

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ КВ МОДЕМЫ С АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Егоров В.В., Мингалёв А.Н.

ОАО “Российский институт мощного радиостроения”

В последнее время все более увеличивается интерес к радиосвязи в КВ диапазоне. Данный диапазон характеризуется возможностью передачи информации на большие расстояния при сравнительно небольшой мощности передатчиков, но он также обладает высокой загрузкой помехами от сторонних РЭС, замираниями сигналов, многолучевым распространением, что не позволяет традиционными способами передавать большие объемы данных с высокой скоростью и достоверностью. Поэтому в последние годы, в связи с ростом производительности вычислительных средств, широкое распространение получили системы высокоскоростной передачи сообщений с адаптивной коррекцией сигналов на приемной стороне. Такие системы в отличие от многоканальных параллельных систем характеризуются лучшими энергетическими показателями, отсутствием межканальных помех, меньшей чувствительностью к сдвигу несущей частоты [1].

При построения реальных систем КВ радиосвязи необходимо решить ряд проблем, таких как обнаружение вызывного сигнала, установление тактовой и цикловой синхронизации, построение и подстройка корректирующего фильтра. Обнаружение вызывного сигнала и установление тактовой синхронизации становится проблемой из-за явления замираний и межсимвольных искажений. Сигнал на входе приемника представляет собой сумму сигналов, пришедших по разным путям распространения, со своими амплитудами и запаздыванием, и флуктуационного шума. В результате фронт сигнала получается “смазанным” и становится невозможным точно определить положение сигнала на оси времени. После установления тактовой синхронизации возникает необходимость установления циклового синхронизма. Из-за явления многолучевости, замираний и помех демодуляция принятого сигнала без дополнительной обработки не дает приемлемой достоверности. Для достижения заданной достоверности принято использовать корректирующие фильтры, передаточная функция которых с точностью до постоянной представляет собой обратную передаточную функцию канала связи. Поскольку КВ радиоканал не является стационарным, то задача синтеза корректирующего фильтра должна решаться с определенной периодичностью. Интервал времени, необходимый для передачи одного сегмента информации, выбирается таким, чтобы характеристики КВ радиоканала на этом интервале оставались квазипостоянными. Тогда процесс передачи сообщений представляет собой последовательно чередующиеся циклы тестирования канала с целью синтеза корректирующего фильтра и передачи информационных сигналов, для приема которых осуществляется их коррекция.

Как правило, структура вызывного сигнала состоит из меандра, двух псевдослучайных последовательностей, блока служебных данных, содержащих сведения о длине блока данных и виде манипуляции в нем, и блока данных, который состоит из информационных пакетов и небольших псевдослучайных последовательностей для подстройки коэффициентов корректирующего фильтра.

Обнаружение вызывного сигнала осуществляется путем свертки образца меандра некоторой длины с сигналом, поступающим из канала связи. Когда значения на выходе блока, вычисляющего свертку, превышают определенный порог, принимается решение об обнаружении вызывного сигнала. В ряде случаев может произойти сдвиг несущей частоты, в частности, из-за эффекта Доплера. В этом случае поиск сигнала только на известной несущей частоте может не дать положительного результата. Для решения этой проблемы предлагается разбить весь предполагаемый диапазон рассеяния по частоте на поддиапазоны и осуществлять свертку сигнала, поступающего из канала связи, с образцами меандра, сгенерированными на центральных частотах всех поддиапазонов. Решение о наличии сигнала в канале принимается при превышении порога хотя бы в одном из поддиапазонов. Если наибольшее значение выдал блок, осуществляющий свертку на центральной частоте поддиапазона k , тогда точное значение частоты следует искать на участке между центральными частотами поддиапазонов $k-1$ и $k+1$. Методы поиска экстремума функции на ограниченном отрезке достаточно хорошо изучены, поэтому можно использовать любой алгоритм, который является наиболее удобным для реализации в конкретном проекте.

После обнаружения сигнала и уточнения несущей частоты осуществляется свертка сигнала с образцом псевдослучайной последовательности (ПСП), сгенерированным на вычисленной частоте. Затем, по максимуму выходных значений блока, осуществляющего свертку, определяется местоположение на временной оси одной из ПСП (точка X) и таким образом устанавливается тактовая синхронизация. Следующим этапом является синтез корректирующего фильтра по найденной ПСП. Затем осуществляется обработка сигнала корректирующим фильтром и демодуляция сигнала на расстоянии $\pm l$ от точки X (где l – длина ПСП). Цикловая синхронизация устанавливается путем нахождения позиции при которой последовательность на выходе демодулятора в наибольшей степени совпадает с эталонной ПСП.

По одной из принятых ПСП настраивается адаптивный фильтр. Основная идея метода адаптивной коррекции сигналов заключается в идентификации КВ радиоканала (определении импульсной характеристики и передаточной функции) и последующем синтезе корректирующего фильтра, снижающего влияние многолучевости. На интервале времени, сопоставимом с длительностью информационного пакета,

канал изменяется достаточно медленно, так что его можно считать линейной стационарной системой. Обучающая последовательность должна иметь спектр, близкий к равномерному, в полосе частот, выделенной для связи. В качестве такой последовательности удобно использовать псевдослучайную последовательность, поскольку помимо равномерности спектра она позволяет эффективно использовать мощность передатчика.

Для создания адаптивного фильтра необходимо решить задачи: нахождение импульсной характеристики канала, расчёт корректирующей характеристики адаптивного фильтра, определение структуры рекурсивного фильтра исходя из вида рассчитанной характеристики, расчёта коэффициентов фильтра.

Передаче данных должен предшествовать интервал времени, в течение которого осуществляется автоматическая настройка компенсатора. В этот период передаётся сигнал с известными параметрами, а в приёмнике генерируется синхронизированный вариант этого сигнала, позволяющий получить информацию о характеристиках канала. Длина настроечной последовательности должна быть по крайней мере такой же, как длина интервала многолучёвости, и, соответственно, длина компенсатора.

Существует два подхода к проблеме построения адаптивных корректирующих фильтров. Первый из них заключается в нахождении коэффициентов корректирующего фильтра путем решения уравнения:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} c(n-k)y(k) = x(n),$$

где $x(k)$ – сигнал на входе канала, $y(k)$ – сигнал на выходе, а $c(k)$ – коэффициенты корректирующего фильтра.

В большинстве практических случаев процесс адаптации направлен на минимизацию среднеквадратического значения или средней мощности сигнала ошибки ("рабочей функции" или "функции стоимости"). Математическое ожидание квадрата сигнала ошибки на выходе фильтра является функцией весовых коэффициентов адаптивного фильтра и имеет вид параболоида (или гиперпараболоида, если число весовых коэффициентов больше двух). Проекция точки наименьшего значения функции на гиперплоскость (в общем случае) векторов весовых коэффициентов представляет собой вектор оптимальных весовых коэффициентов и соответствует точке минимального значения СКО.

Во многих методах адаптации поиск вектора весовых коэффициентов, соответствующего минимуму рабочей функции, осуществляется градиентными методами [2]. В частности, это метод Ньютона, приводящий к оптимальному вектору коэффициентов за один шаг (за счёт использования информации заключённой в автокорреляционной матрице сигнала) или метод градиентного спуска. Недостатком этих методов является необходимость усреднения квадрата сигнала ошибки за некоторый период времени, поэтому на практике чаще всего применяется метод наименьших квадратов, в котором вместо градиента функции используется его несмещённая оценка. Если не приводится усреднение, то компоненты градиента обязательно содержат большую составляющую шума.

На практике обычно возникают ситуации, когда нерекурсивная природа адаптивного фильтра приводит к большим объемам вычислений. Непосредственное преимущество фильтра с обратной связью над фильтром КИХ - типа заключается в существенном сокращении объема вычислений. Однако это улучшение с точки зрения объема вычислений достигается определенной ценой:

1. В отличие от фильтров КИХ - типа ядро рекурсивного фильтра не является устойчивым при произвольном выборе коэффициентов. Нельзя с уверенностью гарантировать устойчивость ядра фильтра в ходе расчета адаптивного алгоритма.

2. Вычисление градиента в случае рекурсивного фильтра связано с существенно большим объемом вычислений, чем в случае фильтра КИХ - типа.

Наличие обратной связи делает проблематичной устойчивость фильтра. Нахождение оптимального вектора путем определения градиента функции рабочей характеристики необязательно будет успешным в случае наличия у рабочей функции локальных минимумов. Сходимость к локальному минимуму будет неизменно иметь место для определенных начальных значений параметров.

На основании вышеизложенных фактов приобретает интерес концепция адаптивной коррекции, основанная не на непосредственном вычислении коэффициентов корректирующего фильтра, а на предварительной идентификации канала связи по принятому обучающему сигналу и синхронизированной версии переданного обучающего сигнала, сгенерированной в приемном устройстве. Этот подход заключается в нахождении импульсной характеристики канала путем решения уравнения:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n-k)x(k) = y(n),$$

где $h(k)$ - импульсная характеристика канала.

После этого находятся коэффициенты корректирующего фильтра путем преобразования Фурье импульсной характеристики, вычисления инверсии и обратного преобразования Фурье.

Задача отыскания импульсной характеристики канала осложняется тем, что идентификация системы по известному переданному сигналу и сигналу на выходе относится к классу так называемых некорректных задач [3], поскольку отклик на тестовый сигнал наблюдается на фоне помех, что не позволяет

непосредственно решить уравнение относительно $h(k)$. Для решения некорректных задач известны эффективные методы, позволяющие определять импульсную характеристику канала с малыми вычислительными затратами и компенсировать влияние помех.

Также перспективным представляется частотный метод, позволяющий в единой вычислительной схеме определять импульсную характеристику канала и импульсную характеристику корректирующего фильтра. Сложностью использования данного метода является то, что отсчеты спектра выходного сигнала могут быть близки к нулю, в результате чего найденное решение может быть неустойчивым. Для решения данной проблемы также используются методы решения некорректных задач, основанные на применении сглаживающих функционалов.

Было проведено имитационное моделирование последовательного модема для многолучевого релейского канала связи. Результаты моделирования показали, что алгоритмы синтеза корректирующего фильтра, основанные на методах решения некорректных задач в частотной области, дают лучшие показатели по помехоустойчивости, чем методы, основанные на непосредственном вычислении импульсной характеристики корректирующего фильтра. Кроме того коррекция в частотной области требует меньшего объема вычислений, поскольку для спектральных преобразований могут быть использованы алгоритмы быстрого преобразования Фурье. Все перечисленные операции могут быть реализованы в реальном масштабе времени на современном сигнальном процессоре.

Литература

1. Прокис Дж. “Цифровая связь” М: Радио и связь 2000г.
2. Уидроу Б., Стирнз С. “Адаптивная обработка сигналов” М: Радио и связь 1989 г.
3. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. “Методы решения некорректных задач” М.: Наука 1974г.