

УСТАНОВЛЕНИЕ СВЯЗИ И ВЫБОР СТРУКТУРЫ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ СООБЩЕНИЙ ПО КВ РАДИОКАНАЛАМ

Егоров В.В., Мингалёв А.Н.

ОАО «Российский институт мощного радиостроения»

На сегодняшний день для передачи данных широко используются КВ радиоканалы, так как они позволяют обеспечивать информационный обмен с высокой скоростью и достоверностью на больших расстояниях, используя передатчики сравнительно небольшой мощности. Среди модемов, используемых в данном диапазоне можно выделить две больших подгруппы: параллельные и последовательные. Параллельные модемы позволяют передавать данные с большей информационной скоростью, чем последовательные, но обладают гораздо более высокой чувствительностью к доплеровскому сдвигу частоты, возникающему, в частности, при движении одного из абонентов на высокой скорости. Кроме того, использование параллельных модемов приводит к неэффективному использованию мощности передатчика из-за явления пик-фактора. Последовательные модемы наиболее широкое распространение получили в авиационных системах КВ радиосвязи. В данной работе речь пойдет о принципах построения последовательных модемов.

В КВ радиоканале сигнал распространяется посредством отражения от различных слоев ионосферы. Таким образом, на входе приемника наблюдается сигнал, представляющий собой линейную сумму лучей, пришедших с различными запаздыванием, амплитудой и фазой. Данное явление получило название межсимвольной интерференции (МСИ), которая приводит к существенному снижению достоверности. С целью повышения достоверности принимаемой информации необходимо использовать корректирующие фильтры. При этом передаточная функция этих фильтров должна с точностью до постоянной представлять собой обратную передаточную функцию канала связи. Синтез корректирующего фильтра должен осуществляться с определенной периодичностью, поскольку КВ радиоканал не является стационарным и фильтру необходимо адаптироваться к изменяющимся условиям распространения сигнала. Интервалы между подстройками фильтра следует выбирать такими, чтобы изменение характеристик радиоканала было незначительным. На этих интервалах КВ радиоканал можно считать линейной стационарной системой. Процесс передачи сообщений будет представлять собой последовательность чередующихся циклов передачи тестовых последовательностей, используемых для настройки коэффициентов корректирующего фильтра, и информационных пакетов.

Вместе с тем, при построении реальных систем КВ радиосвязи с адаптивной коррекцией сигналов возникает ряд проблем, без решения которых передача сообщений невозможна. Такими задачами являются обнаружение вызываемого сигнала, подстройка частоты, установление тактовой и цикловой синхронизации, синтез корректирующего фильтра и т.д.

Вызывной сигнал состоит, как правило, из меандра, служащего для обнаружения, нескольких тестовых последовательностей, служащих для установления тактовой и цикловой синхронизации, блока, содержащего служебную информацию. Информационный блок состоит из совокупности сегментов. Каждый из сегментов содержит обучающую последовательность, служащую для синтеза корректирующего фильтра, и последовательность информационных символов.

Вызывной сигнал можно обнаружить с помощью свертки образца меандра некоторой длины с сигналом, пришедшим из канала связи. Решение об обнаружении принимается в случае превышения определенного порога значениями на выходе согласованного фильтра. Увеличение длины образца меандра (импульсной характеристики согласованного фильтра) связано с линейным увеличением объема вычислений, поэтому для вычисления отсчетов сигнала на выходе согласованного фильтра предлагается использовать рекурсивную реализацию фильтра с конечной импульсной характеристикой, что позволяет существенно снизить объем вычислений и решить проблему определения частотного смещения. Частота пришедшего сигнала может оказаться сдвинутой относительно заданной несущей частоты на некоторую величину, например, из-за эффекта Доплера. В этом случае вызывной сигнал может быть пропущен при осуществлении поиска только на заданной несущей. Для решения этой проблемы предлагается разбить на поддиапазоны весь предполагаемый диапазон рассеяния по частоте. В таком случае поиск будет одновременно осуществляться на центральных частотах всех поддиапазонов. При обнаружении сигнала в каком-либо из поддиапазонов необходимо осуществить более точную подстройку частоты. Для этого можно использовать любой из алгоритмов поиска экстремума функции на ограниченном отрезке. Обычно автоматическая подстройка частоты осуществляется путем переноса принятого сигнала на вычисленную частотную расстройку и дальнейшая обработка сигнала осуществляется уже на заданной стандартной частоте, а в предлагаемом в данной работе подходе дальнейшая обработка сигнала осуществляется уже на реальной частоте. Тактовая синхронизация устанавливается путем статистической обработки местоположений локальных максимумов на выходе фильтра согласованного с образцом меандра. Поиск тестовой последовательности путем свертки сигнала из канала связи с образцом тестовой последовательности, сгенерированной на установленной частоте. В качестве тестовой последовательности удобно использовать псевдослучайную последовательность, так как ее

автокорреляционная функция имеет четкий пик при нулевом сдвиге и близка к нулю при других значениях сдвига, а спектр тестового сигнала близок к постоянному в полосе частот, занимаемой сигналом. Местоположение тестовой последовательности, осуществляется путем определения максимума выходных значений согласованного фильтра. После обработки принятого сигнала корректирующим фильтром, построенным по обнаруженной тестовой последовательности, осуществляется демодуляция принятого сигнала в окрестностях этой последовательности с целью определения местоположения другой тестовой последовательности. Таким образом устанавливается цикловая синхронизация.

Затем решается задача построения корректирующих фильтров для демодуляции информационных символов. Корректирующие фильтры могут быть реализованы как в рекурсивной, так и в нерекурсивной форме. Нерекурсивный адаптивный фильтр представляет собой фильтр с изменяющимися во времени параметрами. Он действует по принципу оценивания статистических параметров поступающего сигнала и подстройки собственных коэффициентов таким образом, чтобы минимизировать некоторую целевую функцию. На практике часто возникают ситуации, когда нерекурсивная природа адаптивного фильтра приводит к большому объему 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. Наличие обратной связи делает проблематичной устойчивость фильтра и может отрицательно сказаться на времени сходимости алгоритма и общей чувствительности фильтра. При этом главным препятствием широкому использованию адаптивных фильтров БИХ-типа является отсутствие эффективных и несложных алгоритмов для определения коэффициентов фильтра.

Обратная связь позволяет фильтру очень низкого порядка иметь растянутую импульсную характеристику и резкий спад частотной характеристики. Однако с точки зрения адаптации относительно обратной связи можно сделать несколько дополнительных замечаний. Ядро фильтра БИХ-типа не является устойчивым при произвольном выборе коэффициентов. Нельзя с уверенностью гарантировать устойчивость ядра фильтра в ходе расчета адаптивного алгоритма. Обратная связь делает функции, в частности градиент, существенно более сложными, чем в случае фильтра КИХ-типа.

Простейшим нелинейным компенсатором, пригодным для каналов с сильными искажениями является компенсатор, в котором подавление интерференции от уже демодулированных символов осуществляется с помощью решающей обратной связи.

Скорректированный сигнал представляет собой сумму выходных сигналов прямой и обратной цепей компенсатора. Прямая цепь аналогична линейному компенсатору. Решения, вынесенные при оценке скорректированного сигнала, подаются в цепь обратной связи через второй адаптивный фильтр. Основной принцип состоит в том, что если значения демодулированных символов известны (прошлые решения предполагаются верными), то создаваемая этими символами МСИ может быть полностью подавлена путём вычитания (с одновременным взвешиванием) значений прошлых символов из выходного сигнала компенсатора. Весами служат отсчеты, взятые на хвосте импульсной характеристики системы, включая канал и прямую цепь компенсатора.

В процессе адаптации вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра корректируется таким образом, чтобы выходной сигнал имел наилучшее приближение к полезному отклику. Для этого выходной сигнал сравнивается с обучающим сигналом, формируется сигнал ошибки и затем корректируется или оптимизируется вектор весовых коэффициентов, минимизирующий сигнал ошибки. В большинстве случаев процесс адаптации направлен на минимизацию среднеквадратического значения или средней мощности сигнала ошибки. Вместе с тем, среднеквадратичное значение ошибки неоднозначно связано с достоверностью приема символов, и сравнение нескольких методов коррекции по этому критерию не позволяет однозначно сделать вывод в пользу какого-либо из них.

На сегодняшний день известно достаточно большое число алгоритмов построения корректирующих фильтров. Каждый из этих алгоритмов является наилучшим в определенных условиях. Следовательно, имеет смысл в каждый конкретный момент времени использовать фильтр, наиболее подходящий к текущим условиям. Заранее выбрать алгоритм синтеза корректирующего фильтра оптимального в априорно неизвестной сигнально-помеховой обстановке не представляется возможным. Классификация сигнально-помеховой обстановки с целью выбора алгоритма корректирующего фильтра может быть решена методами теории распознавания образов, но при этом возникают проблемы синтеза решающих функций. А так как эти решающие функции в любом случае оказались бы очень ресурсоемкими и, при добавлении нового алгоритма коррекции в созданную систему, проблему синтеза пришлось бы решать заново, то представляется более реалистичным подход, заключающийся в построении каждого из корректирующих фильтров. Критерием выбора фильтра могут служить результаты демодуляции известных символов (настроечных последовательностей), проведенной после обработки сигнала с помощью различных фильтров. Настроечные последовательности передаются в режиме однократной фазовой манипуляции (ФМ), а последующий информационный блок в рамках международных стандартов авиационной КВ радиосвязи может передаваться в режимах 1-, 2- и 3-х кратной ФМ. Поскольку результаты демодуляции настроечной последовательности могут совпа-

дать для нескольких видов фильтров, но при последующей демодуляции информационного сигнала в режимах 2-х и 3-х кратной ФМ, эти фильтры могут обладать различной способностью к восстановлению исходного сигнала, возникает необходимость в выработке дополнительного критерия. Представляется целесообразным проводить демодуляцию настроенной последовательности в режиме 2-х и 3-х кратной ФМ. Для этого передаваемые символы 0 и 1 представляются как 00 и 11 для 2-х кратной ФМ, или 000 и 111 для 3-х кратной ФМ, и определяется количество ошибок демодуляции для различных корректирующих фильтров. Подобная замена обоснована, поскольку в международных авиационных стандартах КВ радиосвязи используется код Грея. Таким образом, в каждый текущий момент времени можно использовать наиболее оптимальный фильтр. Использование такого подхода значительно увеличивает количество вычислительных затрат, но современные средства ЦОС обладают достаточным быстродействием.

Результаты трассовых испытаний при демонстрации комплекса «ПИРС» на II международном военноморском салоне в июне-июле 2005 г. на трассе Санкт-Петербург – Луга показали, что в условиях ярко выраженной многолучевости (не менее трех лучей с близкой амплитудой и расстоянием между лучами 3-4 мс) при скорости манипуляции 1800 символов в секунду, описанные выше алгоритмы, реализованные на сигнальных процессорах TMS320C32, позволяют обеспечить установление связи с вероятностью не менее 0,98 и вероятность безошибочного приема, близкую к потенциально возможной.

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. Голяницкий И.А. «Математические модели и методы в радиосвязи». М.: Эко-трендз 2005 г.
4. Егоров В.В., Мингалёв А.Н. «Последовательные КВ модемы с адаптивной коррекцией». Доклады 7-й международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 2005 г.

COMMUNICATION ESTABLISHMENT AND CORRECTION FILTER CHOICE FOR SERIAL MESSAGING OVER SW RADIO LINKS

Egorov V., Mingalev A.

«Russian Institute for Power Radiobuilding» Joint-Stock Company

The square signal included in ringing signal is used for signal detection in aviation communication systems, in compliance with ARINC 635 standard. The ringing signal can be detected by means of convolution of square signal sample of some length with a signal arrived from link. The detection decision is made if the matched filter output values exceed a certain threshold. The square signal sample length increase is associated with the linear growth of computation capacity, so the recursive filter implementation with finite-duration impulse response is suggested to be used. The arrived signal frequency can be found shifted relative to specified carrier frequency by some value because of Doppler effect. In such case, the ringing signal can be missed (skipped) at search realizing only at specified frequency. To solve this problem, all assumed frequency scattering band is suggested to be divided into sub-bands. In such case, the search will be simultaneously realized at center frequencies of all sub-bands. When the signal is detected within some sub-bande, then the more fine frequency tuning is to be made. Any algorithm used for function extremum search over finite section (portion) can be used for this purpose. The automatic frequency re-tuning is usually made by means of carry of received signal to calculated frequency detuning and the subsequent signal processing is then realized at standard-specified frequency, but in the approach suggested in this paper the subsequent signal processing is made at real frequency.

After signal detection and clock and frame synchronization setting-up, the problem can arise as concerns the adaptive correction filter construction. In the process of adaptation, the adaptive filter weight vector is corrected so that the output signal has the best approximation to useful response. For that, the output signal is compared to learning signal, the error signal is generated and then the weight vector is corrected and optimized to minimize the error signal. In most cases, the adaptation process is directed at minimization of root-mean-square value or error signal average power. At the same time, the error root-mean-square value is ambiguously associated to signal reception validity, and the comparison of several correction methods by this criterion does not permit to come to a conclusion in favor of some method of them.

Today, a great enough number of correction filter construction algorithms are known. Each of these algorithms is the best for certain conditions. Therefore, there is a sense to use the most suitable filter for current conditions at each specific time instant. It is not seemed to be possible to choose in advance the correction filter synthesis algorithm that would be optimum for a priori unknown signal-and-noise condition. The possible criteria to choose the most optimum filter for current signal propagation conditions are considered in this paper.