

УДК 621.372

МЕТОДЫ СИНТЕЗА УЗКОПОЛОСНОГО АДАПТИВНОГО КИХ-ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ

Витязев В.В., Витязев С.В.

Введение

Методы и алгоритмы цифровой адаптивной фильтрации являются эффективным инструментом решения многих проблем в области современных телекоммуникаций, в значительной степени ориентированных на цифровые технологии передачи информации по традиционным аналоговым каналам связи как проводным, так и беспроводным. Это – борьба с замираниями и межсимвольной интерференцией, эхо-компенсация и шумоподавление, сжатие и закрытие речи и изображений. При этом, как правило, синтез адаптивного фильтра ведется в классе КИХ-цепей, не имеющих обратных связей (в рабочем режиме, по окончании обучения), а, следовательно, отличающихся абсолютной устойчивостью и стабильностью характеристик. Вместе с тем, с увеличением порядка КИХ-фильтра, который может достигать сотни и тысячи единиц, значительно возрастают вычислительные затраты, память фильтра, требуемая разрядность представления данных, затягивается процесс обучения, ухудшаются качественные показатели работы.

Необходимость значительного повышения порядка адаптивного КИХ-фильтра является следствием того, что моделируемая в процессе обучения динамическая система (например, канал связи) может иметь ярко выраженные перепады функции передачи в частотной области, которые принимают форму глубоких «замираний» или «резонансов» на определенных участках частот. С тем, чтобы максимально близко подстроиться к таким частотным перепадам, требуется соответствующее разрешение по частоте, а это достигается только одним способом – адекватным увеличением длины импульсной характеристики адаптивного фильтра, моделирующего заданную динамическую систему.

Известно [1,2], что в основе современных методов построения систем цифровой частотной селекции сигналов и, в частности, узкополосных КИХ-фильтров, лежит фундаментальная идея использования вторичной дискретизации (децимации) и интерполяции обрабатываемого сигнала с целью многократного уменьшения вычислительных затрат и памяти данных. Многоскоростная обработка сигналов (МОС) получила широкое применение не только для обычной частотной селекции и построения банков фильтров [3-5], но и эффективно используется во всех практических приложениях, там, где возможно «принудительное» понижение и повышение частоты дискретизации. Одной из таких сфер приложений, в первую очередь, стали телекоммуникационные и радиотехнические системы. Сочетание адаптив-

Рассматривается проблема адаптивной фильтрации узкополосных процессов на фоне широкополосного шума. С целью значительной минимизации вычислительных затрат и памяти данных и коэффициентов синтезируемых КИХ-фильтров предлагается использование многоскоростной обработки на основе эффекта децимации обрабатываемого сигнала и импульсной характеристики с последующей их интерполяцией.

ной и многоскоростной обработки сигналов дало новое решение традиционных проблем и стимулировало дальнейшие исследования в этой области. [6-11].

Постановка задачи

Рассматривается задача построения узкополосного адаптивного КИХ-фильтра при следующих исходных условиях моделирования. Обучающий сигнал $s(n)$ - узкополосный случайный процесс, формируемый узкополосной динамической системой (моделируемым фильтром), на вход которой подается дискретный белый шум с нулевым математическим ожиданием и заданным (условно единичным) уровнем дисперсии. Подобный процесс может иметь место, например, при диагностике и идентификации динамических объектов и систем с ярко выраженными «резонирующими» свойствами их частотных характеристик. Предполагается, что на обучающий сигнал $s(n)$ в процессе его формирования и измерения аддитивно накладывается шум $p(n)$, равномерно распределенный во всем диапазоне рабочих частот. Таким образом, используемый для автоматической настройки адаптивного фильтра обучающий сигнал $d(n)$ представляет собой сумму полезной составляющей $s(n)$ и шума $p(n)$:

$$d(n) = s(n) + p(n).$$

Если диапазон рабочих частот обучающего сигнала $d(n)$ значительно превышает эффективную ширину спектральной плотности мощности полезной составляющей $s(n)$, что может быть обусловлено как изменением в широких пределах центральной частоты спектрального положения сигнала $s(n)$, так и широкополосным шумом $p(n)$, то обучающий сигнал $d(n)$ - широкополосный случайный процесс со всеми вытекающими последствиями.

Вынужденное повышение частоты дискретизации обучающего сигнала $d(n)$, значительно превышающей эффективную ширину спектра его полезной составляющей $s(n)$, приводит к многократному увеличению требуемого порядка N моделирующего адаптивного КИХ-фильтра, который, как известно [2], определяется прежде всего отношением частоты дискретизации входного

сигнала к эффективной ширине полосы пропускания. Увеличение порядка адаптивного фильтра – это не только значительный рост вычислительных затрат, особенно на этапе обучения при использовании быстрых алгоритмов адаптации, таких как метод РНК, но и уменьшение скорости и точности настройки [12].

В предлагаемой вашему вниманию работе исследуются методы построения моделирующего адаптивного КИХ-фильтра, в предположении, что моделируемая динамическая система также относится к классу КИХ-цепей, т.е. имеет конечную импульсную характеристику. В более общем случае, моделируемая система может относиться к классу БИХ-цепей, а, следовательно, должна предполагать использование адекватного класса моделирующих фильтров. Вместе с тем, возможно (с точностью до постоянной задержки обучающего сигнала) построить адаптивный КИХ-фильтр, приближающийся по своим избирательным свойствам к моделируемой БИХ-системе, но – это отдельная задача.

Общая структурная схема подключения адаптивного фильтра к идентифицируемой динамической системе представлена на рис.1. Здесь: $x(n)$ - тестирующий сигнал, $y(n)$ - сигнал на выходе адаптивного фильтра (АФ), $\varepsilon(n)$ - ошибка обучения.

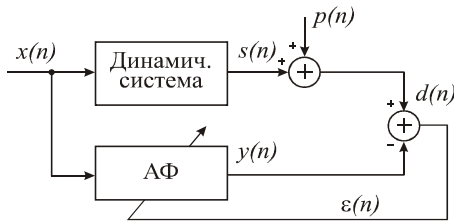


Рис. 1. Схема подключения адаптивного фильтра к идентифицируемой системе.

Поскольку тестирующий сигнал $x(n)$ представляет собой случайный процесс, то и все выходные сигналы: $s(n)$, $d(n)$ и ошибка обучения $\varepsilon(n)$ являются случайными процессами. Поэтому задача фактически заключается в поиске такого оптимального вектора весовых коэффициентов АФ $H_{opt} = \{h_{0opt}, h_{1opt}, h_{2opt}, \dots, h_{N-1opt}\}$, при котором среднеквадратичная ошибка (СКО) обучения $\delta = E[\varepsilon^2(n)]$ достигает минимального значения, т.е.

$$\delta = E[\varepsilon^2(n), H] \rightarrow \min_H$$

Если априорно известны статистические характеристики тестирующего сигнала $x(n)$ такие, как автокорреляционная матрица R и вектор взаимной корреляции P тестирующего $x(n)$ и обучающего $s(n)$ сигналов, то оптимальный вектор весовых коэффициентов для квадратичной рабочей функции принимает вид []:

$$H_{opt} = R^{-1} P$$

Однако, в реальных условиях работы, когда отсутствует подобная информация, как правило, используют градиентные методы поиска оптимального решения, такие как МНК, РНК и БМНК (метод наименьших квадратов, рекурсивный МНК и быстрый МНК на основе прямого и обратного БПФ с адаптацией в частотной области) [13]. Все эти методы хорошо исследованы и дают прекрасные результаты при относительно небольшом порядке N вектора весовых коэффициентов и достаточном отноше-

нии сигнал/шум на выходе идентифицируемой динамической системы. Вместе с тем, увеличение порядка N приводит либо к недопустимо длительному процессу обучения при пропорциональном росте вычислительных затрат (для МНК), либо требует многократного увеличения вычислительных затрат при высокой чувствительности к шумовой составляющей в обучающем сигнале (для РНК). В некотором смысле альтернативой является метод быстрого МНК, позволяющий при больших значениях порядка фильтра N значительно уменьшить объем вычислительных затрат путем использования блочной обработки и перехода к адаптации в частотной области. Но, механизм блочной обработки – это дополнительные затраты памяти данных и свои проблемы с обеспечением необходимой скорости сходимости алгоритма адаптации [13]. Дело в том, что все перечисленные классические методы являются общими и не учитывают специфику узкополосности обучающего сигнала $s(n)$ и соответственно сигнала $y(n)$ на выходе адаптивного фильтра.

Задача заключается в поиске альтернативных методов адаптации узкополосного КИХ-фильтра, минимизирующих ошибку обучения $\varepsilon(n)$ при существенно меньшем объеме вычислительных затрат и при этом достигающих большой скорости адаптации и точности настройки с учетом специфических особенностей узкополосных фильтров. В основе нового эффективного решения проблемы повышения качественных характеристик процесса обучения, и прежде всего многократного уменьшения вычислительных затрат, лежит применение многоскоростной обработки [14].

Метод адаптивной многоскоростной фильтрации узкополосных процессов

Многоскоростная фильтрация предполагает, что в процессе обработки сигнала может использоваться переход на другую частоту дискретизации, понижающую – при децимации, или повышающую – при интерполяции. Децимация и интерполяция являются тем технологическим инструментом, с помощью которого, при прочих равных условиях, удается многократно уменьшить вычислительные и аппаратные затраты на реализацию фильтров частотной селекции, а в случае адаптивной фильтрации обеспечить устойчивую и более точную работу в условиях воздействия шумов при одновременном увеличении скорости сходимости (в зависимости от применяемого в сочетании с многоскоростной обработкой алгоритма адаптации).

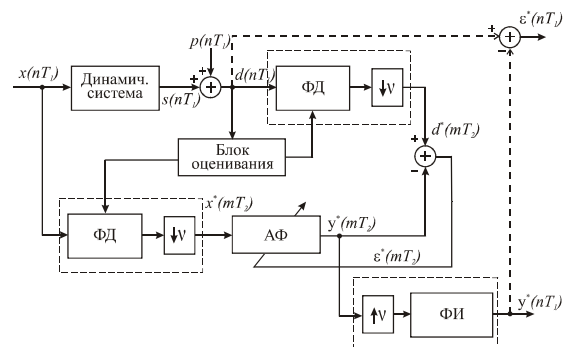


Рис. 2. Схема двухэтапного прямого моделирования динамической системы

На рис. 2 представлена общая структурная схема прямого моделирования динамической системы с использованием узкополосного адаптивного фильтра и МОС с использованием адаптивной многоскоростной фильтрации.

В соответствии с данной схемой, адаптация к «резонирующим» узкополосным участкам спектра обучающего сигнала $d(nT_1)$ с выхода динамической системы выполняется в два этапа. На первом этапе, в режиме адаптации без обратной связи блоком оценивания, на основе цифрового спектрального анализа, производится поиск «резонирующих» участков спектра обучающего сигнала $d(nT_1)$. При их обнаружении блок оценивания настраивает параметры полосового фильтра-дециматора (центральную частоту и полосу пропускания) на соответствующую полосу частот. На втором этапе, в режиме адаптации с обратной связью, после понижения частоты дискретизации выполняется настройка на обучающий сигнал $d^*(mT_2)$. С целью восстановления исходной частоты дискретизации выходного сигнала $y^*(nT_1)$ применяется фильтр-интерполятор. Для окончательной оценки точности применяемого метода адаптации и сравнения с обычными классическими алгоритмами может быть вычислена ошибка обучения $\varepsilon^*(nT_1)$.

Рассматриваемый метод построения адаптивного КИХ-фильтра отличается, прежде всего, значительным уменьшением вычислительных затрат, так как порядок АФ после децимации сигнала на его входе уменьшается в V раз. Кроме того, в V раз уменьшается и требуемая скорость обработки прореженного входного потока данных. Таким образом, приведенные к периоду дискретизации T_1 общие вычислительные затраты уменьшаются в V^2 раз. Не менее важным фактором является значительное повышение соотношения сигнал/шум для обучающего сигнала $d^*(mT_2)$ на выходе фильтра-дециматора, что является следствием его сглаживающих свойств. Известны и другие преимущества эффективного сочетания многоскоростной и адаптивной фильтрации [14]. Вместе с тем, не надо забывать и о недостатках, свойственных фильтрам-дециматорам. Это, прежде всего, появление специфического практически неустраняемого дальнейшей обработкой шума децимации, обусловленного неидеальностью частотной характеристики фильтра в зоне непрозрачности. Во-вторых, это дополнительная задержка, которую вносит всякий КИХ-фильтр (чтобы ее минимизировать, необходимо расширение полосы пропускания фильтра-дециматора, а значит – уменьшение коэффициента децимации V и, как следствие, увеличение всех последующих затрат на адаптацию и фильтрацию). И, наконец, если полоса частот спектра обучающего сигнала $s(nT_1)$ не ограничена его эффективной шириной, то встает вопрос об оптимальном выборе параметров фильтра-дециматора с позиции минимизации СКО, обусловленного не только шумом $p(nT_1)$, но и частичным усечением спектральной плотности мощности полезной составляющей $s(nT_1)$. Поэтому представляется целесообразным в этих условиях исключить из общей схемы дополнительные фильтры-дециматоры и вести процесс адаптации, используя децимацию непосредственно на выходе адаптивного КИХ-фильтра по схеме, приведенной на рис. 3.

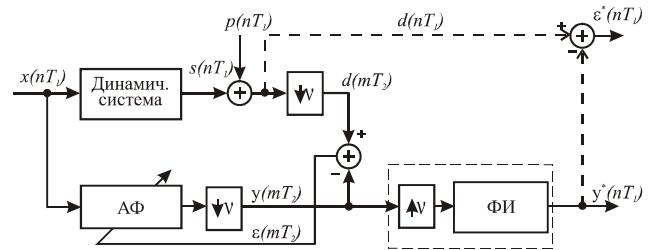


Рис.3. Схема одноэтапного прямого моделирования динамической системы с использованием многоскоростной адаптивной фильтрации.

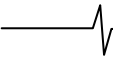
В отличие от схемы двухэтапного моделирования, представленной на рис. 2, схема одноэтапного прямого моделирования динамической системы предполагает, что ошибка обучения $\varepsilon(mT_2)$ вычисляется с периодом $T_2 = VT_1$, т.е. в V раз реже, что потенциально уменьшает приведенные вычислительные затраты в V раз. Кроме того, уменьшается влияние шума $p(nT_1)$ на сам процесс обучения, при условии, что период дискретизации T_2 значительно превышает интервал корреляции его отсчетов. Вместе с тем, с увеличением коэффициента децимации V и, соответственно, периода формирования ошибки обучения $\varepsilon(mT_2)$ может иметь место шум децимации, связанный с потерями высокочастотных составляющих сигнала обучения $s(nT_1)$. Поэтому выбор оптимального значения коэффициента децимации V , минимизирующего суммарную ошибку, является в данном варианте построения адаптивной многоскоростной системы задачей первостепенной важности.

Решение поставленной задачи может быть получено путем моделирования системы и оценки минимально достижимой ошибки обучения при различных значениях коэффициента децимации V в окрестности начального значения, определяемого отношением частоты дискретизации входного тестирующего сигнала $x(nT_1)$ к эффективной ширине спектра сигнала $s(nT_1)$ на выходе динамической системы.

Описанные выше одно- и двухэтапная схемы прямого моделирования динамической системы с использованием многоскоростной адаптивной обработки не лишены одного общего недостатка: роста шума децимации с увеличением коэффициента децимации V и с уменьшением частотной избирательности моделирующей системы за пределами зоны подавления высокочастотных составляющих обучающего сигнала. Представляется целесообразным, как и для цифровых систем частотной селекции [2], рассмотреть альтернативный подход к проектированию узкополосных адаптивных фильтров, использующих вместо многоскоростной обработки децимацию и интерполяцию импульсной характеристики фильтра.

Метод синтеза узкополосного адаптивного фильтра на основе децимации и интерполяции импульсной характеристики

В основе предлагаемого альтернативного подхода лежит идея представления импульсной характеристики адаптивного узкополосного фильтра в виде линейной свертки импульсной характеристики цифрового гребенчатого фильтра (ЦГФ), имеющего периодическую частотную характеристику, и цифрового сглаживающего фильтра (ЦСФ) с относительно короткой реакцией, вы-



деляющего из множества спектральных составляющих на выходе ЦГФ полосу частот обучающего сигнала. На рис. 4 представлен один из вариантов построения структуры узкополосного адаптивного фильтра в форме последовательного соединения двух фильтров: адаптивного гребенчатого фильтра (АГФ) и цифрового сглаживающего фильтра (ЦСФ).

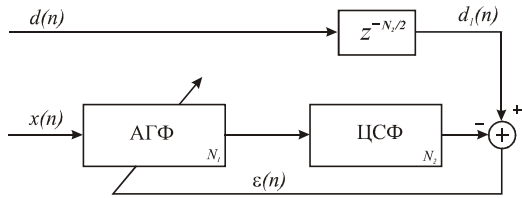


Рис. 4. Вариант построения адаптивного узкополосного фильтра на основе децимации и интерполяции импульсной характеристики

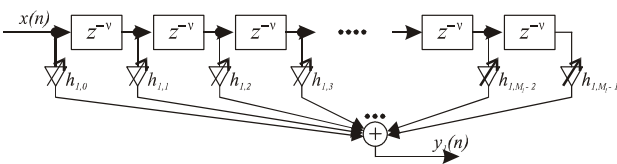


Рис. 5. Прямая форма гребенчатого КИХ-фильтра с перестраиваемыми весовыми коэффициентами.

Адаптация к обучающему сигналу $d(n)$ выполняется в два этапа. На первом этапе обработки используется КИХ-фильтр с прореженной в V раз импульсной характеристикой, реализуемый по структуре, приведенной на рис. 5. Если предположить, что между каждой парой соседних весовых коэффициентов (отсчетов импульсной характеристики) $h_{1,i}, i = 0, M_1 - 1$, равномерно расположены по $v - 1$ нулей, то частотные характеристики подобного фильтра будут носить периодический характер, что и оправдывает его название – гребенчатый фильтр. Отметим, что в силу строгой периодичности частотной характеристики АГФ настройка его параметров в процессе обучения будет осуществляться таким образом, чтобы максимально адаптироваться к мощной узкополосной составляющей (при достаточном соотношении сигнал/шум), оставляя почти без внимания все остальные боковые полосы частот. В частности, если реализуется низкочастотная узкополосная фильтрация, то период дискретизации $T_2 = vT_1$ импульсной характеристики ЦГФ будет значительно превышать интервал корреляции отсчетов всех частотных составляющих обучающего сигнала $d(n)$, лежащих за основной полосой в низкочастотной области. В общем случае частотное положение основной полосы спектра обучающего сигнала может быть неизвестно. Поэтому возникает неопределенность: какую из V частотных составляющих на выходе АГФ должен выделить выходной сглаживающий фильтр? Эту задачу и решает ЦСФ, подавляя все остальные боковые составляющие. Предполагается, что ЦСФ настраивается на заданную полосу частот по результатам предварительного спектрального анализа.

Преимущества предлагаемого метода очевидны и связаны с уменьшением размерности вектора оптимизируемых весовых коэффициентов в число раз, определяемое степенью узкополосности обучающего сигнала по отношению к

полосе рабочих частот. Но, очевидно, и другое – метод эффективно работает только при достаточном отношении сигнал/шум, когда можно пренебречь влиянием на процесс адаптации всех частотных составляющих за полосой частот полезной составляющей обучающего сигнала.

С целью увеличения соотношения сигнал/шум на входе АГФ целесообразно изменить порядок включения фильтров, поставив первым полосовой сглаживающий фильтр, выделяющий по априорной информации (или полученной по результатам предварительного спектрального анализа) основную полосу частот обучающего сигнала и подавляющее все мешающие частотные составляющие (аналогично дециматору на входе последующего адаптивного фильтра, см. рис. 2).

На рис. 6 представлена схема двухэтапного прямого моделирования динамической системы с использованием децимации импульсной характеристики адаптивного фильтра. Блок оценивания настраивает ЦСФ на заданную полосу частот обучения, а АГФ выполняет основную функцию – адаптацию к обучающему сигналу в выделенной полосе частот.

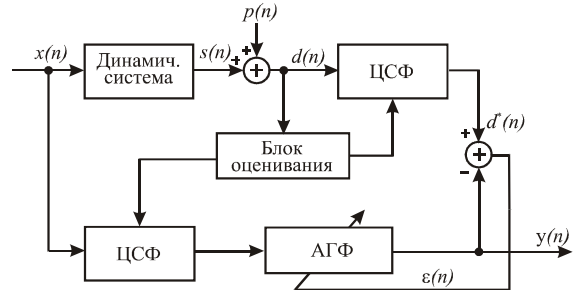


Рис. 6. Схема двухэтапного прямого моделирования динамической системы с использованием адаптивного гребенчатого фильтра.

Моделирование адаптивного узкополосного КИХ-фильтра

Моделирование процесса обучения с применением децимации импульсной характеристики адаптивного фильтра проводилось при следующих исходных условиях. Моделируемая динамическая система – КИХ-фильтр заданного порядка N ($N = 256$). Функция передачи (АЧХ) моделируемой системы носит узкополосный «резонирующий» характер в произвольно заданной полосе частот (приблизительно, от 270 кГц до 300 кГц при частоте дискретизации 1 МГц) и однозначно определяется M ($M = 8$) дискретными отсчетами, равномерно распределенными с шагом по частоте $\Delta\omega = 2\pi / N$ (вне указанной полосы частот соответствующие отсчеты принимают нулевое значение). Фазочастотная характеристика считается линейной.

На вход моделируемой динамической системы и моделирующего адаптивного фильтра подается случайный сигнал $x(n)$, представляющий собой дискретный белый шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, принимающей условно единичное значение. К полезному сигналу $s(n)$ на выходе моделируемой системы аддитивно добавляется шум $p(n)$ – дискретный белый с нулевым математическим ожиданием и дисперсией от 0,001 до 0,1 в относительных единицах.

Для моделирования работы адаптивного КИХ-фильтра использовался метод МНК. Коэффициент децимации импульсной характеристики $v = 1..16$. Результаты моделирования для случая $v = 8$ представлены на рис. 7.

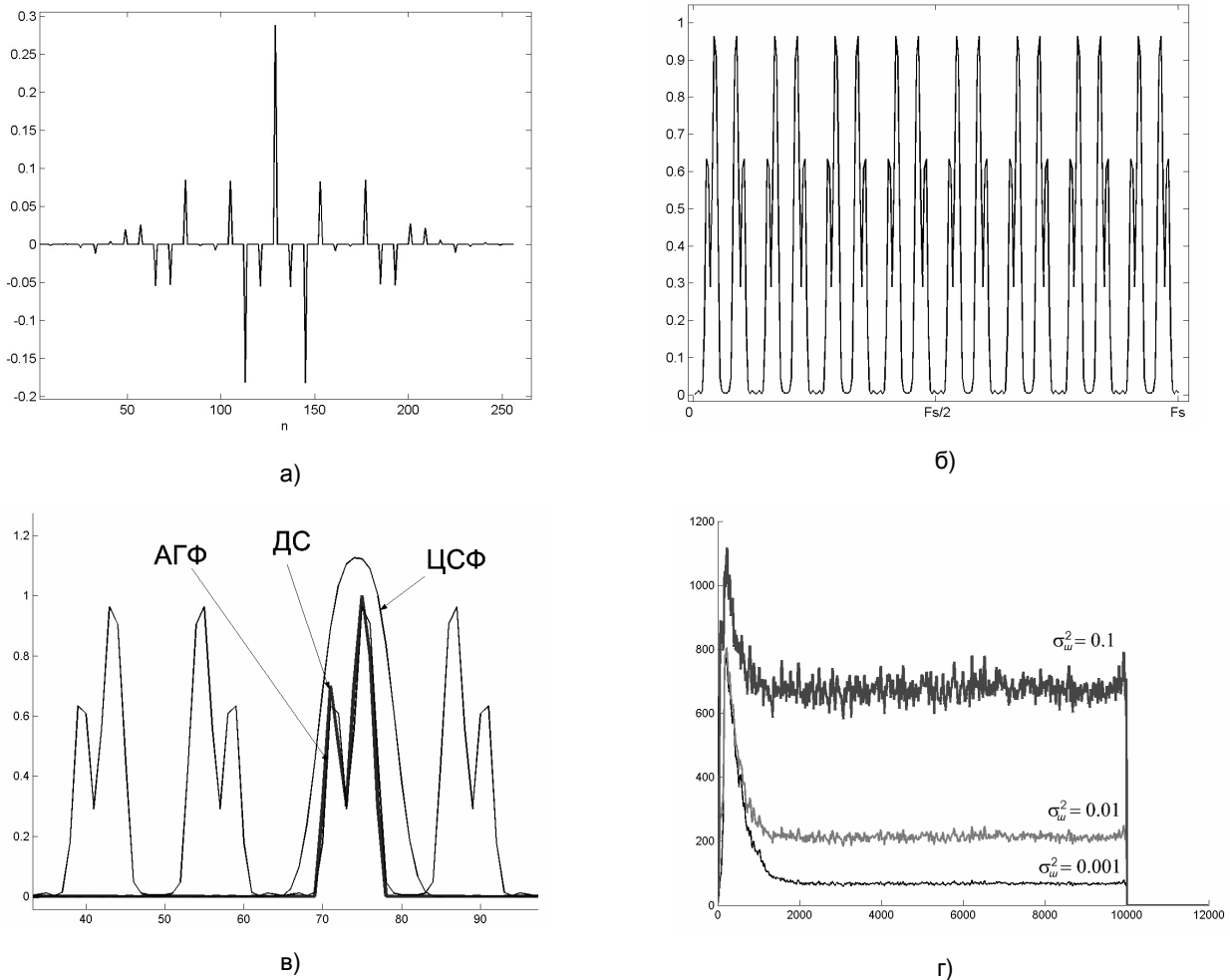


Рис. 7. Результаты моделирования работы адаптивного гребенчатого фильтра.

На рис. 7 а) показана импульсная характеристика адаптивного гребенчатого фильтра по завершению процесса настройки. По графику хорошо видно, что большинство коэффициентов фильтра равно нулю. Частотная характеристика (АЧХ) АГФ после настройки показана на рис. 7 б). На интервале от 0-й частоты до частоты Найквиста ($F_s/2$) укладывается 4 пары копий АЧХ моделируемой динамической системы. На рис. 7 в) выделен интервал частот в окрестности интересующей нас полосы пропускания моделируемой системы. АЧХ АГФ достаточно точно повторяет форму АЧХ динамической системы (ДС), но включает и набор копий АЧХ ДС, появившихся в результате прореживания импульсной характеристики. Цифровой сглаживающий фильтр (ЦСФ) устраняет влияние этих боковых полос на результат работы моделирующей системы. На рис. 7 г) представлены кривые среднеквадратических отклонений (СКО) сигнала ошибки, построенные для случаев дисперсии шума $p(n)$ равной 0,1, 0,01 и 0,001 по результатам 100 наблюдений.

Заключение

Анализ результатов проведенных исследований потенциальной возможности и эффективности применения многоскоростной обработки сигналов в задачах адаптивной фильтрации узкополосных процессов на фоне широкополосного шума позволяет сделать следующие выводы:

1. Предложенные методы синтеза структуры узкополосного адаптивного КИХ-фильтра на основе децимации и интерполяции обрабатываемого сигнала или его импульсной характеристики позволяют многократно уменьшить приведенные вычислительные затраты, а также требуемую емкость памяти данных (для методов на основе децимации обрабатываемого сигнала) и памяти коэффициентов (для методов на основе децимации импульсной характеристики), сохраняя высокую скорость и точность настройки.
2. Дальнейшие исследования должны быть направлены на разработку модификаций предложенных методов с использованием комплексного представления обрабатываемых данных. Это снимет установленное в работе ограничение на выбор значения коэффициента децимации вещественной импульсной характеристики адаптивного гребенчатого фильтра, обусловленное двухполосным представлением частотной характеристики соответствующего ему базового НЧФ (фильтра-прототипа).
3. Необходимы дополнительные исследования, связанные с разработкой работоспособных структур узкополосного адаптивного фильтра на базе гребенчатого фильтра, настраиваемого по алгоритмам МНК и РНК, и подстраиваемого сглаживающего фильтра, с последующим сравнительным анализом их эффективности.

Литература

1. Crochiere R.E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing. Prentice Hall. Englewood Cliffs. – NJ, 1983.
2. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
3. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs. – NJ, 1993.
4. Зайцев А.А. Методы построения банков цифровых фильтров: тематический обзор // Цифровая обработка сигналов, 2003, № 1, с. 2-10.
5. Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учебное пособие, Ч.1 и Ч.2. Рязан. госуниверситет. радиотехн. ун-т, Рязань, 2005, - 124 с., 2006, - 104 с.
6. Линович А.Ю., Витязев В.В. Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов, 2004, № 1, с. 41-48.
7. Линович А.Ю. Применение методов частотно-временной декомпозиции при решении задач обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов, 2005, № 3, с. 28-37.
8. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 3, с. 31-41.
9. Кузнецов Е.П., Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 4, с. 20-28.
10. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Селекция наземных движущихся целей на основе многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала // Цифровая обработка сигналов, 2007, № 1, с. 41-50.
11. Кузнецов Е.П. Методы и алгоритмы адаптивной эхо-компенсации: сравнительный анализ эффективности применения // Цифровая обработка сигналов, 2007, № 2, с. 26-34.
12. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
13. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н. Коузена и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
14. Витязев В.В., Бодров К.А., Иванов С.В. Адаптивная многоскоростная фильтрация узкополосных процессов // Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'1999. Труды 1-й Международной научно-технической конференции, М., 1999, Т. 1, с. 150-160.

Уважаемые коллеги!

Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

В 2008 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз.). Журнал будет распространяться по подписке через агентство «Роспечать» в России, СНГ и странах Балтии (индекс 82185), а также на Выставках: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2008», «ЕвроElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» (г. Москва) и др.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе (не менее 2-х полных или 4-х половинчатых рекламных полос в течение года) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере (в счет оплаченной рекламы).
3. Установка баннера Вашего сайта (или логотипа вашей организации) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» (www.dspra.ru) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется до 100 и более посещений сайта www.dspra.ru).
4. Предоставление до 10 экз. очередного выпуска журнала.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки - 20 тысяч рублей.

2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки - 13 тысяч рублей.

1\2 цветной внутренней полосы - 7 тысяч рублей.

1\2 черно-белой внутренней полосы – 1 тысяча рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: tor@rgtra.ryazan.ru или info@dspra.ru