

## МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ АКТИВНЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

Сурнин А.Л.

Научный руководитель – канд. техн. наук Тяпкин В. Н.

*Сибирский федеральный университет*

На сегодняшний день опыт использования спутниковых систем связи показал их высокую эффективность. Спутниковая связь всё больше распространяется в мире для передачи данных как при использовании в мирное время, так и при ведении боевых действий. Их активное развитие объясняется рядом преимуществ по сравнению с другими видами связи, главным из которых является возможность применения в труднодоступных районах, где другие виды связи и передачи данных невозможны. Все это приводит к необходимости защиты приемников потребителей от воздействия естественных и преднамеренных помех.

Основные методы защиты от радиопомех были разработаны еще в середине XX в. Практическое применение различных методов помехозащиты определяется техническими возможностями их реализации. Наиболее широко они используются и развиваются в специальных и военных системах связи, однако все чаще и чаще операторы гражданских систем связи вынуждены также прибегать к защите от радиопомех. Радиоэлектронная обстановка усложняется, но одновременно стремительно развивается и радиоэлектроника. Это позволяет реализовывать технически сложные, но весьма эффективные системы помехозащиты.

Цель работы – повышение эффективности адаптивной фильтрации сигналов на фоне источников узкополосных помех в системах спутниковой связи.

Большинство методов подавления узкополосных помех с помощью адаптивных цифровых фильтров основаны на идее предсказания. Учитывая, что интервал корреляции полезного широкополосного сигнала много меньше интервала корреляции узкополосных помех, можно подобрать такую частоту отсчетов входного процесса, при которой выборки сигнала будут слабо коррелированы, а выборки узкополосных помех – сильно коррелированы. Это позволяет, используя адаптивный цифровой фильтр, предсказать последующие значения узкополосных помех. После вычитания предсказанного значения помехи из входного процесса, помеха компенсируется, а смесь сигнала с шумом подается на вход согласованного фильтра.

Пусть на вход приемного устройства поступает аддитивная смесь полезного шумоподобного сигнала  $S(t)$ , узкополосных помех  $J(t)$  и белого гауссовского шума  $n(t)$ :  $x(t) = S(t) + J(t) + n(t)$ .

Процессы  $S(t)$ ,  $J(t)$ ,  $n(t)$  предполагаются независимыми в совокупности. Обосновать применение предсказывающего адаптивного фильтра для подавления узкополосных помех можно следующим образом. Так как полезный сигнал и белый гауссовский шум являются широкополосными, то их отсчеты слабо коррелированы, и предсказать текущее значение по прошлым отсчетам довольно сложно. С другой стороны, узкополосные помехи сильно коррелированы и оценка текущего значения узкополосных помех по прошлым значениям получается довольно точной. Таким образом, можно найти прогнозируемое значение узкополосных помех на каждый момент времени, а затем вычесть его из принимаемого сигнала. В результате вычитания остаются только полезный сигнал и белый гауссовский шум. Такой же подход возможен и при интерполировании

узкополосных помех с помощью двусторонних трансверсальных фильтров. Однако в данном случае оценка помех базируется как на прошлых, так и на будущих (относительно центрального отвода фильтра) значениях, т. е. осуществляется с некоторой задержкой. Выбирая отсчеты входного процесса с удвоенной скоростью следования элементарных импульсов шумоподобных сигналов (ШПС), сигнал на входе адаптивного фильтра можно представить как  $x(k) = S(k) + J(k) + n(k)$ ,  $k = 1, 2, \dots$

Тогда, используя свойства сильной коррелированности отсчетов узкополосных помех и слабую коррелированность отсчетов полезного сигнала и белого шума, можно получить оценку  $J(k)$  по прошлым значениям входного процесса  $x(k-1), x(k-2), \dots, x(k-M)$ :

$$\hat{J}(k) = \sum_{i=1}^M a_i x(k-i), \quad (1)$$

где  $\{a_i\}$  – коэффициенты предсказывающего фильтра.

Заметим, что отсчеты сигнала  $S(k)$  не коррелируют с  $x(k-m)$  только для  $m < L$ , где  $L$  – длина периода псевдослучайной последовательности. Это свойство ШПС накладывает ограничение на порядок фильтра  $M < L$ .

Коэффициенты  $a_i$  в (1) выбирают из условия минимума среднего квадрата ошибки прогноза в каждый момент времени:

$$e_M^2 = E\{x(k) - \hat{J}(k)\}^2 = E\{x(k) - \sum_{i=1}^M a_i x(k-i)\}^2. \quad (2)$$

При реализации моделирования будем оценивать работоспособность адаптации рекуррентного алгоритма наименьших квадратов для фильтров решетчатых структур. Рекуррентный алгоритм для фильтров решетчатой структуры можно получить преобразованием рекуррентного алгоритма наименьших квадратов для нерекурсивного цифрового фильтра (КИХ-фильтра). Такой алгоритм также дает точное решение по методу наименьших квадратов, но выраженное через коэффициенты отражения, а не через весовые коэффициенты предсказывающего фильтра. Рекуррентный алгоритм наименьших квадратов для фильтров решетчатой структуры требует больше арифметических операций, чем градиентный алгоритм. Однако решетчатые алгоритмы обладают более высокой устойчивостью, что может оказаться полезным при их аппаратурной реализации. Характеристики решетчатых алгоритмов менее чувствительны к шумам округления и ошибкам квантования, чем у градиентного алгоритма.

Как уже было изложено выше, возможность применения адаптивного фильтра основывается на том, что отсчеты широкополосного (шумоподобного) сигнала слабо коррелируют между собой, в то время как узкополосная помеха, напротив, является сильно коррелированной. На рис. 1 представлен шумоподобный сигнал.

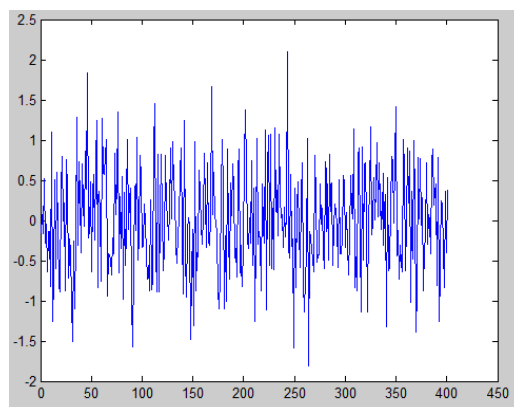


Рис. 1. Широкополосный сигнал

На рис. 2–3 соответственно представлены автокорреляционные функции широкополосного сигнала и узкополосной помехи. Узкополосная помеха представляет собой синусоидальный сигнал. Из графиков видно, что помеха, в отличие от сигнала, действительно является сильно коррелированной, что и позволяет получить довольно точную ее оценку по предыдущим значениям, а следовательно, применить адаптивную фильтрацию.

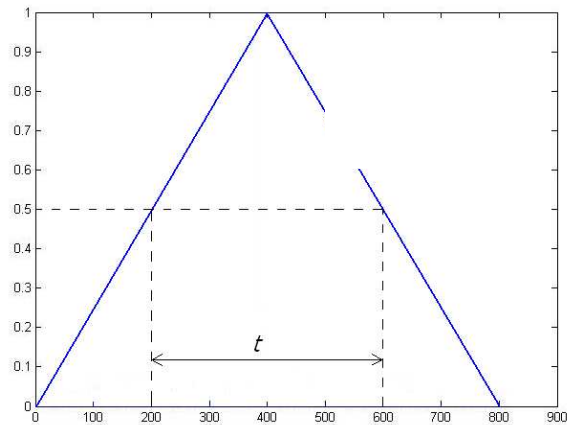


Рис. 2. Автокорреляционная функция узкополосной помехи

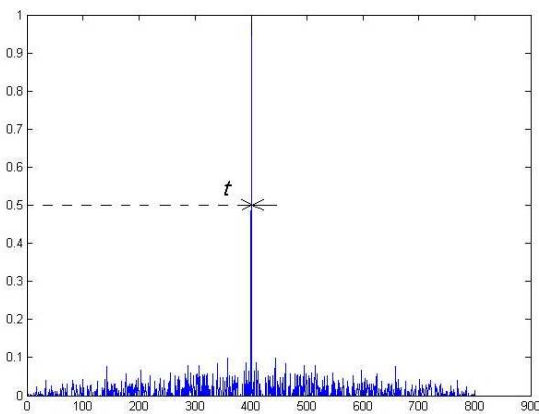


Рис. 3. Автокорреляционная функция широкополосного сигнала

На вход фильтра будем подавать аддитивную смесь широкополосного сигнала, представленного на рис. 1 и узкополосной помехи в виде синусоиды.

При моделировании для удобства будем использовать нормированных частоты. Нормирование происходит относительно частоты дискретизации фильтра. На рис. 4 приведен энергетический спектр входного процесса относительно нормированной частоты.

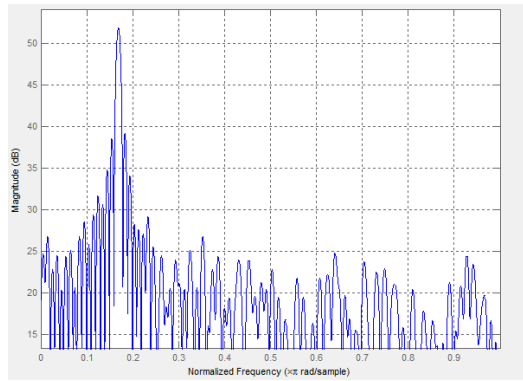


Рис. 4. Энергетический спектр входного процесса

На рис. 5 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) решетчатого фильтра при подаче на него вышеуказанного сигнала. Рисунок 6 демонстрирует энергетический спектр выходного сигнала, из которого ясно видно, что узкополосная помеха подавлена полностью.

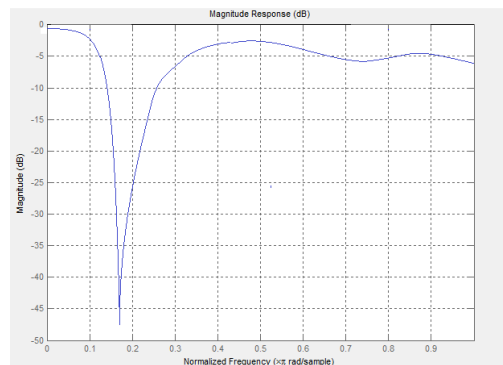


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика фильтра

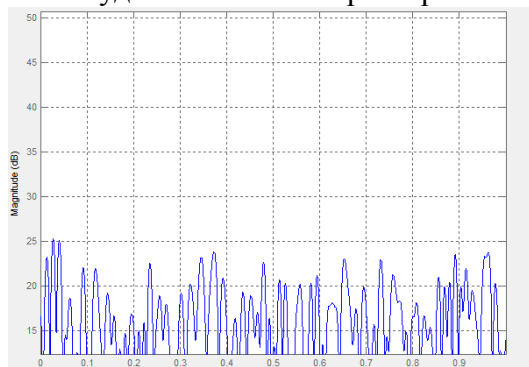


Рис. 6. Энергетический спектр выходного сигнала

Кроме того, были рассмотрены ситуации, когда на широкополосный сигнал воздействует узкополосная помеха в виде суммы двух синусоид с нормированными частотами  $f_1 = 0.5$  и  $f_2 = 0.85$  и случай воздействия на широкополосный сигнал узкополосной аддитивной помехи, имеющей три составляющих на нормированных частотах  $f_1 = 0.17$ ,  $f_2 = 0.33$  и  $f_3 = 0.68$ . Адаптируясь к новой помеховой ситуации, фильтр образует 2 провала (по числу действующих узкополосных помех) и 3 провала соответственно.