиком.

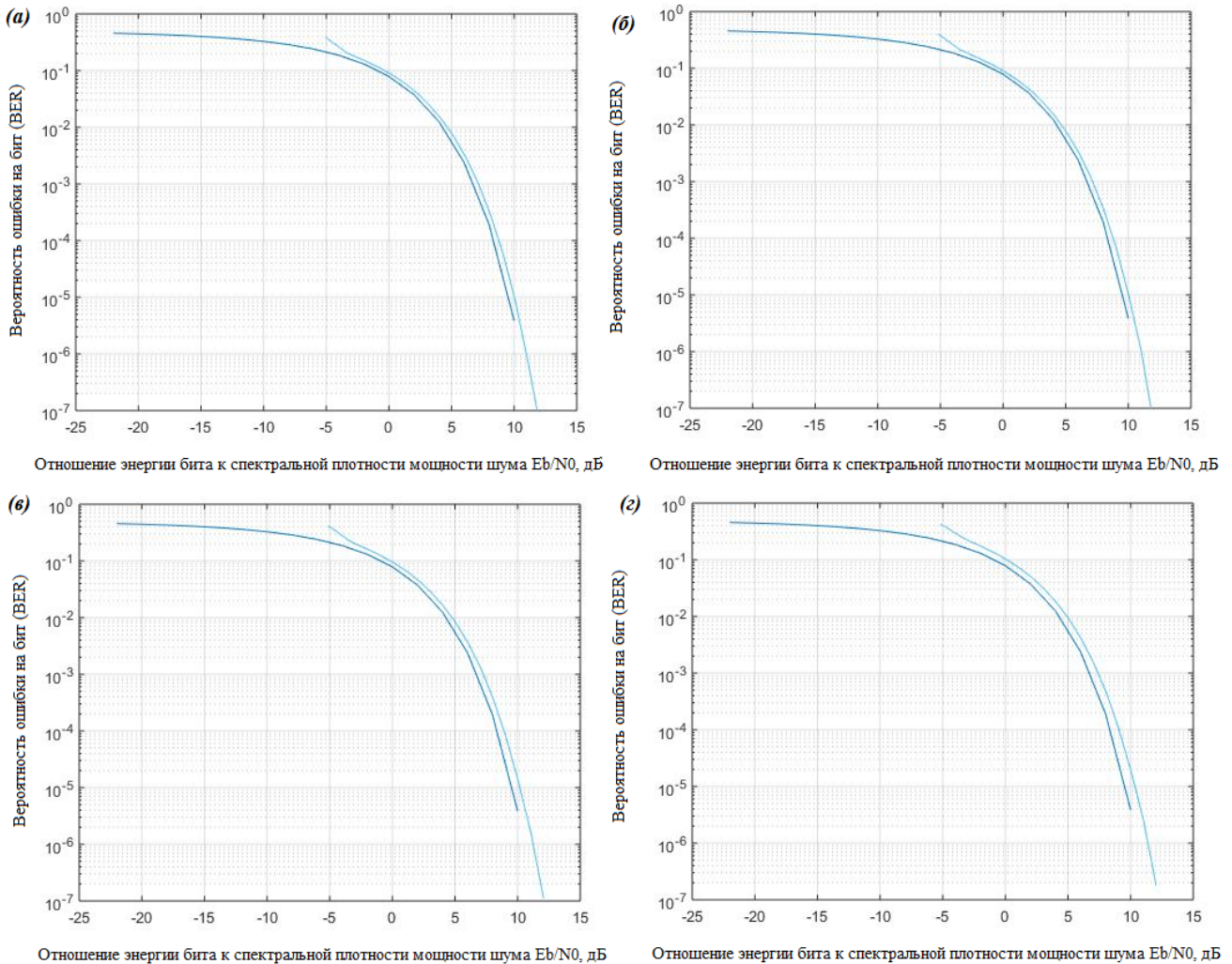


Рис.5 Экспериментальная (светло-синий) и теоретически достижимая для модуляции BPSK (темно-синий) зависимость вероятности ошибки BER от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 , дБ при соединении приемника и передатчика напрямую при: (а) отсутствии расстройки по несущей частоте между передающим и принимающим узлом системы связи, (б) при наличии постоянной расстройке 5 кГц, (в) при наличии постоянной расстройке 5 кГц и модуляции частоты с девиацией 100 Гц, (г) при наличии постоянной расстройке 5 кГц с девиацией 150 Гц.

Экспериментально полученная зависимость вероятности ошибки BER (bit error rate) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума изображена на рис.5 (а-г). Из полученных результатов можно сделать вывод, что энергетическая эффективность работы эквалайзера не зависит от

расстройки несущей частоты в пределах 5 кГц, однако зависит от величины девиации. При девиации 100 Гц энергетический проигрыш составляет 0.1-0.2 дБ, при девиации 150 Гц проигрыш возрастает вдвое.

Результаты экспериментальных исследований работы эквалайзера в многолучевом канале

Помимо соединения приемника и передатчика через аттенюатор, были проведены испытания при разнесении приемника и передатчика и прохождении сигнала через многолучевой радиоканал. Экспериментальный макет соответствовал изображенному на рис.2. Во время измерений антенна передатчика стояла на месте, антенна приемника перемещалась в пределах нескольких метров от антенны передатчика для создания различных условий по отношению сигнал-шум и многолучевому распространению радиоволн. На рис.6 (а,б) представлены экспериментально полученные зависимости вероятности ошибки на бит от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума. Вероятность ошибки измерена соответственно по выходу с (а) первой и (б) второй итерации эквалайзера. Каждая точка представляет собой усреднение вероятности ошибки по 10^8 переданным битам.

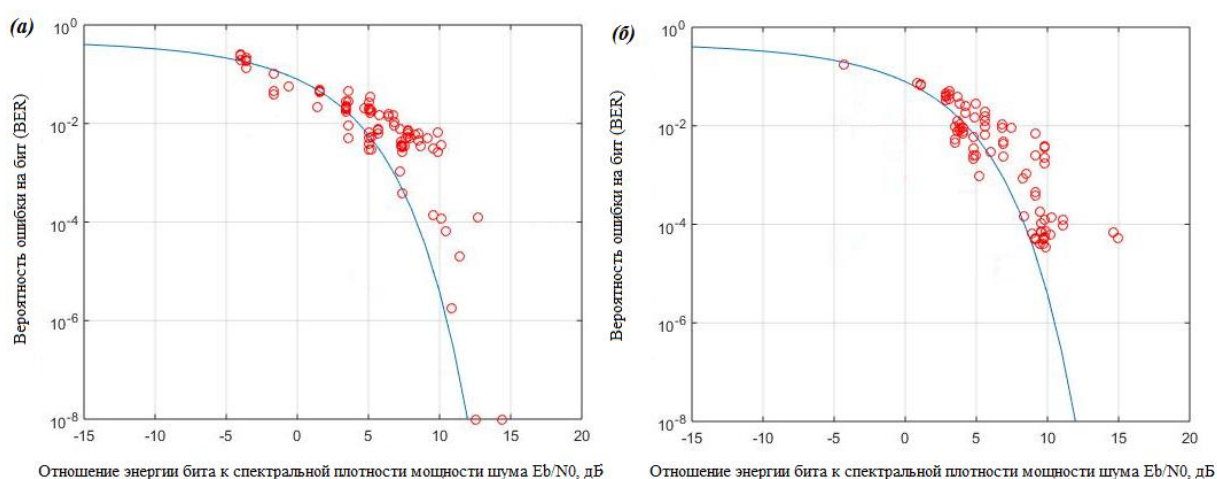


Рис.6 Экспериментальная (красные кружки) и теоретически достижимая для модуляции BPSK (синяя линия) зависимость вероятности ошибки на бит от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 , дБ при прохождении сигнала между приемником и передатчиком через многолучевой радиоканал для: (а) 1-й итерации эквалайзера, (б) 2-й итерации эквалайзера.

Наличие полученных экспериментально точек, находящихся левее теоретически достижимой кривой, объясняется тем, что при накоплении вероятности ошибки по 10^8 битам, что при скорости 41,67Мбит/с составляет приблизительно 2,5 секунды, отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума изменялось в процессе движения приемной антенны и было усреднено в течение данного интервала времени, что вызывало погрешность по оси абсцисс. Наличие полученных экспериментально точек, находящихся правее теоретической кривой объясняется как данной погрешностью, так и тем, что теоретически достижимая кривая является релевантной для сравнения лишь в случае однолучевого распространения. Из рис.6а и рис.6б можно сделать вывод о том, что вторая итерация эквалайзера обеспечивает лучшую энергетическую эффективность относительно первой, с учетом большего количества экспериментальных точек вблизи теоретической зависимости.

Исследование работы эквалайзера с турбо-кодом в однолучевом и многолучевом канале

В данном разделе работа эквалайзера была исследована в составе системы передачи данных с кодированием. Был использован турбо-кодер в передатчике и турбо-декодер в приемнике с кодовой скоростью 1/3. Алгоритм эквалайзера позволяет получать на выходе эквалайзера помимо “жестких” решений, также “мягкие” решения, которые могут быть поданы на вход турбо-декодера. На рис.7,а изображена зависимость вероятности ошибки на бит от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума для конфигурации эквалайзера с турбо-кодером при соединенных через аттенюатор передатчике и приемнике (экспериментальный макет соответствует рис.1), в этом случае при подсчете отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума за энергию бита принималась энергия бита на битовой скорости 41,67 Мбит/с, на которой работает эквалайзер.

Далее, при разнесении приемника и передатчика и прохождении сигнала через многолучевой радиоканал (экспериментальный макет соответствует

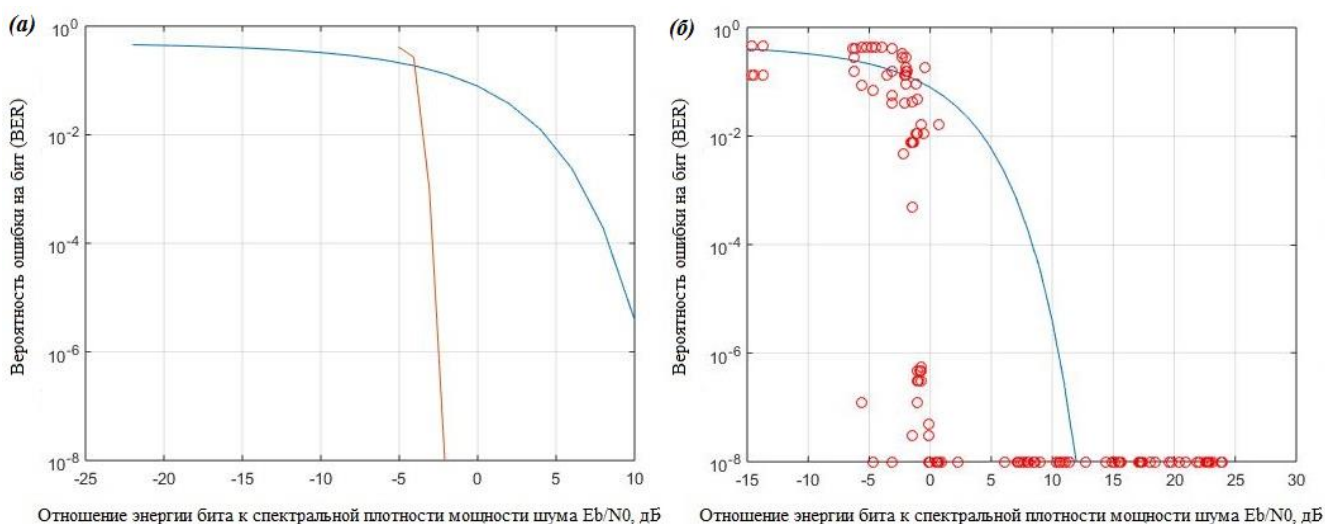


Рис.7. Экспериментальная (красный) и теоретически достижимая для модуляции BPSK (синий) зависимость вероятности ошибки BER от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 , дБ при прохождении сигнала между приемником и передатчиком через эфир для эквалайзера с турбо-кодом в: (а) однолучевом канале, (б) изменяющемся во времени многолучевом канале

рис.2) при перемещении антенны приемника была набрана статистика вероятности ошибки на бит в зависимости от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума в различных условиях многолучевого распространения радиоволн и отношения сигнал шум. По полученному результату (рис.7,б) можно видеть, что влияние межсимвольной интерференции устранено эквалайзером в пределах 1-2 дБ относительно однолучевого канала.

Исследование работы эквалайзера при быстрых изменениях характеристики многолучевого канала во времени

На практике импульсная характеристика канала, которая характеризует условия многолучевого распространения радиоволн, как правило, не стационарна во времени. Поскольку эквалайзер не обладает априорным знанием о характеристике канала, обучение происходит по известной тестовой последовательности. Для того чтобы алгоритм эквалайзера, рассматриваемый в данной статье, мог обучиться по тестовой последовательности, заранее известная последовательность длиной 12312 бит передается периодически в промежутке между блоками полезных данных длиной 30780 бит. В предположении, что характеристика канала стационарна в пределах

длительности данного периода, изменение характеристики во времени не должно оказывать влияние на осуществление приема. Однако в ходе эксперимента при прохождении сигнала через эфир и быстром движении антенны приемника относительно передатчика было замечено, что характеристика канала значительно изменяется в пределах данного периода. Более того, было обнаружено, что в редких случаях характеристика изменяется таким образом, что обученный эквалайзер теряет работоспособность до обучения по следующей тестовой последовательности. Такие ситуации тем не менее вносят значительный статистический вклад в вероятность ошибки в области высоких отношений энергии бита к спектральной плотности мощности шума и низких (менее 10^{-4}) вероятностей ошибки.

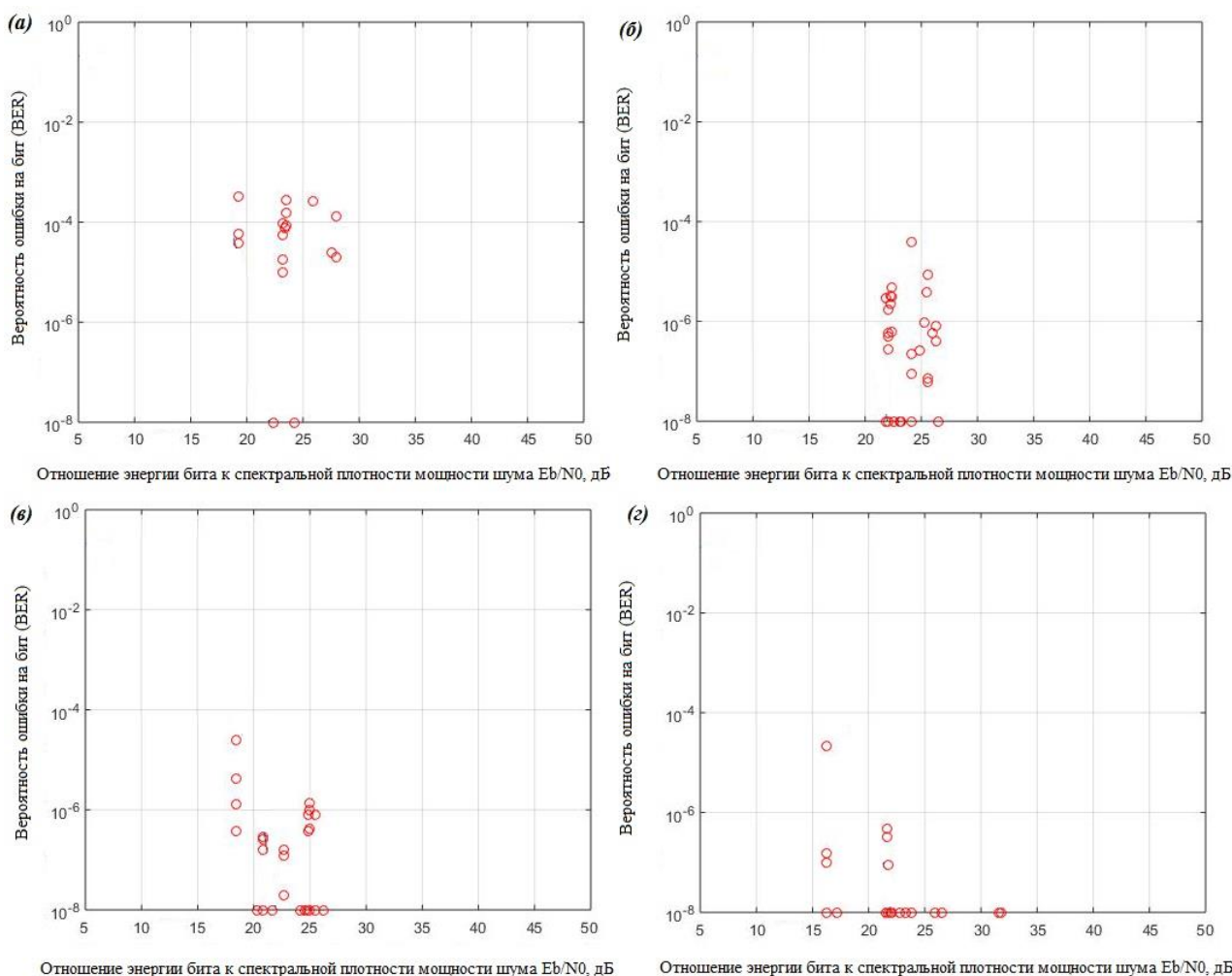


Рис.8. Экспериментально полученная зависимость вероятности ошибки BER от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 , дБ при прохождении сигнала между приемником и передатчиком через эфир для эквалайзера с шагом адаптации: (а) 0.000125, (б) 0.00025, (в) 0.0005, (г) 0.001.

Таким образом, для работы эквалайзера необходимо обеспечить не только сходимость коэффициентов при обучении по тестовой последовательности, но и “слежение” коэффициентов за характеристикой канала. Параметром, влияющим на способность к “слежению”, является шаг адаптации. Для создания условий быстрого изменения во времени характеристики многолучевого канала приемная антенна резко перемещалась (на 1 м за доли сек). В результате в области высоких значений отношений сигнал-шум, при которых вероятность ошибки в стационарном случае не превышает 10^{-8} , при движении приемной антенны возникали ошибки на уровне вплоть до 10^{-3} .

Влияние шага адаптации было исследовано путем набора статистики вероятности ошибки при быстром изменении местоположения антенны. На рис.8 (а-г) изображены графики для различных значений шага адаптации. Можно сделать вывод о том, что при увеличении шага адаптации увеличивается способность эквалайзера следить за быстроменяющейся во времени характеристикой канала.

Заключение и выводы

В результате исследований работы эквалайзера, предложенного в [3], экспериментально подтверждена возможность его использования для осуществления передачи и приема в системе беспроводной связи, как с применением турбо-кода, так и без. Показана устойчивость работы эквалайзера при наличии расстройки несущей частоты между передатчиком и приемником до 5 кГц. Определена граница устойчивости при ЧМ-модуляции частоты расстройки (предельная девиация составила 150 Гц при индексе модуляции 1), что эквивалентно наличию доплеровского сдвига 150 Гц. В условиях выраженной многолучевости при наличии эквалайзера энергетическая эффективность приема была близка к однолучевому случаю в пределах 1-2дБ. Определена необходимость подстройки коэффициентов эквалайзера вне периода тестовой последовательности под быстроизменяющуюся характеристику канала. Подобран оптимальный с точки зрения вероятности ошибки на бит в таких условиях шаг адаптации.

Литература

1. H.C.Myburgh, J.C.Olivier. Near-optimal low complexity MLSE equalization. // Wireless Communications and Networking Conference, 2008, IEEE, pp.226-230
2. H.C.Myburgh, J.C.Olivier. Low complexity MLSE equalization in highly dispersive Rayleigh fading channels. // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. Dec.2010 p. 10.
3. Д.Р.Валиуллин, П.Н.Захаров. Эквалайзер на основе нейронных сетей с обучением в многолучевом канале. // Успехи современной радиоэлектроники, 2016, №11, стр. 200-202

Ссылка на статью:

Д. Р. Валиуллин, П. Н. Захаров. Экспериментальные исследования эквалайзера на основе нейронных сетей с обучением в многолучевом радиоканале. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/10/text.pdf>