

УДК 621.396.24

БЕСТЕСТОВАЯ АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛОВ В КВ-СИСТЕМАХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В.В. Егоров, ведущий научный специалист ОАО «РИМР», к.т.н.; rimr500@mail.ru

М.Л. Маслаков, инженер ОАО «РИМР»

А.Н. Мингалев, научный сотрудник ОАО «РИМР»

Ключевые слова: идентификация, коррекция, последовательная передача информации, помехоустойчивое кодирование, исправляющая способность, циклический код.

Введение. КВ-радиосвязь — это вид дальней связи, обеспечивающий передачу информации на расстояние до нескольких тысяч километров при относительно малой мощности передатчиков и без промежуточных ретрансляционных станций.

Однако КВ-канал характеризуется ярко выраженной многолучевостью, что связано с отражением электромагнитной волны от нескольких слоев ионосферы, расположенных на различной высоте. Таким образом, сигнал на входе приемника представляет собой смесь радиоволн, отраженных от слоев ионосферы, причем эти волны обладают различными временными задержками, амплитудами и фазами. Одним из проявлений многолучевости являются частотно-селективные замирания, возникающие вследствие интерференции отдельных лучей. В точке приема происходит наложение сигналов, переносящих соседние символы, друг на друга, приводя к значительному снижению помехоустойчивости. Это явление называется *межсимвольной интерференцией* (МСИ). Для компенсации влияния МСИ в системах последовательной передачи данных (СППД), работающих в условиях сложной электромагнитной обстановки (корабль или самолет), значительный интерес представляет использование адаптивной коррекции сигналов на приемной стороне [1].

Адаптивная коррекция. Ее сущность заключается в построении фильтра, компенсирующего искажения сигнала, возникающие вследствие его распространения. В этом случае в последовательность информационных сигналов обычно вводится с определенным периодом тестовый (зондирующий) сигнал известной формы, не несущий информации и служащий для расчета импульсной характеристики (ИХ) канала и определения характеристики корректирующего фильтра (КФ) [2]. Периодичность посылки тестовых блоков определяется таким образом, чтобы характеристики канала связи незначительно изменялись между двумя соседними тестовыми блоками.

Настраивается КФ так, чтобы ИХ системы «канал связи+фильтр» приближались к δ -импульсу. Так, например, в системах связи, построенных по стандарту ARINC 635-2, длина тестовой последовательности, представляющей собой псевдослучайную последовательность (ПСП), составляет 15 символов с двухпозиционной фазовой модуляцией. В результате тест занимает всю полосу передаваемого сигнала. Длина последующей информационной последовательности — 30 символов с двух-, четырех- или восьмипозиционной фазовой модуляцией. На приемной стороне осуществляется оптимальный когерентный прием этих сигналов (символов).

Серьезным недостатком такого подхода к построению системы ПД являются значительные временные затраты на

передачу тестовых последовательностей, т.е. помехоустойчивость достигается за счет неизбежного снижения скорости передачи информации по каналу связи. В системах, построенных согласно стандарту ARINC 635-2, на передачу тестовых последовательностей, не несущих информационной нагрузки, расходуется 1/3 временного ресурса.

Желание сохранить скорость передачи информации при условии получения достаточно высокой помехоустойчивости заставляет использовать для идентификации канала информационные сигналы. Описанная в [2] система такого типа подразумевает следующее: на вход канала поступает последовательность сигналов известной формы $S_l(t)$, $l=1...M$, каждый из которых несет соответствующее дискретное сообщение и одновременно применяется для идентификации канала связи. В этом случае нельзя заранее знать, какому переданному сигналу (одному из M возможных) соответствует принимаемое колебание на выходе канала. Можно лишь с априорной вероятностью передаваемых сигналов P_l , $l=1...M$ утверждать, что принимаемое колебание соответствует сигналу l -й позиции, т.е. имеющаяся выборка неклассифицирована.

Устройство различения M сигналов должно содержать M ветвей, в каждой из которых ведется обработка принимаемого сигнала в предположении, что там содержится сигнал, соответствующий этой ветви. Такая система потребует значительных вычислительных затрат, а повышение информационной скорости за счет отсутствия зондирующего сигнала незначительно.

В работе предлагается совершенно иной способ построения системы последовательной ПД, в которой для адаптации используются информационные сигналы.

Метод использования информационных сигналов. Информационная последовательность представляет собой случайный набор символов (бит), обычно равновероятных. Это означает, что количество 0 и 1 в общем потоке примерно одинаково, так же как и в ПСП. Как правило, их применяют в качестве тестовых сигналов. В связи с этим для расчета ИХ канала связи и синтеза КФ предлагается использовать часть уже демодулированных информационных символов. Среди них необходимо найти последовательность, обладающую «хорошими» спектральными свойствами, т.е. занимающую всю полосу сигнала и не имеющую нулей в этой полосе.

Серьезный недостаток такого подхода проявляется при использовании последовательности с ошибочно демодулированными символами в качестве тестовой. Это приводит к серийному размножению ошибок. Для того чтобы избежать такого явления, можно применить помехоустойчивое кодирование, а в структуру кодовой конструкции ввести дополнительный каскад, предназначенный для контроля наличия ошибок в принятом кодовом блоке. В качестве такого каскада хорошо подходит циклический код (CRC) [3]. Поиск последовательностей, используемых в качестве тестовых, т.е. служащих для определения ИХ канала связи и синтеза КФ,

производится только в тех кодовых блоках, в которых кодом CRC не было зафиксировано наличие ошибок.

Кодовые блоки должны быть такой длины, чтобы за время их передачи характеристики канала связи оставались квазистационарными. В то же время известно, что уменьшение длины кода приводит к снижению его помехоустойчивости. Скомпенсировано это может быть увеличением избыточности кода [3], что, в свою очередь, ведет к снижению информационной скорости системы ПД. Таким образом, задачей проектирования является выбор оптимального соотношения длительности кодового блока, кодовой скорости и обеспечение требуемой помехоустойчивости. Выбор этих параметров требует знания интервала квазистационарности канала.

Будем считать, что передаваемый по каналу связи поток данных разделен на кодовые блоки длиной 120 бит. Кодовая скорость помехоустойчивого кода определяется выражением:

$$R = k / n, \tag{1}$$

где $n=120$ – общее количество символов в кодовом блоке; k – количество информационных символов в кодовом блоке.

Для того чтобы используемый помехоустойчивый код имел возможность исправить t ошибок, согласно границе Хэмминга должно выполняться условие [3]:

$$2^{n-k} \geq \sum_{i=0}^t C_n^i. \tag{2}$$

Зависимости количества информационных символов и кодовой скорости от заданной исправляющей способности для помехоустойчивого кода длиной 120 бит приведены в таблице.

Обязательное условие для устойчивого функционирования предложенного способа – наличие циклической контрольной суммы CRC в качестве дополнительного каскада помехоустойчивого кода, поэтому в таблице полученные значения кодовой скорости необходимо скорректировать с учетом конкретного количества бит, отводимых для хранения циклической контрольной суммы. В результате реальная кодовая скорость окажется несколько ниже приведенных в таблице значений.

Количество последовательностей с необходимыми спектральными свойствами аналитически вычислить не удастся. Поэтому было проведено компьютерное моделирование.

Для моделирования были выбраны следующие параметры помехоустойчивого кода: количество ошибок, исправляемых кодом $t=6$; количество бит, отведенных для хранения циклической контрольной суммы CRC, равно 8. Таким образом, при длине кодового блока 120 бит число информационных бит составляло 80. Следовательно, общая кодовая скорость передачи информации $R=2/3$, что соответствует относительной информационной скорости для традиционной системы передачи с использованием периодически повторяющихся

t	k	R
3	101	0,8417
4	96	0,8
5	92	0,7667
6	88	0,7333
7	84	0,7
8	80	0,6667
9	76	0,6333
10	73	0,6083
11	69	0,575

тестовых и информационных последовательностей при отсутствии кодирования, например для системы, построенной согласно стандарту ARINC 635-2.

Таким образом, существует 2^{80} комбинаций кодовых блоков длиной 120 бит. Экспериментально установлено, что в этих условиях вероятность появления последовательностей длиной только 15 бит с требуемыми спектральными характеристиками составила $P_{15}=0,94$. Однако длительность последовательности, используемой для расчета ИХ канала связи, может быть произвольной. Это значительно повышает вероятность обнаружения последовательностей с необходимыми спектральными свойствами. Так, при поиске последовательности длиной 15, 16 или 17 бит вероятность появления последовательности составила $P=0,98$. При этом отсутствие нулей в спектре оценивалось по порогу 0,05 от среднеквадратичного значения.

Кроме того, в пределах кодового блока может быть найдено несколько подходящих последовательностей, среди которых можно выбрать «наилучшую», например, по качеству коррекции, обеспечиваемой КФ, ИХ которого рассчитана с помощью найденной последовательности. Таким образом, синтез КФ (расчет ИХ канала и соответствующей ИХ фильтра) будет производиться в среднем каждые 75–120 мс.

Метод расчета ИХ канала и КФ. Расчет ИХ канала заключается в решении уравнения:

$$\sum_{\tau=-\infty}^{+\infty} h_k(t-\tau)d(\tau) = X(t), \tag{3}$$

где $d(t)$ – известный сигнал (тест); $h_k(t)$ – ИХ канала; $X(t)$ – сигнал, прошедший через канал связи. Вычисление ИХ канала осложняется тем, что данная задача относится к классу так называемых некорректных задач [4], поскольку отклик на тестовый сигнал наблюдается на фоне помех, что не позволяет непосредственно решить уравнение относительно $h_k(t)$. Тем не менее существуют эффективные методы решения некорректных задач, позволяющие определять ИХ канала с малыми вычислительными затратами и компенсировать влияние помех.

Рассматриваемое уравнение (3) относится к интегральным уравнениям первого рода типа свертки, и согласно [4] для нахождения приближенных решений можно применять метод регуляризации. При этом использование интегральных преобразований (Фурье, Лапласа, Меллина и т.п.) позволяет построить широкое семейство регуляризирующих операторов, легко реализуемых на ЭВМ [4]. Применив преобразование Фурье к этой свертке, получаем:

$$F[d * h_k] = F[d]F[h_k] = D(\omega)H(\omega) = F[X] = X(\omega). \tag{4}$$

Тогда можно записать:

$$H_k(\omega) = \frac{X(\omega)}{D(\omega)}. \tag{5}$$

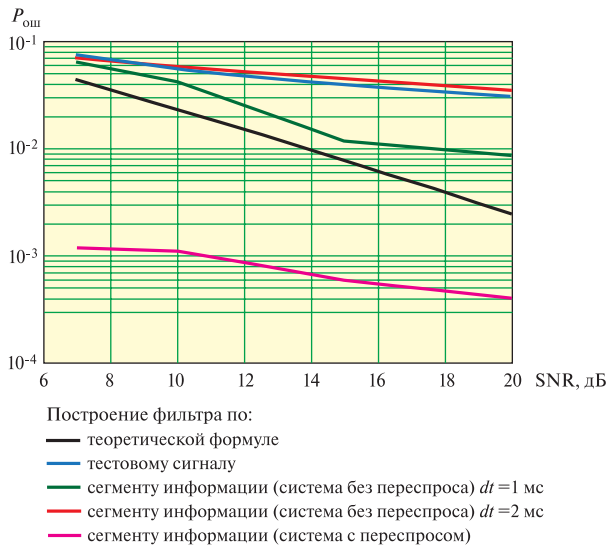
При этом нужно учесть, что правая часть уравнения известна приближенно:

$$X(t) = X_T(t) + X_\delta(t), \tag{6}$$

где $X_T(t)$ – точное решение; $X_\delta(t)$ – помеха (шум). Таким образом, окончательно имеем:

$$H_k(\omega) = \frac{X_T(\omega)}{D(\omega)} + \frac{X_\delta(\omega)}{D(\omega)} = H_{kT}(\omega) + \frac{X_\delta(\omega)}{D(\omega)}. \tag{7}$$

Эта формула дает преобразование Фурье точного решения исходного уравнения (3) с приближенной правой частью. В качестве окончательного приближенного решения надо брать функцию, полученную с помощью обратного



преобразования Фурье. Однако такая функция может не существовать, поскольку функция $X_s(t)$, а следовательно и $X_s(\omega)$, носит случайный характер. Поэтому отношение $\frac{X_s(\omega)}{D(\omega)}$ может не иметь обратного преобразования Фурье за счет влияния высоких частот случайной функции $X_s(\omega)$, но даже если функция $\frac{X_s(\omega)}{D(\omega)}$ имеет обратное преобразование Фурье $W(t)$, то уклонение функции $W(t)$ от нуля может быть сколь угодно большим.

Для подавления влияния высоких частот функцию $\frac{X(\omega)}{D(\omega)}$ умножают на соответствующий множитель $f(\omega, \alpha)$, зависящий от параметра α . Множитель $f(\omega, \alpha)$, удовлетворяющий условиям, изложенным в [4], называется *стабилизирующим множителем или стабилизатором*.

В результате в качестве окончательного решения уравнения принимают регуляризованное решение:

$$h_{\text{ка}}(t) = R_f(X, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\omega, \alpha)}{D(\omega)} X(\omega) \exp(-i\omega t) d\omega. \quad (8)$$

По найденной таким образом ИХ канала легко построить КФ, ИХ которого обратна найденной.

Результаты моделирования СППД. На начальном этапе в процессе вхождения в связь (процесс установления синхронизации) предполагается передача известного на приемной стороне зондирующего сигнала. Это необходимо для первоначальной настройки фильтра. Кроме того, для поддержания цикловой синхронизации, а также для подстройки КФ с целью повышения устойчивости системы, в поток информационных бит необходимо вводить периодические вставки известных на приемной стороне последовательностей. Периодичность таких вставок можно определить в процессе моделирования. При наличии в СППД функциональной обратной связи на принимающей стороне может быть сделан служебный запрос о необходимости передачи известной тестовой последовательности. В этом случае передатчик выполняет «передачу теста по требованию».

Моделирование проводилось с использованием двухлучевой релейской модели канала связи. Задержка между лучами $dt = 1 \div 2$ мс. Интервал корреляции — 0,5 с. Расчет КФ осуществлялся в частотной области методом обратного моделирования. Результаты моделирования представлены на рисунке.

Приведенная на рисунке теоретическая зависимость вероятности ошибки на бит для релейского канала рассчитана по формуле [1]:

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \right], \quad (9)$$

где h_0^2 — среднее отношение сигнал/помеха (SNR). Стоит отметить, что формула не учитывает наличие помехоустойчивого кодирования.

В результате моделирования построена зависимость вероятности ошибки на бит при использовании «классического» подхода к СППД, т.е. при последовательной передаче тестовых и информационных сигналов. Полученная кривая близка к теоретической. При этом соотношение длительностей тестовой и информационной последовательностей составляет 1:2, и, соответственно, относительная информационная скорость передачи информационной составляющей $R=2/3$. Код в этом случае не используется.

Результаты моделирования с помощью предложенного подхода приведены для двух вариантов СППД. Первый представляет собой систему, в которой информацию необходимо отдать получателю информации в режиме реального времени независимо от ее достоверности. В этом случае при низких значениях отношения сигнал/шум вероятность ошибки на бит сопоставима с соответствующей вероятностью для системы, использующей традиционный подход. При увеличении отношения сигнал/шум вероятность ошибки на бит не больше, а при задержке между лучами менее 2 мс значительно ниже соответствующей вероятности в традиционной системе.

Второй вариант представляет собой систему с функциональной обратной связью. В такой системе существует возможность задержки в выдаче информации получателю, т.е. можно организовать переспрос заведомо недостоверной информации. В этом случае любой искаженный кодовый блок, в котором циклический код CRC обнаружил наличие ошибки, передается заново. Очевидно, что вероятность ошибки на бит с учетом выбранных параметров кода не превысит $\frac{1}{2} 2^{-8} \approx 2 \cdot 10^{-3}$. В результате помехоустойчивость такой системы на порядок лучше, чем у систем, рассмотренных выше. Однако из-за повторной передачи искаженных блоков итоговая информационная скорость снизилась.

Заключение. Преимущества предложенного метода по сравнению с используемыми в настоящее время заключаются в следующем: достаточно мощный помехоустойчивый код используется не только для исправления и обнаружения ошибок, но и для обеспечения функционирования системы. Иначе говоря, в традиционном подходе избыточность тратится на передачу тестового (зондирующего) сигнала, в предложенном здесь подходе избыточность расходуется на помехоустойчивый код.

ЛИТЕРАТУРА

1. Прокис Дж. Цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000.
2. Кловский Д.Д., Сойфер В.А. Обработка пространственно-временных сигналов. — М.: «Связь», 1976.
3. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. — М.: Радио и связь, 1987.
4. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач / Учебное пособие для вузов. — Изд. 3-е, испр. — М.: Наука, 1986.

Получено 15.09.11