

- при применении первого алгоритма фильтрации наилучший результат обеспечивает использование 14 и 15 комбинаций обнуления коэффициентов;

- при использовании второго алгоритма фильтрации, при увеличении значения параметра P качество восстановления сигнала снижается;

- при использовании для восстановления сигнала комбинации алгоритмов можно отметить, что результаты восстановления на основе такого подхода несколько ниже, чем результаты, полученные на основе только первого или второго алгоритмов;

- сравнивая предложенную методику с методикой вейвлет-фильтрации, можно отметить меньшее число настраиваемых параметров предложенных алгоритмов по сравнению с вейвлет-алгоритмом. В алгоритме на основе вейвлет-преобразования требуется выбрать: решающее правило, тип порога, метод масштабирования порога, тип вейвлета и уровень разложения, на котором выполняется фильтрация;

- полученные результаты подтверждают возможность использования обнуления коэффициентов и округления сигнала для очистки сигнала от шума (удаления шумовой компоненты).

Заключение

В работе описаны разработанные алгоритмы фильтрации звуковых сигналов, основанные на U -преобразовании. В качестве примеров рассматривается возможность применения разработанных алгоритмов к фильтрации сигналов, искаженных аддитивным гауссовым и равномерным шумами. Несмотря на то что данные шумы являются модельными, их использование в исследовании позволяет сравнить эффективность различных алгоритмов фильтрации.

Литература

1. Чучупал В.Я., Чичагов А.С., Маковкин К.А. Цифровая фильтрация зашумленных речевых сигналов. М.: Изд. ВЦ РАН, 1998. – 52 с.
2. Утробин В.А. Физические интерпретации элементов алгебры изображения // Успехи физических наук. Т. 174, №10, 2004. – С. 1089-1104.
3. Утробин В.А. Компьютерная обработка изображений. Принятие решений в пространстве эталонов. Н. Новгород: Изд. НГТУ, 2004. – 221 с.
4. Donoho D.L., Johnstone I.M. Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage // Biometrika. Vol. 81, 1994. – P. 425-455.

SOUND SIGNAL FILTERING ALGORITHMS BASED ON U-TRANSFORM

Gai V.E.

Algorithms of filtering sound signals based on integrated-differential (U-conversion) are reviewed. The results indicate the possibility of using the proposed algorithms for solving the task.

Keywords: digital signal processing, Walsh transform, signal filtering.

Гай Василий Евгеньевич, к.т.н., доцент Кафедры «Вычислительные системы и технологии» Нижегородского государственного университета им. Р.Е. Алексеева. Тел. 8-920-022-91-71; (8-831) 436-82-28. E-mail: iamuser@inbox.ru

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.372

МЕТОД СОВМЕСТНОГО ПРИМЕНЕНИЯ ДРОБНО-ИНТЕРВАЛЬНОЙ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ И РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА ЦИФРОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ PLC-СЕТЕЙ И БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ

Багманов В.Х., Любопытов В.С., Султанов А.Х., Тявлин А.З.

В статье рассматривается метод обработки цифрового сигнала на передающей стороне канала, предусматривающий совместное применение дробно-интервальной коррекции и расширения спектра сигнала. При этом одновременно решаются две основные проблемы обеспечения надежной передачи цифрового сигнала по искажающему каналу с аддитивным шумом, имеющим сосре-

доточенный спектр: предварительная коррекция компенсирует межсимвольную интерференцию, возникающую из-за искажений в канале, а расширение спектра позволяет повысить помехоустойчивость приема. Проанализирована эффективность применения данного метода с точки зрения минимизации вероятности ошибки при приеме и мощности передаваемого сигнала.

Ключевые слова: межсимвольная интерференция; линейные искажения; предварительная коррекция сигнала; цифровая обработка сигнала; расширение спектра.

Введение

Надежность, качество и скорость передачи информации на протяжении всей истории развития информационно-коммуникационных технологий являлись основными критериями при разработке и создании телекоммуникационных систем. В настоящее время в результате оптимизации технологий построения телекоммуникационных сетей по критерию достижения максимальной экономической эффективности сформировалась следующая структура сегментирования телекоммуникационных сетей по типу используемой среды передачи сигнала: линейные части магистральных сетей и центральных сегментов сетей городского масштаба строятся на основе волоконно-оптических линий по технологиям SDH, Metro Ethernet, PON. На локальном же уровне, обеспечивающем непосредственный доступ к сети пользовательских устройств, в качестве среды передачи информации в подавляющем большинстве случаев используются проводные линии связи и беспроводные каналы. Причем для организации телекоммуникационных сетей могут использоваться существующие кабельные линии, в том числе линии электропитания при передаче информации по технологии PLC, область приложений которой распространяется от задач телеметрии и мониторинга до организации широкополосного доступа. Объединение линейных частей сетей электропитания и сетей связи позволяет реализовать максимальную экономическую эффективность их использования.

Однако любой физической среде передачи информации свойственны искажения сигнала, вызванные неравномерностью АЧХ канала, нелинейностью ФЧХ и различными неоднородностями среды передачи, приводящими к многолучевому распространению сигнала. В особенности перечисленные искажения характерны для сетей электропитания, используемых при передаче сигнала по технологии PLC. В результате возникает эффект межсимвольной интерференции (МСИ), приводящий к росту вероятности ошибки при приеме сигнала и снижающий пропускную способность линии. К тому же в реальных условиях телекоммуникационным системам приходится функционировать в сложных условиях электромагнитной интерференции со стороны различных устройств беспроводной связи и про-

чего электронного оборудования. В этих случаях помехи характеризуются спектральной плотностью, сосредоточенной в определенных частотных интервалах [1-2].

Существующие подходы

Для компенсации МСИ в цифровых сигналах возможно применение коррекции в приемнике и коррекции в передатчике, либо комбинации данных подходов.

Линейные методы компенсации искажений сигнала на приемной стороне (коррекция с форсированием нуля – zero-forcing linear equalization, коррекция по критерию минимума среднеквадратичной ошибки – MMSE linear equalization [3]) отличаются наиболее простой реализацией, но обладают общим недостатком, который заключается в совместной обработке принятого полезного сигнала и наложенной на него помехи. Исключить влияние помехи при компенсации МСИ на приеме и получить пропускную способность канала, приближающуюся к максимальной согласно формуле Шеннона, позволяет применение коррекции с решающей обратной связью (decision-feedback equalization [3]). Однако практическая эффективность данных методов ограничена высокой вероятностью распространения ошибки при неверном приеме символа, а также сложностью их использования совместно с методами помехоустойчивого кодирования, поскольку для коррекции требуется оценка принятого символа без задержки.

Наиболее эффективными методами компенсации искажений являются предкодирование Томлинсона-Харашимы (Tomlinson-Harashima precoding, THP) и гибкое предкодирование (flexible precoding) [3]. Данные методы при незначительном повышении мощности передаваемого сигнала позволяют получить на входе решающего устройства отношение сигнал-шум, равное отношению сигнал-шум непосредственно на выходе передатчика. Однако методы предкодирования предполагают зависимость реализации прекодера от схемы модуляции – от количества сигнальных точек и формы граничной области в случае THP, или от расстояния между точками в случае гибкого предкодирования. К тому же предкодирование требует обратного преобразования сигнала на приеме, что усложняет реализацию приемника, особенно в случае гибкого предкодирования.

В большинстве случаев при реализации коррекции используется T -интервальный подход, при котором частота дискретизации и цифровой обработки сигнала равна частоте следования

символов сигнала $1/T$. Общим случаем с точки зрения тактовой частоты цифровой обработки сигнала является дробно-интервальная коррекция (fractionally spaced equalization, FSE [4-10]), предполагающая частоту дискретизации $1/\tau$, большую, чем частота следования символов.

T -интервальный подход является наиболее простым с точки зрения реализации корректора, поскольку предполагает минимальные требования к скорости и объему вычислений. Однако данный подход приводит к высокой чувствительности эффективности коррекции к ошибкам синхронизации корректора с полезным сигналом, поскольку минимальное достижимое значение СКО представляет собой функцию фазы дискретизации [4; 6; 10]. Ограничения эффективности компенсации МСИ при обработке сигнала с частотой следования символов наиболее очевидны при ее рассмотрении в частотной области [5-6]. При T -интервальной коррекции полоса частот, внутри которой возможна компенсация, согласно теореме Котельникова, лимитирована интервалом $[f_0 - 1/2T, f_0 + 1/2T]$, где f_0 – несущая частота. Причем если АЧХ и ФЧХ канала у нижнего края данной полосы значительно отличаются от характеристик у верхнего края, компенсация искажений при T -интервальной коррекции становится нереализуемой [4].

При дробно-интервальной коррекции в общем случае интервал между отсчетами равен $\tau = MT/N$, где M и N – целые числа и $N > M$. Таким образом, возможна коррекция входного сигнала на заданном частотном интервале. Причем компенсация искажений будет эффективна при любой фазе дискретизации. Анализ эффективности дробно-интервальных корректоров впервые представил G. Ungerböck [6], в последующих работах [7-9 и др.] были получены результаты моделирования, демонстрирующие более высокие значения отношения сигнал-шум после применения FSE по сравнению с результатами T -интервальной коррекции при аналогичных условиях.

Дробно-интервальный подход предъявляет значительно более высокие требования к производительности элементной базы, поскольку предполагает большой объем вычислений при определении коэффициентов фильтра, а также требует высокого быстродействия от самого корректора, осуществляющего цифровую обработку сигнала (ЦОС) в реальном масштабе времени. Однако текущий уровень развития элементной базы устройств ЦОС, сопровождаемый снижением стоимости вычислительных ресурсов интегральных

схем, позволяет производить дискретизацию и обработку сигнала с тактовой частотой, достаточной для применения дробно-интервальной коррекции в сетях широкополосного доступа. Наибольшего быстродействия позволяет достичь аппаратная реализация ЦОС на основе интегральных схем программируемой логики FPGA. Таким образом, возникает целесообразность и актуальность применения дробно-интервального подхода при разработке методов коррекции цифровых сигналов, который позволил бы оптимизировать процесс компенсации МСИ и, следовательно, повысить эффективность использования каналов связи.

Дробно-интервальная предварительная коррекция сигнала

Для компенсации линейных искажений в каналах связи, приводящих к МСИ, предлагается производить дробно-интервальную предварительную коррекцию цифрового сигнала $f_0(t)$ на выходе передатчика [11], при которой частота дискретизации и цифровой обработки полезного сигнала $1/\tau \gg 1/T$. В результате обработки сигнала предполагается получение на входе приемника сигнала $f_i(t)$, который по форме стремился бы к неискаженному полезному сигналу $f_0(t)$. Поскольку в общем случае параметры канала неизвестны, вычисление коэффициентов предкорректирующего цифрового фильтра должно осуществляться в результате тестирования канала некоторым сигналом $g_0(t) = L^{-1}\{G_0(p)\}$. Источником информации о передаточной функции канала $K_c(p)$ в этом случае является сигнал $g(t)$, получаемый на его выходе в результате тестирования, дискретизируемый с некоторой частотой $1/\delta \geq 1/\tau$ и аппроксимируемый для получения функции принятого тестирующего сигнала $G_i(p)$ в операторной форме.

Поскольку для корректного детектирования сигнала приемником не требуется полной компенсации затухания в канале, достаточно лишь скомпенсировать неравномерность АЧХ и обеспечить отношение сигнал-шум, необходимое для достижения требуемого порога вероятности ошибки. Поэтому, для описания амплитуды передаваемого сигнала $y_0(t)$ введем коэффициент λ , определяемый как

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

где Θ_0 – временной интервал, который равен сумме времени, затрачиваемого на предкоррек-

цию сигнала, и времени пробега передаваемого сигнала по каналу связи; t_0 – произвольный момент времени.

Задача предкоррекции сигнала предполагает обращение причинно-следственных связей, поэтому в общем случае данная относится к классу некорректных задач [12]. Некорректность обратных задач, описываемых интегральными уравнениями типа свертки, проявляется в неустойчивости решения из-за стремления к нулю ядра уравнения на бесконечно высоких частотах [13]. В результате попытка поиска неизвестной функции может приводить к ложному решению, содержащему неопределенно большие, быстро осциллирующие компоненты. С другой стороны, физическая специфика задачи предкоррекции сигнала предполагает ограничение его частотного диапазона, поскольку при оптимальном приеме сигнал обязательно подлежит фильтрации для ограничения мощности белого шума. Кроме того, частотный диапазон, на котором решается обратная задача, ограничивается, с точки зрения теоремы Котельникова, поскольку реализация предкоррекции сигнала осуществляется в результате цифровой обработки, а тестирующий сигнал на выходе канала при измерении подлежит дискретизации с частотой $1/\delta$. Таким образом, необходимо ограничить ширину полосы, внутри которой производится предкоррекция, некоторой частотой ω_m , удовлетворяющей условию $\omega_m \leq \pi/\tau$.

Для тестирования канала также предполагается применение дробно-интервального подхода, то есть дискретизация и измерение значений тестирующего сигнала на выходе канала с частотой $1/\delta \gg 1/T$. При этом может быть получена информация о передаточной функции канала в частотном диапазоне $[\omega_0 - \pi/\delta; \omega_0 + \pi/\delta]$, где ω_0 – частота несущей. Тогда для извлечения информации о передаточной функции канала достаточно одного тестирующего импульса. Поэтому при выполнении ряда условий в качестве тестирующего сигнала может использоваться импульс непосредственно из информационного потока без вставки тестирующих последовательностей в его структуру.

Далее все сигналы в общем случае будем считать нормированными комплексными функциями, представляя действительные модулированные сигналы как эквивалентные низкочастотные сигналы на комплексной плоскости [5].

На основании данных тестирования канала может быть получена функция $u_0(t) = L^{-1}\{U_0(p)\}$, описывающая форму предварительно скорректированного сигнала для тестирующего импульса

$g_0(t)$. Запишем следующую систему уравнений в операторной форме, в которой первое уравнение описывает процесс передачи тестирующего импульса, а второе – условие получения требуемого сигнала на входе приемника при использовании предкоррекции:

$$\begin{cases} K_c(p)G_0(p) = G_i(p), \\ K_c(p)U_0(p) = \lambda G_0(p)e^{-p\Theta}, \end{cases} \quad (1)$$

где Θ – временная задержка, необходимая из условия физической реализуемости предкоррекции и равная времени пробега сигнала по линии связи.

Поскольку реакция канала на тестирующий сигнал до момента его прихода в точку приема при нулевых начальных условиях будет равна 0, обозначив как $\tilde{g}_i(t)$ сигнал на выходе канала, сдвинутый влево по оси времени на Θ , получим

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

Поскольку $g_0(t)$ и $\tilde{g}_i(t)$ известны с погрешностью, можно ставить лишь задачу о нахождении приближенного регуляризованного решения $u_0(t)$ обратной задачи предварительной коррекции сигнала. Подставив (2) в (1) и исключив $K_c(p)$, получим:

$$u_0(t) = L^{-1}\left\{\frac{\lambda G_0^2(p)}{\tilde{G}_i(p)} f(p, \alpha)\right\}, \quad (3)$$

где $f(p, \alpha)$ – стабилизирующий множитель; α – параметр регуляризации [13].

В выражении (3) изображение по Лапласу тестирующего сигнала $G_0(p)$ может быть получено аналитически, а изображение тестирующего сигнала на выходе канала $\tilde{G}_i(p)$ – в результате его аппроксимации суммой функций Хэвисайда [14] или некоторым интерполяционным полиномом, и преобразованием по Лапласу полученной функции [15].

Обратное преобразование Лапласа выражения (3) осуществляется с помощью численных методов интегрирования, например путем применения формулы Симпсона на частотном интервале $[-\omega_m; \omega_m]$. На основе дискретных значений сигналов $u_0(k\tau)$ и $g_0(k\tau)$ могут быть получены коэффициенты цифрового фильтра, реализующего предкоррекцию полезного сигнала с тактовой частотой $1/\tau$ [16]. В результате реализация предкоррекции инвариантна по отношению к используемым схемам модуляции и кодирования, а также не требует дополнительной обработки сигнала на приемной стороне.

Схема совместного применения предкоррекции и расширения спектра сигнала

В условиях шума с сосредоточенным спектром помехоустойчивость системы передачи может быть значительно повышена при использовании расширения спектра (spread-spectrum modulation) [5; 17-18]. Необходимым условием для возможности расширения спектра является наличие в канале незанятого частотного интервала для передачи увеличенного по ширине частотного диапазона передаваемого сигнала. Для достижения наибольшей эффективности в плане повышения помехозащищенности при передаче сигналов на фоне сильных внешних электромагнитных влияний будем рассматривать расширение спектра по методу прямой последовательности (direct sequence spread spectrum, DSSS) [5; 17-18]. Принцип DSSS заключается в умножении информационного сигнала $a(t)$, имеющего ширину спектра R и длительность импульса T , на псевдослучайную последовательность $b[i]$ со значительно более высокой тактовой частотой $1/\tau = W \gg R$. Увеличение полосы, занимаемой сигналом, характеризуется коэффициентом расширения:

$$L_c = W/R = T/\tau, \quad L_c \in \mathbb{Z}.$$

В итоге эффект, оказываемый на помеху $\eta(t)$ в процессе демодуляции расширенного по спектру сигнала, может быть описан следующим образом [5]. В результате умножения принимаемого сигнала на псевдослучайную последовательность, помеха будет иметь вид $v(t) = b(t) \cdot \eta(t)$. Поскольку сигналы $b(t)$ и $\eta(t)$ являются статистически независимыми случайными процессами, имеющими нулевое математическое ожидание, СПМ случайного процесса $v(t)$ равна свертке СПМ сигналов $b(t)$ и $\eta(t)$. В результате СПМ помехи зани-

мают весь доступный частотный диапазон шириной W , и если $\eta(t)$ – узкополосный процесс относительно W , а демодулятор имеет полосу пропускания $1/T$, в сигнале на выходе демодулятора будет содержаться только доля мощности помехи равная $1/L_c$. Таким образом, отношение сигнал-шум на входе решающего устройства повышается в L_c раз, за счет чего происходит соответствующее снижение вероятности ошибки.

Поскольку дробно-интервальная предкоррекция позволяет осуществлять компенсацию линейных искажений в произвольно заданном диапазоне частот, становится возможным ее применение одновременно с технологией расширения спектра. Очевидной предпосылкой к их совместному использованию является тот факт, что обе технологии предполагают дискретизацию передаваемого сигнала с частотой, превышающей частоту следования символов $1/T$. В результате возможно последовательное применение операций расширения спектра и предкоррекции (см. рис. 1). Таким образом, одновременно решаются две основные проблемы обеспечения надежной передачи полезного сигнала по каналу с аддитивным шумом и МСИ: предкоррекция компенсирует МСИ, а расширение спектра – влияние на сигнал помех с сосредоточенным спектром.

В общем случае при расширении спектра одновременно осуществляется кодирование исходной информационной последовательности $a[m]$ с помощью избыточного блочного или сверточного кода, то есть возникающая избыточность сигнала в L_c раз одновременно используется для повышения надежности приема. Пусть кодер реализует линейный блочный код (n, k) , при котором используется k информационных бит для генерации кодированной последовательности с размерностью кодированного блока $n = kL_c$.

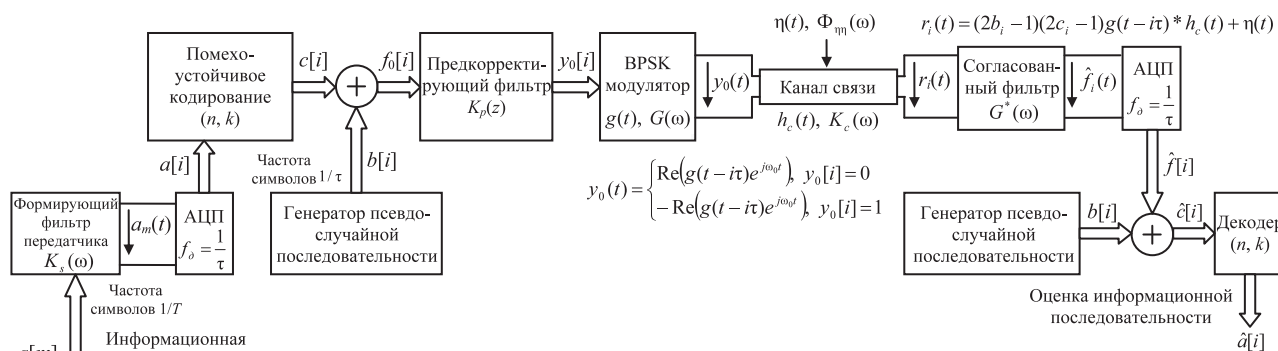


Рис. 1. Цифровая система передачи с дробно-интервальной предкоррекцией и расширением спектра сигнала

В качестве типа модуляции рассмотрим BPSK. Введение расширяющей последовательности $b[i]$ в передаваемый кодированный сигнал $c[i]$ осуществляется путем сложения по модулю 2 [5]. Получаемая таким образом последовательность подвергается предкоррекции с помощью цифрового фильтра с передаточной функцией $K_p(z)$. При этом ширина полосы предкоррекции ω_m определяется доступным для передачи частотным диапазоном: $\omega_m = W\pi$.

Заметим, что дробно-интервальная предкоррекция по отношению к исходному информационному сигналу выступает в качестве T -интервальной по отношению к сигналу с расширенным спектром. Поэтому для обеспечения отсутствия МСИ между последовательными импульсами в сигнале с расширенным спектром спектральная плотность импульса расширяющей последовательности $G(\omega)$ должна удовлетворять второму условию Найквиста [3; 19]:

$$\frac{1}{\tau} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} G\left(\omega - 2\pi \frac{\mu}{\tau}\right) = 1.$$

Данному условию, в частности, соответствует импульс вида

$$g_i(t) = \sqrt{\frac{E_c}{\pi\tau}} \cdot \frac{\sin(\pi(t-i\tau)/\tau)}{\pi(t-i\tau)/\tau}, \quad (4)$$

имеющий равномерный спектр на интервале $[-\pi/\tau; \pi/\tau]$:

$$G_i(\omega) = \begin{cases} \sqrt{E_c\tau/\pi} \cdot e^{-j\omega i\tau}, & |\omega| \leq \pi/\tau, \\ 0, & |\omega| > \pi/\tau, \end{cases}$$

где E_c – энергия импульса.

Поскольку внутри частотного диапазона $[\omega_0 - \pi/\tau; \omega_0 + \pi/\tau]$ осуществляется предкоррекция, пренебрегая остаточной МСИ, можем считать $h_c(t) = \lambda$. Поэтому если помеха является гауссовским процессом, оптимальный демодулятор может быть реализован как фильтр, согласованный с формой импульса $g(t)$, или как коррелятор [5; 17].

Рассмотрим декодирование с мягким решением в условиях узкополосной помехи, сосредоточенной на частотном интервале шириной $\omega_{\eta} \ll 2\pi W$ симметрично относительно частоты несущей. Используя известные выражения, описывающие процесс приема сигнала с расширенным спектром [5], для импульса $g(t)$ вида (4) получаем вероятность ошибки

$$P_M \leq \sum_{m=2}^{2^k} Q\left(\lambda \sqrt{2L_c R_c w_m P_{av} / N_{av}}\right), \quad (5)$$

где $Q(x)$ – интеграл вероятностей [14]; N_{av}/P_{av} – запас помехозащищенности, то есть максимальное значение отношения средней мощности помехи к средней мощности сигнала, при котором за счет доступного коэффициента расширения L_c еще достигается заданная вероятность ошибки; w_m – вес Хэмминга m -го кодового слова; $R_c = k/n$ – скорость кода. В частном случае, когда кодирование не используется, вероятность ошибки будет равна

$$P_2 \leq Q\left(\lambda \sqrt{2L_c P_{av} / N_{av}}\right).$$

Определение параметров предкоррекции и энергетическая эффективность передачи

Введем обозначение $\tilde{\omega}_m = \lambda^2 \omega_m$, тогда верхнюю границу вероятности ошибки для линейного двоичного кода (n, k) , согласно (5), можно определить как

$$P_M = \sum_{m=2}^M Q\left(\sqrt{\frac{2\tilde{\omega}_m P_{av}}{\pi R N_{av}}} R_c w_m\right), \quad (6)$$

а без использования кодирования получим

$$P_2 = Q\left(\sqrt{\frac{2\tilde{\omega}_m P_{av}}{\pi R N_{av}}}\right). \quad (7)$$

При заданной верхней границе вероятности ошибки и среднем отношении сигнал-шум исходного полезного сигнала P_{av}/N_{av} , решая (численно) уравнение (6) или (7), может быть получена величина $\tilde{\omega}_m$. Таким образом, получаем зависимость между ω_m и λ : увеличивая ширину полосы предкоррекции и, следовательно, коэффициент расширения L_c , может быть получена меньшая мощность передаваемого сигнала, и наоборот. Если же значение $\tilde{\omega}_m$ заранее определено (например, ω_m задана доступной полосой W , а λ – условием постоянства передаваемой мощности), из (6) или (7) может быть получено максимальное значение запаса помехозащищенности N_{av}/P_{av} для исходного информационного сигнала.

Пусть для передачи полезного сигнала в условиях аддитивного шума с дисперсией N_{av} используется двоичный код с равновероятными символами, а формирующий фильтр передат-

чика имеет коэффициент передачи $K_s(\omega)$ на частотном интервале $[-\omega_s; \omega_s]$. Для двоичной модуляции

$$P_2 = \frac{1}{2^{I+1}} \sum_{A_I} \left(Q \left(\frac{h_0 - D_I}{\sqrt{N_{av}}} \right) + Q \left(\frac{h_0 + D_I}{\sqrt{N_{av}}} \right) \right), \quad (8)$$

где h_0 – значение импульсной характеристики канала в момент дискретизации принимаемого импульса полезного сигнала ($\tau_0 + \Theta$):

$$h_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s}^{\omega_s} K_s(\omega) K_c(\omega) e^{j\omega(\tau_0 + \Theta)} d\omega;$$

D_I – значение МСИ: $D_I = \sum_{i \neq k} h_{i-k} a[i]$; A_I – все-

возможные последовательности символов, состоящие из I элементов, последним из которых является принимаемый символ $a[k]$ полезного сигнала [5].

Поскольку $Q(x-a) + Q(x+a) > 2Q(x)$, можно записать:

$$P_2 > Q \left(\frac{h_0}{\sqrt{N_{av}}} \right) = Q \left(\frac{\int_{-\omega_s}^{\omega_s} K_s(\omega) K_c(\omega) e^{j\omega(\tau_0 + \Theta)} d\omega}{2\pi \sqrt{N_{av}}} \right). \quad (9)$$

Если предкоррекция применяется совместно с расширением спектра, без учета избыточного кодирования, из (5) и (9) получаем нижнюю границу для коэффициента λ :

$$\lambda_0 = \frac{\int_{-\omega_s}^{\omega_s} K_s(\omega) K_c(\omega) e^{j\omega(\tau_0 + \Theta)} d\omega}{\sqrt{2\pi L_c \int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega)|^2 d\omega}}.$$

Считая, что энергия импульса полезного сигнала после умножения на псевдослучайную последовательность сохраняется, можем записать запас по мощности как

$$\gamma_0^2 = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_a^2(\text{РСПК})^2} = \frac{2\pi L_c \left(\int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega)|^2 d\omega \right)^2}{\left(\int_{-\omega_s}^{\omega_s} K_s(\omega) K_c(\omega) e^{j\omega(\tau_0 + \Theta)} d\omega \right)^2 \int_{-\omega_s}^{\omega_s} \left| \frac{K_s(\omega)}{K_c(\omega)} \right|^2 d\omega}. \quad (10)$$

В предельном случае, если $L_c=1$ и $K_c(\omega) = \text{const}$, получим $\gamma_0^2 = 1$. В случае же реального канала передачи дисперсия приводит к уширению импульса, а неоднородности приводят

к «перекачке» энергии полезного импульса в отраженные сигналы. Поэтому для прямоугольного исходного импульса можно считать

$$\left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s}^{\omega_s} K_s(\omega) K_c(\omega) e^{j\omega(\tau_0 + \Theta)} d\omega \right)^2 \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega) K_c(\omega)|^2 d\omega. \quad (11)$$

Из (10) с учетом (11) получаем:

$$\gamma_0^2 > \frac{L_c \left(\int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega)|^2 d\omega \right)^2}{\int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega) K_c(\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\omega_s}^{\omega_s} \left| \frac{K_s(\omega)}{K_c(\omega)} \right|^2 d\omega}. \quad (12)$$

С другой стороны, дробь в неравенстве (12) согласно неравенству Коши-Буняковского имеет значение меньше или равное 1. Поэтому значение запаса по мощности γ_0^2 будет определяться коэффициентом передачи канала $K_c(\omega)$, значениями МСИ D_I в принимаемом сигнале без предкоррекции и величиной L_c . Вклад в значение γ_0^2 , вносимый за счет коррекции формы импульсов, будет определяться неравенствами (9) и (11) и будет значительнее при более высоких значениях МСИ в сигнале, передаваемом без коррекции. В свою очередь расширение спектра при $L_c \gg 1$ позволит получить $\gamma_0^2 \gg 1$. Если применяется избыточное кодирование, может быть дополнительно снижена вероятности ошибки на приеме и увеличен запас по мощности передаваемого сигнала.

Для оценки эффективности предкоррекции с учетом затухания в канале рассмотрим величину потерь предкоррекции γ_p^2 , равную отношению средних мощностей сигнала на выходе передатчика в результате применения предварительной обработки сигнала и без ее использования, определяемую из условия равенства отношения сигнал-шум на выходе источника сигнала и на выходе канала [3]. При данном условии нижняя граница для коэффициента λ будет выражаться как $\lambda_0 = 1/\sqrt{L_c}$. Тогда

$$\gamma_p^2 = \frac{\sigma_a^2(\text{РСПК})^2}{\sigma_a^2} = \frac{\int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega)/K_c(\omega)|^2 d\omega}{L_c \int_{-\omega_s}^{\omega_s} |K_s(\omega)|^2 d\omega}.$$

Следовательно, энергетическая эффективность системы передачи при совместном использовании предкоррекции и расширения спектра будет зависеть от формы коэффициента передачи

канала $K_c(\omega)$ и доступного коэффициента расширения L_c . Тогда при достаточно высоком значении L_c в условиях сосредоточенной по спектру помехи может быть получено значение потерь предкоррекции $\gamma_p^2 \leq 1$. То есть за счет использования максимально возможной полосы частот может быть в той или иной мере компенсировано влияние затухания в канале на вероятность ошибки без увеличения мощности передаваемого сигнала. В свою очередь, дробно-интервальная предкоррекция обеспечит снижение вероятности ошибки за счет компенсации МСИ в принимаемом сигнале.

Выводы

Дробно-интервальная предварительная коррекция позволяет осуществлять компенсацию линейных искажений сигнала на заданном частотном интервале. В результате возможна реализация предварительной коррекции одновременно с технологией расширения спектра сигнала. При этом предкоррекция позволяет компенсировать МСИ, возникающую из-за искажений сигнала, а расширение спектра в условиях сосредоточенной по спектру помехи позволяет без увеличения мощности передаваемого сигнала повысить отношение сигнал-шум на входе решающего устройства пропорционально коэффициенту расширения. Кроме того, возникающая при расширении спектра избыточность позволяет одновременно снизить вероятность ошибки за счет применения помехоустойчивого кодирования. Необходимым условием для реализации данного метода является наличие в канале доступного частотного интервала для передачи сигнала с увеличенным по ширине спектром. Оборудование на приемной стороне усложняется только операцией демодуляции принятого сигнала, обратной к операции расширения спектра.

В случае совместного применения предкоррекции и расширения спектра, при заданной верхней границе вероятности ошибки и заданном отношении сигнал-шум, коэффициент λ , определяющий амплитуду принимаемого сигнала, связан с шириной частотного интервала $\omega_m = \pi/\tau$, на котором осуществляется предкоррекция, соотношением $\lambda^2 \omega_m = \text{const}$.

В результате компенсации МСИ, реализуемой при дробно-интервальной предкоррекции, и расширения спектра сигнала при заданном пороге вероятности ошибки на выходе канала может быть получен запас по мощности передаваемого сигнала по отношению к передаче без предкоррекции и расширения спектра. Данный запас может быть использован для

повышения энергетической эффективности системы передачи путем снижения мощности передаваемого сигнала либо для повышения надежности приема. При этом в зависимости от условий передачи сигнала и доступного коэффициента расширения L_c возможно в той или иной степени снизить влияние затухания в канале на частоту битовых ошибок при приеме сигнала без увеличения мощности передаваемого сигнала.

Литература

1. Hrasnica H., Haidine A., Lehnert R. Broadband Powerline Communications Networks. John Wiley & Sons, Chichester, 2004. – 275 p.
2. Dostert K. Powerline Communications. Prentice Hall, New Jersey, 2001. – 352 p.
3. Fischer R.F.H. Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission. John Wiley & Sons, New York, 2002. – 492 p.
4. Adaptive Equalization / Qureshi S.U.H. // Proceedings of the IEEE. Vol. 73, № 9, September 1985. – P. 1349-1387.
5. Proakis J.G. Digital Communications. McGraw-Hill, New York, 2001. – 928 p.
6. Ungerböck G. Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems // IEEE Transactions on Communications. Vol. 24, August 1976. – P. 856-864.
7. Qureshi S.U.H., Forney G.D. Performance and properties of a T/2 equalizer // National Telecommunications Conference, Los Angeles, CA, December 1977. – P. 11:1.1-11:1.9.
8. Gitlin R.D., Weinstein S.B. Fractionally-Spaced Equalization: An Improved Digital Transversal Equalizer // The Bell System Technical Journal. Vol. 60, № 2, February 1981. – P. 275-296.
9. Hamid K., Stüber G.L. A Fractionally Spaced MLSE Receiver // Proc. IEEE Intern. Conf. Commun. (ICC'95), June 1995. Vol. 1. – P. 18-22.
10. Jingxian Wu, Yahong Rosa Zheng, Khaled Ben Letaief, Chengshan Xiao. On the Error Performance of Wireless Systems with Frequency Selective Fading and Receiver Timing Phase Offset // IEEE Transactions on Wireless Communication. Vol. 6, №2, February 2007. – P. 720-729.
11. Sultanov A., Tlyavlin A., Lyubopytov V. Method for Linear Distortion Compensation in Metallic Cable Lines // 17th International Work-shop EUNICE2011 «Energy-Aware Communications». Dresden, Germany, September 2011 Proceedings. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2011. – P. 195-198.

12. Кабанихин С.И. Обратные и некорректные задачи. Новосибирск: Сибирское научное издательство, 2009. – 457 с.
13. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. – 284 с.
14. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
15. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. Пер. с франц. М.: Наука, 1964. – 772 с.
16. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Спб.: «Питер», 2002. – 608 с.
17. Simon M.K., Omura J.K., Scholtz R.A., Levitt B.K. Spread Spectrum Communications Handbook. McGraw-Hill, Inc., New York, 2002. – 1229 p.
18. Pickholtz R.L., Schilling D.L., Milstein L.B. Theory of Spread-Spectrum Communications – A Tutorial// IEEE Transactions on Communications. Vol. COM-30, № 5, May 1982. – P. 855-884.
19. Теория электрической связи: Учебник для вузов. Под ред. Д.Д.Кловского. М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.

METHOD OF COMBINED APPLICATION OF FRACTIONALLY-SPACED PREEQUALIZATION AND SPREAD-SPECTRUM MODULATION FOR PLC-NETWORKS AND WIRELESS CHANNELS

Bagmanov V.Kh., Lyubopytov V.S., Sultanov A.Kh., Tlyavlin A.Z.

In the article a method of signal processing on the transmitter side is described, utilizing jointly fractionally-spaced equalization and spread-spectrum modulation. Thus two crucial problems of digital signal reliable transmission over the distorting channel with narrowband noise are solved: fractionally-spaced preequalization compensates for intersymbol interference caused by signal distortion, and spread spectrum allows transmission system to be robust against electromagnetic interference. Method efficiency in the sense of error probability and transmit power minimizing is considered.

***Keywords:** intersymbol interference, linear distortions, signal equalization, digital signal processing, spread spectrum systems.*

Багманов Валерий Хусаинович, д.т.н., профессор Кафедры «Телекоммуникационные системы» (ТС) Уфимского государственного авиационного технического университета (УГАТУ). Тел. (8-347) 273-06-89. E-mail: tks@ugatu.ac.ru.

Любопытов Владимир Сергеевич, аспирант кафедры ТС УГАТУ. Тел. 8-927 944-88-99. E-mail: untrivial@rambler.ru.

Султанов Альберт Ханович, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой ТС УГАТУ. Тел. (8-347) 273-06-89. E-mail: tks@ugatu.ac.ru.

Тлявлин Анвар Зуфарович, к.т.н., начальник Учебно-методического управления УГАТУ. Тел. (8-347) 273-79-38. E-mail: azt@ugatu.su

УДК 004.057.4

СИМУЛЯТОРЫ БЕСПРОВОДНЫХ MANET-СЕТЕЙ

Жолобов А.Н., Прозоров Д.Е., Романов С.В

В обзоре рассмотрены системы имитационного моделирования беспроводных сетей связи, позволяющие исследовать и разрабатывать собственные протоколы маршрутизации. Приведены критерии оценки систем сетевого моделирования, отмечены достоинства и недостатки.

Ключевые слова: сетевой симулятор, самоорганизующаяся сеть, беспроводная связь, моделирование.

Введение

Современный этап развития человеческого общества характеризуется усложнением структур инфокоммуникационных сетей,

расширением типов и увеличением объема передаваемого трафика. Активно развивающейся в настоящий момент областью беспроводных инфокоммуникационных сетей являются MANET – мобильные самоорганизующиеся сети (Mobile Ad-hoc NETworks). В отличие от фиксированной, иерархической структуры традиционных сотовых сетей связи с выделенными управляющими центрами, MANET используют распределенные принципы управления сетью с возможностью самоорганизации и самоуправления узлов сети. Подобные сети могут применяться во время военных действий, в структурах МЧС,