

УДК 621.372

О дробно-интервальной предварительной коррекции цифрового сигнала в каналах связи

А. Х. Султанов¹, А. З. Тлявлин², В. Х. Багманов³, В. С. Любопытов⁴, Т. И. Адиев⁵

^{1,3} tks@ugatu.ac.ru, ² azt@ugatu.su; ⁴ untriviall@rambler.ru; ⁵ adievti@yandex.ru;
¹⁻⁵ ФГБОУ ВПО «Уфимский государственный авиационный технический университет» (УГАТУ)

Поступило в редакцию 14.01.2013

Аннотация. Рассматривается метод коррекции цифрового сигнала на передающей стороне канала связи, позволяющий благодаря дробно-интервальному подходу осуществлять компенсацию искажений сигнала на заданном частотном интервале. Рассмотрена задача поиска эффективной ширины частотного интервала, на котором осуществляется предварительная коррекция, с точки зрения минимизации остаточной межсимвольной интерференции. Представлены и проанализированы полученные экспериментально зависимости частоты битовых ошибок (BER) от коэффициента, определяющего амплитуду сигнала на выходе предкорректора, и ширины частотного интервала, на котором осуществляется предкоррекция. Предложены варианты применения дробно-интервальной предварительной коррекции совместно с адаптивной коррекцией на приемной стороне, методом модуляции OFDM и расширением спектра сигнала.

Ключевые слова. Межсимвольная интерференция; линейные искажения; многолучевое распространение сигнала; предварительная коррекция сигнала; цифровая обработка сигнала

Последние два десятилетия продемонстрировали стремительное развитие технологий широкополосного доступа, вызванное постоянным ростом потребности бизнеса и населения в мультисервисных информационных ресурсах, и в настоящее время наблюдается тенденция к дальнейшему увеличению числа пользователей широкополосных сетей.

Во многих случаях при организации абонентского широкополосного доступа наиболее экономически выгодным решением является применение беспроводных технологий передачи информации или использование существующих кабельных линий, в том числе линий электропитания по технологии PLC. Как известно, данная технология за счет совмещения функций передачи электроэнергии и информации позволяет реализовать максимальную экономическую эффективность использования кабельной инфраструктуры [1, 2]. Однако для данных типов каналов связи характерны искажения сигнала, вызванные частотной зависимостью параметров

канала и эффектом многолучевого распространения. Данные искажения приводят к частотно-селективным замираниям, и если память канала оказывается больше длительности символа T , возникает эффект межсимвольной интерференции (МСИ), приводящий к росту вероятности ошибки при приеме сигнала и ограничивающий, таким образом, качество, скорость и расстояние передачи информации. Надежная высокоскоростная передача по проводным линиям и беспроводным каналам становится возможной благодаря внедрению современных методов модуляции, кодирования и коррекции сигнала.

СУЩЕСТВУЮЩИЕ ПОДХОДЫ

Для компенсации МСИ в цифровых сигналах возможно применение коррекции на приемной или передающей стороне канала, либо одновременное применение данных подходов.

Недостатком линейной коррекции сигнала на приемной стороне (по критериям сведения к нулю или минимума среднеквадратичной ошибки) является совместная обработка полезного сигнала и аддитивной помехи, что приводит к увеличению мощности шума [3, 4]. Исключить влияние помехи при компенсации МСИ на приемной стороне и получить приближающуюся к потенциальной пропускную спо-

Исследование проводится при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.В37.21.1878 в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России».

способность канала позволяет адаптивная коррекция с решающей обратной связью (decision-feedback equalization, DFE [3, 4]). Однако практическая эффективность данных методов снижается из-за эффекта распространения ошибки при неверной оценке символа. Также возникает сложность использования DFE совместно с методами помехоустойчивого кодирования, так как для коррекции сигнала требуется оценка принятого символа без задержки.

Избежать нежелательного усиления шума позволяет коррекция на передающей стороне благодаря обработке сигнала до воздействия аддитивной помехи. Наиболее эффективными методами компенсации МСИ с точки зрения минимизации вероятности ошибки и мощности сигнала на выходе передатчика являются предкодирование Томлинсона-Харашимы (Tomlinson-Harashima precoding) и гибкое предкодирование (flexible precoding) [3]. При незначительном повышении мощности передаваемого сигнала данные методы позволяют получить на входе решающего устройства такое же отношение сигнал-шум, как и на выходе передатчика. Однако при использовании предкодирования реализация прекодера зависит от схемы модуляции – от количества сигнальных точек и формы граничной области в случае предкодирования Томлинсона-Харашимы или от расстояния между точками в случае гибкого предкодирования. Данные зависимости накладывают ограничения на возможность свободного изменения скорости передачи в соответствии с текущими параметрами канала, а также усложняют применение предкодирования совместно с существующими технологиями. К тому же предкодирование требует обратного преобразования сигнала на приеме, что усложняет реализацию приемника. Наиболее распространенным при реализации корректоров цифрового сигнала является T -интервальный подход, при котором частота цифровой обработки полезного сигнала совпадает с частотой следования символов $1/T$. T -интервальный подход предполагает наиболее простую реализацию корректора, предъявляя минимальные требования к быстродействию оборудования и объему вычислений.

Однако эффективность коррекции с частотой следования символов ограничена по ряду причин, наиболее очевидных при рассмотрении процессов в частотной области [4–6]. При T -интервальной коррекции полоса частот, внутри которой возможна компенсация, лимитирована интервалом от $(f_0 - 1/2T)$ до $(f_0 + 1/2T)$ Гц,

где f_0 – несущая частота или ноль в случае низкочастотного сигнала. Причем в случае существенно нелинейной фазо-частотной характеристики, что свойственно каналам с частотно-селективными замираниями, компенсация искажений в окрестностях данных частот становится неточной [4]. Кроме того, данный подход характеризуется высокой чувствительностью корректора к точности синхронизации, даже небольшой сдвиг фазы дискретизации приводит к значительному снижению эффективности коррекции [4, 5]. Дробно-интервальная коррекция fractionally-spaced equalization, FSE) является общим случаем с точки зрения частоты дискретизации и предполагает цифровую обработку сигнала с тактовой частотой $f_d = 1/\tau$, большей, чем частота следования символов полезного сигнала $1/T$. Таким образом, возможна коррекция входного сигнала на частотном интервале $[f_0 - f_m, f_0 + f_m]$, где $f_m \geq 1/2\tau$, ширина которого может превышать ширину полосы Найквиста. Поскольку коэффициент передачи дробно-интервального корректора и спектр обрабатываемого сигнала имеют период $1/\tau > 1/T$, становится возможной независимая компенсация искажений на обеих сторонах спектра полезного сигнала. В результате обеспечивается эффективная компенсация МСИ независимо от фазы дискретизации и формы частотной характеристики канала в окрестностях частот $(f_0 - 1/2T)$ и $(f_0 + 1/2T)$ [4, 7].

Анализ эффективности дробно-интервальной коррекции на приемной стороне впервые был осуществлен в работах [5, 8, 9]. Представленные результаты моделирования демонстрировали значительно более высокие значения отношения сигнал-шум после применения FSE, чем при T -интервальной коррекции. Причем данные результаты были получены с использованием фильтров одинакового порядка и оптимальной синхронизации T -интервальной коррекции. Дробно-интервальный подход предъявляет более высокие требования к производительности корректора, осуществляющего обработку сигнала в реальном масштабе времени, а также предполагает большой объем вычислений при определении коэффициентов фильтра. С другой стороны, текущий технологический уровень элементной базы для цифровой обработки сигнала, сопровождаемый снижением стоимости вычислительных ресурсов, позволяет реализовать производительность, достаточную для дробно-интервальной коррекции в широкополосных сетях [10, 11].

ДРОБНО-ИНТЕРВАЛЬНАЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ КОРРЕКЦИЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА

Для компенсации искажений в каналах связи, приводящих к МСИ, предлагается производить дробно-интервальную коррекцию цифрового сигнала $f_0(t)$ на передающей стороне так, чтобы сигнал $f_1(t)$ на входе приемника по форме стремился к неискаженному полезному сигналу $f_0(t)$. Предварительная коррекция предполагает установку корректирующего цифрового фильтра, обрабатывающего комплексную огибающую полезного сигнала после помехоустойчивого кодирования и формирования импульсов, перед переносом спектра на частоту несущей (рис. 1). Для рассмотрения процессов передачи и обработки сигнала независимо от используемого частотного диапазона, вещественные модулированные сигналы будем рассматривать как эквивалентные низкочастотные сигналы на комплексной плоскости [3, 6]. Следовательно, цифровая фильтрация и тестирование канала должны осуществляться для каждой квадратурной составляющей.

Задача предварительной коррекции сигнала, очевидно, является обратной задачей, поскольку предполагает обращение причинно-следственных связей. Как известно, обратные задачи, описываемые интегральными уравнениями типа свертки, в общем случае могут проявлять некорректность вследствие стремления к нулю ядра уравнения на бесконечно высоких частотах [12, 13]. Поскольку канал связи, как и всякая физическая система, характеризуется в целом убывающей амплитудно-частотной характеристикой, попытка поиска неизвестной функции может приводить к неустойчивому решению или неоправданно высоким затратам энергии. Кроме того, предкоррекция планируется посредством цифровой обработки, а оптимальный прием в любом случае предполагает фильтрацию сигнала для ограничения мощности шума [6]. Таким образом, необходимо изначально ограничить ширину частотного интервала, подлежащего предкоррекции, некоторой частотой $\omega_m \leq \pi/\tau$. Для снижения мощности передаваемого сигнала амплитуду принимаемого сигнала $f_1(t)$ будем считать меньшей, чем амплитуда исходного сигнала $f_0(t)$ [14]. Коэффициент, равный отношению амплитуд данных сигналов, выразим следующим образом:

$$\lambda = \frac{\max_{t \in [t_0 + \Theta_0, t_0 + \Theta_0 + T]} |f_1(t)|}{\max_{t \in [t_0, t_0 + T]} |f_0(t)|}, \quad \lambda \leq 1,$$

где Θ_0 – временные затраты на предкоррекцию и распространение сигнала по каналу связи; t_0 – произвольный момент времени.

В общем случае вычисление коэффициентов корректирующего фильтра будем осуществлять в результате тестирования канала путем пропускания через него тестирующего сигнала $g_0(t) = \mathcal{L}^{-1}\{G_0(p)\}$. Источником информации о передаточной функции канала $K_c(p)$ в этом случае является сигнал $g_1(t)$, получаемый на его выходе и дискретизируемый с некоторой частотой $1/\delta \geq 1/\tau > 1/T$. Тогда, согласно теореме отсчетов, может быть получена информация о передаточной функции канала в частотном диапазоне $[\omega_0 - \pi/\delta; \omega_0 + \pi/\delta]$, где ω_0 – частота несущей.

В качестве модели тестирующего сигнала предполагается использование импульса, представляющего символы полезного цифрового потока. При тестировании искажающего канала с памятью L символов, чтобы выделить из принимаемого сигнала тестирующий импульс без влияния МСИ, длительность анализируемого интервала, должна быть не менее $(2L+1)T$, но не более времени корреляции коэффициента передачи канала. В качестве тестирующего сигнала возможно использование постоянной последовательности символов, содержащейся в заголовке кадра цифрового потока.

Чтобы реализовать преимущества дробно-интервального подхода, процесс предварительной коррекции сначала рассмотрим в частотной области. На основании данных тестирования канала может быть приближенно получена импульсная характеристика (ИХ) аналогового прототипа предкорректора $h_p(t) = \mathcal{L}^{-1}\{K_p(p)\}$, имеющая ненулевую частотную характеристику в окне $[-\omega_m; \omega_m]$ и используемая для синтеза корректирующего фильтра. Задача поиска ИХ предкорректора в операторной форме определяется системой уравнений:

$$\begin{cases} K_c(p)G_0(p) = G_1(p) \\ K_c(p)K_p(p) = \lambda\tau e^{-p\Theta} \end{cases}, \quad (1)$$

где $\Theta > 0$ – временная задержка, необходимая из условия физической реализуемости предкорректора и равная времени пробега передаваемого сигнала по каналу связи [6]. То есть временная задержка Θ характеризует блок запаздывания, который может быть выделен в структуре канала связи как системы с распределенными параметрами [15].

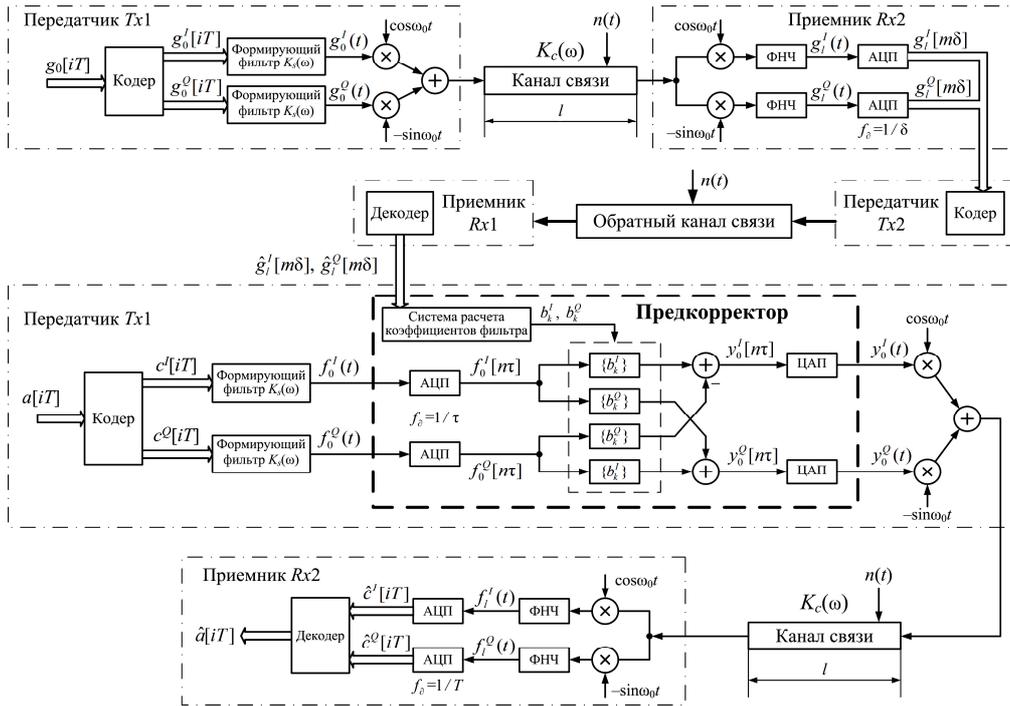


Рис. 1. Схема применения дробно-интервальной предкоррекции сигнала в цифровом канале

Поскольку реакция канала на тестирующий сигнал до момента его прихода в точку приема при нулевых начальных условиях равна 0, тестирующий сигнал на выходе канала полностью описывается функцией $\tilde{g}_l(t)$, представляющей собой сигнал $g_l(t)$, сдвинутый влево по оси времени на Θ :

$$g_l(t) \equiv \tilde{g}_l(t - \Theta) = \mathcal{L}^{-1} \{ \tilde{G}_l(p) e^{-p\Theta} \}. \quad (2)$$

Подставив (2) в (1) и исключив $K_c(p)$, получим:

$$h_p(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\lambda \tau G_0(p)}{\tilde{G}_l(p)} f(p, \omega_m) \right\}, \quad (3)$$

где $f(p, \omega_m)$ – стабилизирующий множитель [13]. Чтобы исключить влияние формы стабилизирующего множителя на форму корректируемого полезного сигнала, воспользуемся известным методом построения приближенного решения [13], при котором:

$$f(p, \omega_m) = \begin{cases} 1 \cdot e^{-j\omega_0 t}, & |\text{Im}(p)| \leq \omega_m; \\ 0, & |\text{Im}(p)| > \omega_m. \end{cases} \quad (4)$$

В выражении (3) изображение по Лапласу тестирующего импульса $G_0(p)$ может быть получено аналитически, а изображение тестирующего сигнала на выходе канала $\tilde{G}_l(p)$ – в результате его аппроксимации суммой функций Хэвисайда [16]. Тогда после преобразования по Лапласу получим:

$$\tilde{G}_l(p) = \frac{1}{p} \left(\tilde{g}_l[0] + \sum_{m=1}^M (\tilde{g}_l[m\delta] - \tilde{g}_l[(m-1)\delta]) e^{-pm\delta} \right),$$

где δ – интервал дискретизации выходного сигнала, $\delta \leq \tau$; $M: \tilde{g}_l[M\delta] \rightarrow 0$. Выбор значения $\tilde{g}_l[0]$, которое является первым отсчетом среди принятых значений $\tilde{g}_l[m\delta]$, позволяет аппроксимировать передаточную функцию канала передаточной функцией минимально-фазового фильтра, что необходимо для устойчивости аналогового прототипа предкорректора.

Как известно, аналитическое обратное преобразование Лапласа производится посредством интеграла Меллина-Фурье [17]. Тогда из (3) с учетом (4) получаем:

$$h_p(t) = \frac{\lambda \tau}{j2\pi} \int_{\sigma - j\omega_m}^{\sigma + j\omega_m} \frac{G_0(p)}{\tilde{G}_l(p)} e^{pt} dp. \quad (5)$$

где $\sigma > 0$ – абсцисса сходимости, необходимая для устойчивости приближенного решения $h_p(t)$ в окрестностях точек внутри частотного интервала $[-\omega_m, \omega_m]$, где амплитудно-частотная характеристика канала близка к 0. В качестве контура интегрирования берется контур Бромвича $\text{Re}(p) = \sigma$, оставляющий слева от себя все особые точки подынтегральной функции $U_0(p)$ [19]. После подстановки в (5) выражений $G_0(\sigma + j\omega)$ и $\tilde{G}_l(\sigma + j\omega)$ и упрощения, получаемое выражение можно представить в виде:

$$h_p(t) = \frac{\lambda \tau e^{\sigma t}}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{+\omega_m} \psi(t, \omega) d\omega. \quad (6)$$

Приближенное вычисление $h_p(t)$ согласно (6) может быть выполнено с помощью численного интегрирования, например в результате применения составной квадратурной формулы Ньютона-Котеса степени η :

$$h_p(t) = \frac{\lambda \tau e^{\sigma t} \eta \Delta}{4\pi} \sum_{\gamma=-\gamma_m/\eta}^{\gamma_m/\eta-1} \sum_{q=0}^{\eta} H_q \psi(t, \Delta(\eta\gamma + q)),$$

где Δ – интервал дискретизации по частоте, $\gamma_m = [\omega_m / \Delta]$, $\gamma_m \in \mathbb{Z}$, $[\cdot]$ – операция целой части; H_q – известные коэффициенты, в частности для $\eta=2$: $H_0=H_2=1/3$, $H_1=4/3$ (получаем формулу Симпсона).

Алгоритм вычисления предварительно скорректированного сигнала с помощью численного интегрирования обладает достаточно простой программной реализацией, однако вследствие дискретизации функций в частотной области длительность обрабатываемого временного интервала ограничена условием $0 < t < 2\pi / \Delta$. Но поскольку временной интервал цифровой обработки сигнала ограничивается конечным порядком корректирующего фильтра, может быть выбрано такое значение Δ , при котором временной интервал предкоррекции будет удовлетворять данному условию.

Получаемые дискретные комплексные значения приближенной ИХ аналогового прототипа $h_p[n\tau]$ позволяют сразу вычислить комплексные коэффициенты трансверсального корректирующего фильтра [18]:

$$y_0[n\tau] = \sum_{k=0}^{K-1} b_k f_0[n\tau - k\tau],$$

где порядок фильтра K должен обеспечивать обработку временного интервала не менее длительности ИХ аналогового прототипа.

В результате возможен синтез корректирующего фильтра по общему алгоритму независимо от вида передаточной функции аналогового прототипа.

ПОИСК ЭФФЕКТИВНОЙ ШИРИНЫ ЧАСТОТНОГО ИНТЕРВАЛА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ

Коэффициент λ и частота ω_m обуславливают снижение величины вероятности ошибки за счет повышения помехоустойчивости приема и минимизации остаточной МСИ соответственно.

Оценка принятого сигнала с учетом остаточной МСИ, присутствующей вследствие приближенного вычисления коэффициентов корректирующего фильтра, может быть записана в виде

$$\hat{a}[k] = a[k]h_0^{(ПК)} + \sum_{i=k-N}^{k-1} a[i]h_{k-i}^{(ПК)} + n[k], \quad (7)$$

где $N = [(K-1)\tau/T]$ – число символов сигнала, входящих в объем выборки фильтра; $h_0^{(ПК)}$ и $h_{k-i}^{(ПК)}$ – значения импульсной характеристики системы передачи с применением предкоррекции соответственно в момент оценки анализируемого символа τ_0 и в последующие моменты с интервалом T :

$$h_0^{(ПК)} = \frac{\lambda}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} K_s(\omega)K_r(\omega) \cdot e^{j\omega\tau_0} d\omega, \quad (8)$$

$$h_{k-i}^{(ПК)} = \frac{\lambda}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} K_s(\omega)K_r(\omega) \cdot e^{j\omega(\tau_0 + (k-i)T)} d\omega, \quad (9)$$

где $K_s(\omega)$ – коэффициент передачи формирующего фильтра передатчика, $K_r(\omega)$ – коэффициент передачи фильтра приемника, τ_0 – временное положение отсчета.

Второе слагаемое в выражении (7), равное остаточной МСИ, обозначим как

$$D_N = \sum_{i=k-N}^{k-1} a[i]h_{k-i}^{(ПК)}. \quad (10)$$

Пусть для передачи полезного сигнала с равновероятными символами используется M -позиционная АИМ, амплитуды импульсов выражаются как $A_m = (2m-1-M)d$, где $m=1, 2, \dots, M$, $2d$ – разность между двумя ближайшими значениями амплитуды. Тогда вероятность ошибки при приеме сигнала в условиях гауссовской помехи с дисперсией σ_η^2 с учетом остаточной МСИ запишем в виде [6]:

$$P_M^{(ПК)} = \frac{M-1}{M^{N+1}} \sum_{A_N} Q\left(\frac{dh_0^{(ПК)} - D_N}{\sqrt{\sigma_\eta^2}}\right) + Q\left(\frac{dh_0^{(ПК)} + D_N}{\sqrt{\sigma_\eta^2}}\right), \quad (11)$$

где A_N – всевозможные последовательности, состоящие из N символов, $Q(\cdot)$ – интеграл вероятностей [16].

Пусть спектр импульсов на выходе формирующего фильтра передатчика с частотной характеристикой $K_s(\omega)$ сосредоточен на интервале

$[-\omega_s, \omega_s]$. Если импульсы полезного сигнала удовлетворяют условию Найквиста [3, 6] и их спектр соизмерим с шириной полосы Найквиста, например, имеет вид приподнятого косинуса, то для детектирования принимаемого сигнала без влияния МСИ достаточно применение предкоррекции при $\omega_m = \omega_s = \pi(1 + \beta)/T$, где $0 \leq \beta \leq 1$ – коэффициент ската.

Если же ширина спектра импульсов полезного сигнала ω_s значительно превышает ширину полосы Найквиста, эффективная частота ω_m может быть определена исходя из критерия минимума остаточной МСИ на входе решающего устройства:

$$\tilde{D}_N(\omega_m) = \frac{\lambda}{2\pi} \times \left| \sum_{i=-N}^{-1} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} K_s(\omega) K_r(\omega) \cdot e^{j\omega(\tau_0 - iT)} d\omega \right| \rightarrow \min_{|\omega_m| \leq \pi/\tau} \quad (12)$$

Дополнительным условием является ограничение энергии импульса сигнала на выходе предкорректора пороговым значением E_{th} :

$$E_0^{(ПК)} = \frac{\lambda}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| K_s(\omega) \frac{G_0(\omega)}{\tilde{G}_r(\omega)} \right|^2 d\omega \leq E_{th}, \quad (13)$$

где E_{th} – пороговое значение энергии.

В частном случае для прямоугольных импульсов длительности T_0 и амплитудой U_0 критерий минимума остаточной МСИ с учетом (10) приводится к виду

$$\tilde{D}_N(\omega_m) = \frac{\lambda U_0}{\pi} \sum_{i=-N}^{-1} \left| \text{Si} \left(\omega_m \left(\frac{T_0}{2} - iT \right) \right) - \text{Si} \left(\omega_m \left(-\frac{T_0}{2} - iT \right) \right) \right| \rightarrow \min_{|\omega_m| \leq \pi/\tau} \quad (14)$$

Тогда поиск эффективного значения ω_m в заданном диапазоне может быть осуществлен с помощью численных методов. На рис. 2 представлена зависимость максимальной остаточной МСИ от частоты f_m на примере потока Е1 (Рек. ITU-T G.703).

Видно, что максимальное значение остаточной МСИ в целом убывает с увеличением частоты f_m , однако для данной зависимости характерно наличие локальных минимумов и максимумов. При этом эффективным значением f_m с учетом ограничения энергии передаваемых импульсов является значение $f_m = 4,1$ МГц.

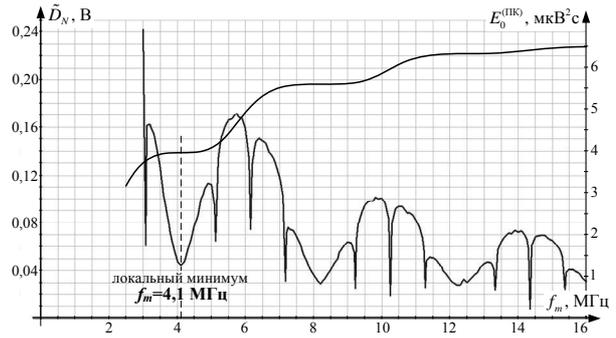


Рис. 2. Зависимости максимальной остаточной МСИ и энергии импульса на выходе передатчика от ширины полосы предкоррекции на примере потока Е1

Аналогичным образом предкоррекция может быть оптимизирована для произвольной формы импульсов полезного сигнала, позволяя без увеличения мощности передаваемого сигнала повысить скорость и качество передачи информации по искажающим каналам.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

С целью экспериментального анализа частоты битовых ошибок (BER) при передаче сигнала с применением предкоррекции по реальным линиям связи, находящимся в различных условиях, реализован аппаратный прототип дробно-интервального предкорректора на базе FPGA Altera Cyclone II. Для расчета коэффициентов корректирующего фильтра на основе выходных значений тестирующего импульса была разработана программа на языке Object Pascal.

В качестве полезного сигнала при проведении экспериментов использовался цифровой поток Е1 2,048 Мбит/с. Данный сигнал был выбран исходя из производительности экспериментальной установки таким образом, чтобы экспериментально исследовать влияние ширины частотного интервала предкоррекции на BER в достаточно широких пределах. В качестве тестирующего сигнала также использовался импульс данного цифрового потока.

Для экспериментальной оценки влияния коэффициента λ и ширины полосы предкоррекции f_m на вероятность ошибки при приеме сигнала, получены и проанализированы зависимости BER от данных параметров при использовании линейных кодов АМ1 и HDB3 для канала, находящегося в условиях аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) (рис. 3). Применен корректирующий фильтр порядка 64. Пунктиром показана вероятность ошибки без коррекции.

Из сравнения полученных графиков видно, что BER имеет несколько меньшие значения при использовании кода AMI, чем при использовании кода HDB3. Данный эффект обусловлен большей вероятностью чередования нулевых и ненулевых символов в коде HDB3, что приводит к большему влиянию МСИ на вероятность ошибки.

Полученные зависимости BER от параметров λ и f_m объясняются их совокупным влиянием на вероятность ошибки при приеме сигнала: коэффициент λ обуславливает снижение вероятности ошибки за счет повышения помехоустойчивости приема, а верхняя частота полосы предкоррекции f_m – за счет минимизации остаточной МСИ.

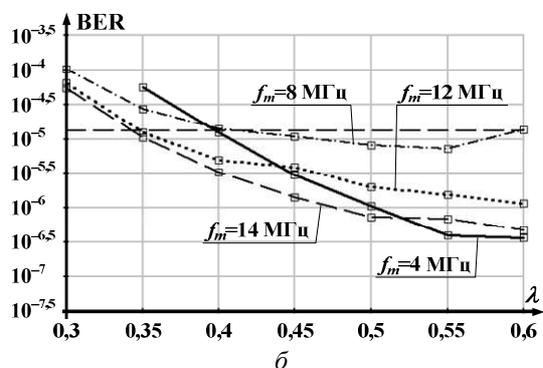
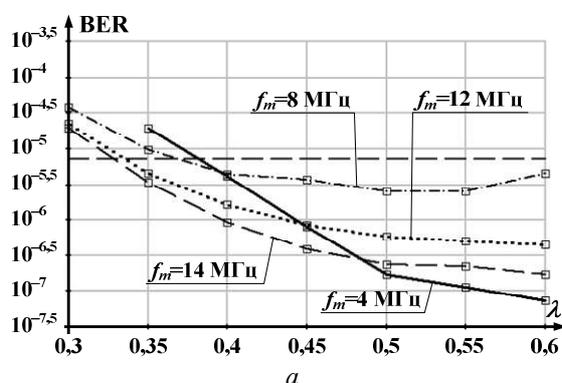


Рис. 3. Графики зависимостей BER от коэффициента λ , предкоррекция потока Е1 в условиях АБГШ: а – линейный код AMI; б – линейный код HDB3

Зависимость BER от полосы предкоррекции определяется величиной остаточной МСИ в принимаемом сигнале. Поскольку форма импульса, согласно Rec. ITU-T G.703, стремится по форме к прямоугольной, то есть имеет ширину спектра, значительно превышающую ширину полосы Найквиста, эффективное значение f_m может быть получено из критерия (12).

Поскольку увеличение ширины частотного интервала предкоррекции обеспечивает более

полную компенсацию искажения формы импульсов, BER в целом убывает при увеличении f_m . Однако с учетом условия минимизации мощности передаваемого сигнала (13), предкоррекция будет оптимальна при $f_m = 4$ МГц. В частности, при $f_m = 4$ МГц и $\lambda = 0,4$ энергия импульса на выходе предкорректора примерно равна энергии передаваемого импульса без предкоррекции, а экспериментальное значение BER при использовании кода AMI снизилось в 1,75 раз. Если же установить коэффициент $\lambda = 0,45$ (что соответствует повышению мощности передаваемого сигнала на 35%) BER снижается на порядок для кода AMI и в 4,3 раза для кода HDB3.

Заметим, что даже в рассмотренных условиях передачи сигнала по однородной линии аналогичное снижение BER не может быть обеспечено только повышением мощности передаваемого сигнала, поскольку при этом усиливается не только полезный импульс, но и значение МСИ. Аналогичный эффект возникает при неоптимальных значениях ширины частотного интервала предкоррекции, на которых остаточная МСИ имеет достаточно высокие значения: зависимость BER от λ носит немонотонный характер, начиная возрастать с некоторого значения λ . Из-за усиления остаточной МСИ D_N вероятность ошибки (11) будет расти по отношению к вероятности ошибки при приеме сигнала без МСИ. С практической точки зрения данный эффект не существен, поскольку предполагается использование эффективных значений полосы предкоррекции f_m .

В условиях разветвленной линии связи, при которых изначально сигнал был непригоден для приема из-за наличия отраженных составляющих для каждого полезного символа, эксперименты с применением предкоррекции продемонстрировали надежную передачу сигнала.

Таким образом, экспериментально полученные результаты подтверждают эффективность применения предкоррекции и полученные аналитически зависимости вероятности ошибки от параметров f_m и λ .

ПРИМЕНЕНИЕ ДРОБНО-ИНТЕРВАЛЬНОЙ ПРЕДКОРРЕКЦИИ СОВМЕСТНО С ДРУГИМИ ТЕХНОЛОГИЯМИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Предварительная коррекция может быть применена одновременно с методами коррекции сигнала на приемной стороне, повышая эффективность данных методов [3, 19]. Причем воз-

можно схема совместного применения предкоррекции и адаптивной коррекции на приемной стороне, при которой коэффициенты корректирующего фильтра рассчитываются по априорной информации о передаточной функции канала и обеспечивают приближенную компенсацию искажений [3, 20]. В [21] показано, что в этом случае снижение энергетической эффективности передачи сигнала будет незначительно за счет дополнительной адаптивной коррекции при приеме сигнала. Причем если на приемной стороне для адаптации корректора использовать алгоритмы самонастраивающейся коррекции (blind equalization) [6, 22, 23 и др.], может быть реализована компенсация МСИ без отправки данных о передаточной функции канала на передающую сторону, то есть без снижения полезной скорости передачи в канале.

Поскольку дробно-интервальный подход применительно к предварительной коррекции сигнала позволяет осуществлять компенсацию линейных искажений в некотором заданном диапазоне частот, возможно применение коррекции на передающей стороне совместно с методом модуляции OFDM, получившим широкое распространение в современных стандартах беспроводной связи (IEEE 802.11g/n, 802.16e) и спецификациях сетей PLC (HomePlug 1.0/AV, UPA, Rec. ITU-T G.9960). При передаче информации с использованием OFDM высокоскоростной поток данных, предварительно подвергнутый скремблированию, избыточному кодированию, перемежению и переносу на комплексную плоскость с помощью PSK или QAM, разделяется на N относительно низкоскоростных потоков, каждый из которых передается на отдельной поднесущей [24]. Отсчеты OFDM-сигнала во временной области $x[n, l]$ (time-domain samples) формируется с помощью обратного дискретного преобразования Фурье согласно выражению:

$$x[n, l] = \sum_{i=0}^{N-1} z[i, l] \cdot e^{j \cdot 2\pi i \frac{nl}{N}}, \quad n = 0 \dots N - 1,$$

где $z[i, l]$ – комплексные значения потока данных, получаемые в результате PSK или QAM, модулирующие i -ю поднесущую в OFDM-сигнале; l – порядковый номер OFDM-символа (OFDM symbol) в передаваемом кадре [25].

Однако в каналах, подверженных многолучевому распространению, возможно проявление МСИ между последовательными OFDM-символами. Поэтому в протоколах физического уровня, основанных на OFDM, применяется вставка защитного интервала (guard interval)

между каждыми двумя последовательными OFDM-символами. Таким образом, исключается МСИ между OFDM-символами, однако полезная скорость передачи в условиях многолучевого распространения может значительно снижаться (на величину 25–40 %). Получаемая в результате последовательность уширенных OFDM-символов подлежит фильтрации для ограничения спектра мультиплексированного сигнала и переносу по частоте в доступный для передачи диапазон и отправке по каналу связи.

Таким образом, импульсы сигнала на выходе OFDM модулятора состоят из N отсчетов и имеют длительность $T=1/\Delta f$, где Δf – разнос поднесущих по частоте. Причем если спектр мультиплексированного сигнала формируется в низкочастотном диапазоне, доступна обработка уже сформированного OFDM-сигнала непосредственно перед переносом на частоту несущей. Занимаемый комплексной огибающей частотный диапазон имеет ширину $N \cdot \Delta f$, и с использованием дробно-интервального подхода может быть подвергнут предварительной коррекции. Тактовая частота обработки сигнала при этом должна составлять также не менее $N \cdot \Delta f$. В результате применение предкоррекции в системах с OFDM за счет минимизации защитного интервала позволит повысить полезную скорость передачи без увеличения ширины спектра передаваемого сигнала.

Также возможность компенсации МСИ в заданном частотном диапазоне, реализуемая при дробно-интервальной предварительной коррекции, позволяет осуществить ее совместное применение с технологией расширения спектра (spread spectrum) [26]. Модуляция с расширением спектра методом прямой последовательности (DSSS) позволяет значительно повысить помехоустойчивость системы передачи в условиях сосредоточенных по спектру помех [6] и используется, в частности, в таких стандартах беспроводной связи, как IEEE 802.11b Wi-Fi и 802.15.4 ZigBee. Поскольку расширение спектра и дробно-интервальная предкоррекция предполагают дискретизацию передаваемого сигнала с частотой, превышающей частоту следования символов $1/T$, возможно последовательное применение данных операций. В результате расширение спектра повышает устойчивость к сосредоточенным помехам и многолучевому распространению, а предкоррекция компенсирует частотную зависимость коэффициента передачи канала, позволяя собрать рассеянную энергию импульсов в их исходные временные интервалы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Дробно-интервальная предкоррекция позволяет осуществлять компенсацию МСИ на заданном частотном интервале $[\omega_0 - \omega_m, \omega_0 + \omega_m]$, где ω_0 – несущая частота, $\omega_m \geq \pi/\tau$, τ – интервал дискретизации передаваемого сигнала. В результате возникает дополнительная степень свободы для оптимизации коррекции МСИ, позволяющая минимизировать вероятность ошибки при приеме цифрового сигнала и адаптировать его к форме импульсов исходного цифрового сигнала. При этом алгоритм реализации предкоррекции в целом инвариантен по отношению к множеству сигнальных точек и методам помехоустойчивого кодирования, а также не требует дополнительной обработки сигнала на приемной стороне. В результате предкоррекция может быть непосредственно применена с существующими методами оптимального приема и коррекции сигнала на приемной стороне.

В результате компенсации искажений, реализуемой при дробно-интервальной предкоррекции, в условиях аддитивной помехи при заданной мощности передаваемого сигнала может быть значительно снижена вероятность ошибки при приеме сигнала. Также получаемый запас отношения сигнал-шум может быть использован для повышения скорости, или расстояния, или энергетической эффективности передачи.

На основе проведенных экспериментов, демонстрирующих сильно выраженную зависимость частоты ошибки от ширины полосы предкоррекции, можно сделать следующий вывод. В случае использования для передачи полезного сигнала импульсов с ограниченным спектром, удовлетворяющих условию Найквиста, значение f_m должно быть не менее ширины спектра данных импульсов. Если же используется импульс с шириной спектра $f_s \gg f_m$, оптимальное значение f_m следует вычислять исходя из критерия минимума остаточной МСИ в детектируемом сигнале. Значение коэффициента амплитуды λ , необходимое для достижения требуемого качества приема, определяется исходя из заданного порога мощности передаваемого сигнала.

Возможность компенсации искажений на частотном интервале, превышающем ширину полосы Найквиста, позволяет применять дробно-интервальную коррекцию совместно с расширением спектра и модуляцией OFDM, реализуя в системе передачи компенсацию МСИ одновременно с преимуществами вышеуказанных технологий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hranica H., Haidine A., Lehnert R.** Broadband Powerline Communications Networks. John Wiley & Sons, Chichester, 2004. 275 p.
2. **Охрименко В. Ю.** Широкополосная PLC-технология: проблемы и решения // Электронные компоненты. 2010. № 1. С. 43–49.
3. **Fischer, R.F.H.** Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission. John Wiley & Sons, New York, 2002. 492 p.
4. Адаптивная коррекция. Ш.У.Х. Куреши.: ТИИЭР, т. 73, № 9, сентябрь 1985. С. 5–49.
5. Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems // Ungerboeck G. IEEE Transactions on Communications. 1976. Vol. 24. P. 856–864.
6. **Прокис Дж.** Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
7. On the Error Performance of Wireless Systems with Frequency Selective Fading and Receiver Timing Phase Offset / Jingxian Wu [et al.] // IEEE Transactions on Wireless Communication. 2007. Vol. 6, № 2. P. 720–729.
8. **Qureshi S.U.H., Forney G. D.** Performance and properties of a T/2 equalizer // National Telecommunications Conference. 1977. P. 11:1.1–11:1.9.
9. **Gitlin R. D., Weinstein S. B.** Fractionally-Spaced Equalization: An Improved Digital Transversal Equalizer // The Bell System Technical Journal. 1981. Vol. 60, № 2. P. 275–296.
10. Achieving One TeraFLOPS with 28-nm FPGAs. <http://www.altera.com/literature/wp/wp-01142-teraflops.pdf> [Электронный ресурс]
11. Reducing Power Consumption and Increasing Bandwidth on 28-nm FPGAs. <http://www.altera.com/literature/wp/wp-01148-stxv-power-consumption.pdf> [Электронный ресурс]
12. **Турчин В. Ф., Козлов В. П., Малкевич М. С.** Использование методов математической статистики для решения некорректных задач // УФН. 1970. Т. 102, вып. 3. С. 345–386.
13. **Тихонов А. Н., Арсенин В. Я.** Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 284 с.
14. **Sultanov A., Tlyavlin A., Lyubopytov V.** Method for Linear Distortion Compensation in Metallic Cable Lines // Proceedings of 17th International Workshop EUNICE 2011 «Energy-Aware Communications», Dresden, Germany. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2011. P. 195–198.
15. **Бутковский А.Г.** Структурная теория распределенных систем. М: Наука, 1977. 320 с.
16. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1983. 536 с.
17. **Анго А.** Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука, 1964. 772 с.
18. **Сергиенко А. Б.** Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002. 608 с.
19. Pre-Equalization and Precoding Design for Frequency-Selective Fading Channels / Lingyang Song, Are Hjørungnes and Manav R. Bhatnagar // IEEE International Conference on Communications ICC 2008, Beijing, China, May 2008. P. 4744–4748.
20. **Gerstacker W. H., Fischer R.F.H., Huber J. B.** Blind Equalization Techniques for xDSL using Channel Coding and Precoding // Int. J. Electr. Commun. 1999. Vol. 53. P. 1–11.

21. **Gerstacker W., Fischer R., Huber J.** Blind Equalization for Digital Cable Trans-mission with Tomlinson-Harashima Precoding and Shaping // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC' 95), Seattle, June 1995. P. 493–497.

22. **Haykin S.** Adaptive Filter Theory. Prentice Hall, New Jersey, 1996. 989 p.

23. Blind Equalization by Sampled PDF Fitting / M. Lázaro [et al.] // 4th International Symposium on Independent Component Analysis and Blind Signal Separation (ICA2003), April 2003, Nara, Japan. P. 1041–1046.

24. **Benvenuto N., Cherubini G.** Algorithms for Communications Systems and their Applications. John Wiley & Sons, Chichester, 2002. 1285 p.

25. ITU-T Recommendation G.9960. Unified high-speed wireline-based home networking transceivers. System architecture and physical layer specification. ITU, 2011.

26. Метод совместного применения дробно-интервальной предварительной коррекции и расширения спектра цифрового сигнала для PLC-сетей и беспроводных каналов связи / В. Х. Багманов [и др.] // Инфокоммуникационные технологии. 2012. Т. 10. № 3. С. 20–28.

ОБ АВТОРАХ

Султанов Альберт Ханович, проф., зав. кафедрой телекоммуникационных систем. Дипл. инж. по многоканальной электросвязи (Новосибирский электротехн. ин-т связи, 1973). Д-р техн. наук по управлению в техн. системах (УГАТУ, 1996). Иссл. в обл. телекоммуникационных систем, аэрокосмических систем, оптоэлектроники.

Тлявлин Анвар Зуфарович, нач. учебно-методического управления. Канд. техн. наук по элементам и устройствам вычисл. техники и систем управления (УАИ, 1982). Иссл. в обл. преобразования и распределения электромагнитной энергии.

Багманов Валерий Хусанович, проф. каф. телекоммуникац. систем. Дипл. физик (МГУ, 1975). Д-р техн. наук по системн. анализу, управлению и обработке информации (УГАТУ, 2007). Иссл. в обл. матем. моделирования и обработки сигналов.

Любобытов Владимир Сергеевич, асс. той же каф. Дипл. инженер по многоканальным телекоммуникац. системам (УГАТУ, 2008). Иссл. в обл. передачи и обработки сигналов.

Адиев Тимур Ильдарович, асп. каф. информационно-измерительной техники. Дипл. инж. по многоканальным телекоммуникац. системам (УГАТУ, 2010).

METADATA

Title: About Fractionally-Spaced Pre-Equalization of Digital Signal

Authors: A. Kh. Sultanov¹, A. Z. Tlyavlin², V. Kh. Bagmanov³, V. S. Lyubopytov⁴, T. I. Adiev⁵

Affiliation:

¹⁻⁵ Ufa State Aviation Technical University (USATU), Russia.

Email: ⁴untriviall@rambler.ru

Language: Russian.

Source: Vestnik UGATU (Scientific journal of Ufa State Aviation Technical University), 2013, Vol. 17, No. 2 (55), pp. 3-13. ISSN 2225-2789 (Online), ISSN 1992-6502 (Print).

Abstract: A method for digital signal equalization at the transmission side of communication channel is considered, which allows due to fractional-spaced approach to implement distortion compensation on a predetermined frequency interval. The problem of finding an efficient pre-equalization bandwidth is performed from the criterion of minimizing the residual intersymbol interference. Experimentally obtained dependences are presented and analyzed between bit error rate (BER), coefficient determines the amplitude of the signal at the equalizer output, and the pre-equalization bandwidth. The variants for combined application of fractionally-spaced pre-equalization with adaptive filtering, OFDM and spread spectrum are proposed.

Key words: Intersymbol interference, linear distortion, multipath signal propagation, digital pre-equalization, digital signal processing.

References (English Transliteration):

1. Hrasnica H., Haidine A., Lehnert R. Broadband Powerline Communications Networks. – John Wiley & Sons, Chichester, 2004. – 275 p.
2. Ohrimenko V, Broadband PLC-technology: problems and solutions. Electronic Components № 1. 2010. – pp. 43-49. (In Russian).
3. Fischer, R.F.H. Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission. – John Wiley & Sons, New York, 2002. – 492 p.
4. Qureshi, S.U.H.: Adaptive equalization. Proceedings of the IEEE, Vol. 73, No. 9, pp. 1349-1387. IEEE Press, New York (1985)
5. Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems / Ungerboeck G. // IEEE Transactions on Communications, Vol. 24, August 1976. – pp. 856-864.
6. Proakis J.G. Digital Communications. – McGraw-Hill, New York, 4th edition, 2001. – 928 p.
7. On the Error Performance of Wireless Systems with Frequency Selective Fading and Receiver Timing Phase Offset / Jingxian Wu, Yahong Rosa Zheng, Khaled Ben Letaief, Chengshan Xiao // IEEE Transactions on Wireless Communication, vol. 6, №2, February 2007, pp. 720-729.
8. Performance and properties of a T/2 equalizer / Qureshi S.U.H., Forney G.D. // National Telecommunications Conference, Los Angeles, CA, December 1977. – pp. 11:1.1-11:1.9.
9. Fractionally-Spaced Equalization: An Improved Digital Transversal Equalizer / Gitlin R.D., Weinstein S.B. // The Bell System Technical Journal, Vol. 60, № 2, February 1981. – pp. 275-296.
10. Achieving One TeraFLOPS with 28-nm FPGAs. <http://www.altera.com/literature/wp/wp-01142-teraflops.pdf>
11. Reducing Power Consumption and Increasing Bandwidth on 28-nm FPGAs. <http://www.altera.com/literature/wp/wp-01148-stxv-power-consumption.pdf>
12. Usage of statistical techniques for the solution of ill-posed problems / V.F. Turchin, V.P. Kozlov, M.S. Malkevich // UFN, 1970, Vol. 102, № 3, pp. 345-386. (In Russian).
13. Tikhonov A.N., Arsenin V.Ya. Methods for solving the ill-posed problems. Moscow: «Nauka», 1979. – 284 p. (In Russian).
14. Method for Linear Distortion Compensation in Metallic Cable Lines / Albert Sultanov, Anvar Tlyavlin and Vladimir Lyubopytov // Proceedings of 17th International Work-

- shop EUNICE 2011 «Energy-Aware Communications», Dresden, Germany. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2011, pp. 195-198.
15. Butkovskiy A.G. Structural theory of distributed systems. Moscow: «Nauka», 1977. – 320 p. (In Russian)
 16. S.I. Baskakov Radio Circuits and Signals. Moscow: «Vyshaya shkola», 1983. – 536 p. (In Russian).
 17. Ango A. Mathematics for Electrical and Radio Engineers. Moscow: «Nauka», 1964. – 772 p. (In Russian).
 18. Sergienko A.B. Digital signal processing. St. Petersburg: «Peter», 2002. – 608 p. (In Russian).
 19. Pre-Equalization and Precoding Design for Frequency-Selective Fading Channels / Lingyang Song, Are Hjørungnes and Manav R. Bhatnagar // IEEE International Conference on Communications ICC 2008, Beijing, China, May 2008, pp. 4744-4748.
 20. Blind Equalization Techniques for xDSL using Channel Coding and Precoding / Gerstaker, W.H., Fischer, R.F.H., Huber, J.B. // Int. J. Electr. Commun., Vol. 53, pp. 1-11, 1999.
 21. Blind Equalization for Digital Cable Transmission with Tomlinson-Harashima Precoding and Shaping / W. Gerstaker, R. Fischer, and J. Huber // In Proceedings of the International Conference on Communications (ICC' 95), Seattle, June 1995, pp. 493-497.
 22. Haykin S. Adaptive Filter Theory. – Prentice Hall, New Jersey, 1996. – 989 p.
 23. Blind Equalization by Sampled PDF Fitting / M. Lázaro, I. Santamaria, C. Pantaleón, D. Erdogmus, K.E. Hild, J.C. Principe // 4th International Symposium on Independent Component Analysis and Blind Signal Separation (ICA2003), April 2003, Nara, Japan, pp. 1041-1046.
 24. Benvenuto N., Cherubini G. Algorithms for Communications Systems and their Applications. – John Wiley & Sons, Chichester, 2002. – 1285 p.
 25. ITU-T Recommendation G.9960. Unified high-speed wireline-based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification. – ITU, 2011.
 26. Method of Combined Application of Fractionally-Spaced Preequalization and Spread-Spectrum Modulation for PLC-Networks and Wireless Channels / Sultanov A.Kh., Bagmanov V.Kh., Tlyavlin A.Z., Lyubopytov V.S. // Information and Communication Technology, 2012, Vol. 10, №3. – pp.20-28. (In Russian).

About authors:

1. Sultanov, Albert Khanovich, Prof., Chair for Telecommunication Systems, Dr. of Tech. Sci. (USATU, 1996).
2. Tlyavlin, Anvar Zufarovich, Associate Prof., Chair for Telecommunication Systems, Cand. of Tech. Sci. (USATU, 1982)
3. Bagmanov, Valeriy Khusainovich, Prof., Chair for Telecommunication Systems, Dr. of Tech. Sci. (USATU, 2007).
4. Lyubopytov, Vladimir Sergeevich, Assistant of the Chair for Telecommunication Systems. Dipl.-Ing. of Multichannel Telecom. Systems (USATU, 2008).
5. Adiev, Timur Ildarovich, PhD Student, Chair for Telecommunication Systems. Dipl.-Ing. of Multichannel Telecom. Systems (USATU, 2010).