

РЕАЛИЗАЦИЯ БЫСТРЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Кириллов С.Н., Дронов А.Н., Корниенко А.В., Хахулин С.С.

Рязанская государственная радиотехническая академия
e-mail: snk@rinfotels.ru

В устройствах обработки радиолокационных сигналов важную роль играет согласованная фильтрация (СФ), которая может быть произведена в любом ортогональном базисе, в том числе и вейвлетном[1]. В базисе вейвлет-функций спектр зависит от момента прихода сигнала, поскольку информация о времени существования тех или иных компонент спектра не теряется, в отличие от спектра Фурье. Таким образом, можно по спектру в вейвлет-базисе определить как момент прихода сигнала, так и его доплеровский сдвиг частоты. Алгоритм СФ в вейвлет-базисе функций Добеши-1, по аналогии с алгоритмом в базисе Фурье выглядит следующим образом:

$$y_{i,j} = \sum_{k=1}^N S'_w(k) S_w^{i,j}(k), \quad (1)$$

где $S'_w(k)$ - спектр в вейвлет-базисе сигнала, $S_w^{i,j}(k)$ - коэффициенты ВПР сигнала, сдвинутого на i отсчетов по времени и j дискретов по доплеровскому сдвигу.

Поскольку в вейвлет-базисе все коэффициенты действительные числа, то не требуется выполнять операцию комплексного сопряжения, в результате перемножения также будут получаться действительные числа.

Структурная схема алгоритма СФ представлена на рис.1, где БВПР – блок вейвлетно-пакетного разложения, ВУМ – векторный умножитель. Количество необходимых для реализации алгоритма каналов по времени ограничивается количеством отсчетов входного сигнала, так как спектр сигнала, смещенного на свою длину, с точностью до отсчета совпадает со спектром несмещенного сигнала. Следовательно, алгоритм обеспечивает дискретизацию по времени равную длительности периода дискретизации.

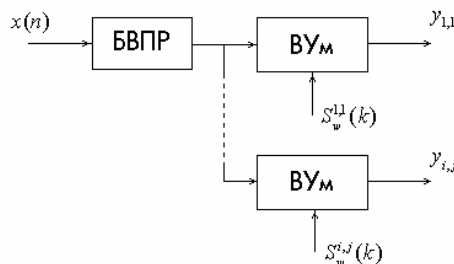


Рис.1. Структурная схема алгоритма согласованной фильтрации в вейвлет-базисе

Исследования автокорреляционной функции (АКФ) на выходе одного согласованного фильтра при задержках сигнала кратных 2^{Np} , где Np - номер уровня разложения, показали, что задержка сигнала на 2^{Np} отсчетов на входе блока ВПР, эквивалентна задержке коэффициентов разложения на один отсчет. Таким образом, можно уменьшить в 2^{Np} количество каналов обработки по задержке, а соответственно и количество вычислительных операций, что невозможно в случае преобразования Фурье.

Аппарат ВПР предоставляет возможность ослабления влияния узкополосных и структурных помех при одновременном уменьшении вычислительных затрат за счет предварительного синтеза фазоманипулированного (ФМн) сигнала[2,3]. На основе анализа помеховой обстановки определяются ветви разложения, в которых энергия помех минимальна, и затем производится синтез кодовой последовательности ФМн сигнала таким образом, чтобы его энергия была локализована в данных ветвях. При этом, не уменьшается точность выполнения СФ и никак не изменяются характеристики согласованного фильтра в отношении белого гауссовского шума.

Проведены исследования зависимостей коэффициентов подавления структурной $K_{сн}$ и узкополосной $K_{уп}$ помех от порядка p используемого вейвлета Добеши при различных случайных реализациях узкополосных и структурных помех. При этом частота узкополосной помехи задавалась случайным образом в полосе частот сигнала, также случайным образом генерировалась кодовая последовательность структурной помехи. Показано что такая обработка обеспечивает подавление узкополосных помех не менее, чем на 20 дБ, а структурных на 38 дБ при $p=1$.

Возможна реализация алгоритма корреляционной обработки (КО) на основе банка фильтров, при использовании фильтров на основе дополнительных последовательностей. Каждый получившийся в результате преобразования сигнал $Y_i(z)$ несет в себе информацию о спектральной составляющей исходного сигнала $X(n)$ при некотором пространственном (временном) масштабе.

Преобразование в одной ветви можно записать в следующем виде:

$$Y_i(z) = H_i(z^N)X(z^N), \quad (2)$$

где $H_i(z^N)$ - передаточная характеристика i -ой ветви преобразования.

Так как передаточная характеристика однозначно связана преобразованием Фурье с импульсной характеристикой фильтра, то рассматриваемая задача заключается в выборе импульсных характеристик фильтров исходя из требований улучшения корреляционных свойств используемого сигнала на выходе устройства обработки на основе банка фильтров по сравнению с аналогичным устройством на основе ВПР.

Рассмотрим возможность использования в качестве импульсных характеристик фильтров дополнительных последовательностей длительностью $N_a = 8$. Последовательности $\{a_n\}$ и $\{\tilde{a}_n\}$ называются дополнительными [4], если

$$R_\mu + \tilde{R}_\mu = \begin{cases} 2n & \text{при } \mu = 0 \\ 0 & \text{при } \mu = \pm 1, \dots, \pm(N_a - 1), \end{cases} \quad (3)$$

$$R_\mu = \frac{1}{N_a} \sum_{n=\mu+1}^{N_\phi} a_n a_{n-\mu}; \quad \tilde{R}_\mu = \frac{1}{N_a} \sum_{n=\mu+1}^{N_\phi} \tilde{a}_n \tilde{a}_{n-\mu}. \quad (4)$$

При заданном N_a можно построить несколько различных пар дополнительных последовательностей комбинируя положения символов. Известны два правила образования композиций правило чередования и правило присоединения [4]. Если заданы две последовательности $\{a_n\} = a_1, \dots, a_n, \dots, a_k$ и $\{\tilde{a}_n\} = \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n, \dots, \tilde{a}_k$, то последовательность $\{a_n : \tilde{a}_n\} = a_1, \tilde{a}_1, \dots, a_n, \tilde{a}_n, \dots, a_k, \tilde{a}_k$, в которой символы одной исходной последовательности чередуются с символами другой, называется составленной по правилу чередования, а последовательность $\{a_n \tilde{a}_n\} = a_1, \dots, a_n, \dots, a_k, \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n, \dots, \tilde{a}_k$, в которой за символами одной исходной последовательности следуют символы другой, называется составленной по правилу присоединения.

Частным случаем дополнительных последовательностей образованных по правилу присоединения, при $N_a = 8$, являются коды Велти.

Исследования помехоустойчивости предложенного алгоритма обработки ФМн сигналов на основе банка фильтров Велти к действию узкополосных помех показали возможность подавления узкополосной помехи на 6-10 дБ, что в 2 раза хуже, чем аналогичное устройство на основе блока ВПР. Анализ коэффициента подавления структурной помехи, полученный на основе 1000 опытов для последовательностей длительностью $M = 56$ в среднем составляли -16 дБ. При этом максимальный уровень боковых лепестков, составляет -17дБ, при обработке сигнала без потерь, что на 12 дБ меньше, чем при обработке на основе ВПР. Так как некоторые импульсные характеристики фильтров на основе кодов Велти являются взаимноинверсными, следовательно имеют одинаковые амплитудно-частотные характеристики, что позволяют делить помехи по структуре всего на два класса. Избавиться от этого недостатка можно следующим образом необходимо выбрать две пары взаимодополняющих фильтров на основе кодов Велти и добавить к ним две пары взаимодополняющих фильтров на основе кодов, полученных методом чередования.

Показано, что реализация алгоритмов КО с использованием искусственных нейронных сетей (ИНС) позволяет повысить быстродействие за счет распараллеливания вычислений, усилить устойчивость к мешающим факторам и придать алгоритмам ряд других полезных свойств. Наличие данных преимуществ определяет актуальность разработки и исследования нейросетевых алгоритмов КО.

Рассмотрена реализация алгоритма ВПР на основе ИНС двумя различными способами. Первый вариант основан на использовании параллельных цифровых вейвлетных фильтров, что позволяет при соответствующем обучении ИНС ослабить влияние помех при существенном увеличении быстродействия алгоритма. Показано, что реализация ВПР не обеспечивает полного соответствия результатов на основе ИНС. Платой за увеличение точности преобразования является усложнение структуры ИНС, реализующих

функций ВПР. Так, например, реализация квадратурных зеркальных фильтров Хаара на однослойных ИНС с биполярными сигмоидальными активационными функциями (АФ) обеспечивает среднеквадратическую ошибку порядка 5%, а усложнение до двухслойных сетей позволяет снизить ошибку до 0,1-0,3%.

Другой вариант реализации ВПР базируется на применении неполносвязных многослойных ИНС, топология которых получена на основе структуры известного алгоритма ВПР. Данный нейросетевой алгоритм ВПР позволяет обеспечить выполнение преобразования без ошибок, в случае использования линейных АФ. Однако для ослабления влияния помех необходимо использование биполярных сигмоидальных АФ, вносящих нелинейность в преобразование, что несколько снижает точность. Кроме того, веса синаптических связей в ИНС нейросетевого алгоритма ВПР на основе линейных АФ могут быть получены без проведения операции обучения, так как структура алгоритма определяется топологией ИНС, а синаптические связи иницируются соответствующими значениями вейвлетных фильтров.

Таким образом показана возможность реализации алгоритмов КО сложных сигналов на основе ВПР и банка фильтров. Доказано, что алгоритмы КО на основе ВПР более помехоустойчивы, но сигнал на выходе обладает высоким уровнем боковых выбросов сравнению с алгоритмами обработки на основе банка фильтров. Предложена реализация алгоритмов КО на основе ИНС, что обеспечивает повышение скорости вычислений. Внесение же некоторой избыточности или незначительное усложнение структуры ИНС позволяет придать разрабатываемым алгоритмам устойчивость к различным дестабилизирующим факторам.

Литература

1. Кириллов С.Н., Корниенко А.В., Дронов А.Н. Помехоустойчивый алгоритм обработки предварительно синтезированных фазоманипулированных сигналов в вейвлетно-пакетном базисе// Тез. докл. 6-ой МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применения». М.2004. С. 62-63.
2. Кириллов С.Н., Бакке А.В. Многокритериальный синтез фазоманипулированных сигналов // Радиотехника. 1997. № 2. С. 21-24.
3. Кириллов С.Н., Бакке А.В., Бодров О.А. Синтез и обработка фазоманипулированных сигналов в многофункциональных метеонавигационных радиолокационных станциях // Конверсия. 1996. №10. С. 71-73.
4. Варакин Л.Е.. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь. 1985. 384с.

