

МНОГОСКОРОСТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ: РЕТРОСПЕКТИВА И СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ (ЧАСТЬ 2)

Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А.

Введение

Многоскоростная обработка сигналов (МОС), как эффективный инструмент построения цифровых информационно-телекоммуникационных систем, работающих в реальном времени, стала предметом интенсивных исследований с начала 70-х прошлого столетия. В работе [1] представлен тематический обзор эволюции теории и техники МОС с позиции научного вклада, который внесли в эту область исследования российских ученых и специалистов в период с начала 70-х до конца 80-х, т.е. на этапе, когда закладывались теоретические основы многоскоростной фильтрации и построения систем цифровой частотной селекции сигналов на основе эффектов прореживания по времени и по частоте [2]. В предлагаемой вашему вниманию второй части теоретического обзора [1] мы продолжаем систематизированное краткое описание основных результатов исследований в области МОС в период с конца 80-х прошлого столетия до наших дней.

Оптимальное проектирование многоскоростных систем на цифровых сигнальных процессорах

В представленном ранее тематическом обзоре методов и алгоритмов многоскоростной частотной селекции сигналов [1] был сделан вывод о высокой вычислительной эффективности многоступенчатой реализации цифровых полосовых фильтров и их наборов. Вместе с тем стала очевидной необходимость разработки методики оптимального проектирования подобных структур цифровых фильтров. Предстояло ответить на вопрос: сколько ступеней преобразования и с какими коэффициентами децимации (интерполяции) необходимо выбрать, чтобы достигнуть наилучшего результата с позиции вычислительной эффективности? Уже в своих первых работах, посвященных многоступенчатой реализации цифровых узкополосных фильтров с заданными параметрами частотной избирательности, М.Крошье и Л.Рабинер [3,4] в качестве критерия оптимизации использовали приведенное число операций умножения или требуемое число ячеек памяти данных. В то время такой подход к задаче оптимизации был вполне оправдан, так как именно операция умножения считалась определяющей общие вычислительные затраты, а память данных была жестко ограниченной небогатыми внутренними ресурсами микропроцессоров и микроЭВМ.

С появлением цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) ситуация с оценкой вычислительных затрат резко изменилась. Операция умножения на ЦСП выполняется за один-два командных такта, так же как и операции

Рассматривается дальнейшая эволюция теории и техники многоскоростной обработки сигналов в период с конца 80-х прошедшего столетия до наших дней. Изложение материала ведется с позиции вклада, который внесли в эту область исследований работы российских ученых и специалистов.

сложения (вычитания) и обращения к памяти данных. Поэтому стало необходимым и одновременно возможным перейти к оценке вычислительной эффективности алгоритма через оценку временных затрат на его реализацию в числе командных тактов, что обеспечивает достаточно полное и точное описание основного критерия оптимизации – минимизации приведенных к периоду дискретизации вычислительных затрат [2,5]. Но требуемые вычислительные затраты на реализацию того или иного алгоритма обработки являются далеко не единственным критерием оптимизации. По-прежнему важно учитывать внутренние ресурсы памяти данных и коэффициентов ЦСП, разрядность представления данных, особенно для 16-разрядных процессоров с фиксированной запятой. Могут выдвигаться и другие ограничения с позиции задачи многокритериальной оптимизации: на длительность переходного процесса, помехоустойчивость алгоритма, уровень собственных шумов. Но, главное, – это достижение максимальной точности воспроизведения желаемых частотных характеристик в условиях ограниченных ресурсов ЦСП. Поэтому многокритериальная оптимизация структуры и параметров цифровых систем и устройств ЦОС, учитывающая все ограничения, накладываемые конкретными условиями реализации, является важным этапом их проектирования [2,6].

В работах [2,5] методика оптимального проектирования на ЦСП рассматривается на примере многоступенчатой реализации узкополосного низкочастотного (НЧ) фильтра в классе КИХ-цепей. На рис. 1 показан общий вид $(m+1)$ -ступенчатой структуры фильтра, включающей m ступеней децимации (интерполяции) на основе фильтров N_i -го порядка с функциями передачи $H_i(j\omega)$, $i=1, m$, обеспечивающих понижение и соответственно повышение частоты дискретизации в $v = \prod_{i=1}^m V_i$ раз, основного фильтра N_0 -го порядка с функцией передачи $H_0(j\omega)$, работающего на предельно низкой частоте дискретизации. Основной фильтр формирует заданную прямоуглольность АЧХ проектируемого узкополосного КИХ-фильтра. Предполагается, что многоступенчатая структура проектируемого фильтра эквивалентна по свойствам частотной избирательности некоторому НЧ фильтру N_f -го порядка с функцией передачи $H(j\omega)$.

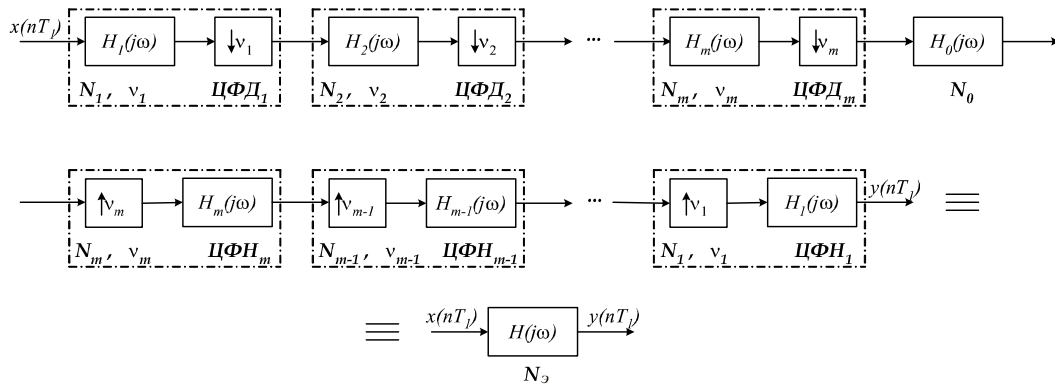


Рисунок 1. Общий вид $(m+1)$ -ступенчатой структуры НЧ фильтра N_y -го порядка

Прямую задачу оптимального проектирования многоступенчатой структуры цифрового фильтра сформулируем следующим образом: на множестве многоступенчатых структур $G_F^{A_l} \in G_F^A$, $l = 0, 1, \dots, m$, класса КИХ-фильтров G_F^D , реализуемых с использованием вторичной дискретизации (децимации), найти подкласс $G_F^{Dk} \in G_F^D$ и составной оператор $F^k \in G_F^{Dk}$ с заданной структурой L^{Dk} , такие, что

$$\begin{cases} \Phi(G_F^{Dk}, F^k) = \max_{\omega=-\pi, \pi} p(\omega) |H_B(j\omega, F^l) - H(j\omega)| \rightarrow \min_{G_F^{Dk}, F^l}; \\ V(G_F^{Dk}, F^k) \leq T_{\text{don}}; & S(G_F^{Dk}, F^k) \leq S_{\text{don}}; \\ Q(G_F^{Dk}, F^k) \leq Q_{\text{don}}; & D(G_F^{Dk}, F^k) \leq D_{\text{don}}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\Phi(G_F^{Dk}, F^k)$ — целевая функция, выбираемая из критерия минимизации максимального отклонения строго воспроизводимой в подклассе G_F^{Dk} функции передачи $H_B(j\omega, F^k)$ от желаемой $H(j\omega)$; $p(\omega)$ — весовая функция чебышевского приближения; $V(G_F^{Dk}, F^k)$ — временные (вычислительные) затраты на программную реализацию оператора $F^k \in G_F^{Dk}$, приведенные к периоду дискретизации T_1 входного сигнала; $S(G_F^{Dk}, F^k)$ и $Q(G_F^{Dk}, F^k)$ — емкость внутрикристалльной памяти данных и емкость памяти программ, требуемые на программную реализацию оператора $F^k \in G_F^{Dk}$; $D(G_F^{Dk}, F^k)$ — дисперсия собственного шума на выходе цифрового устройства, реализующего оператор $F^k \in G_F^{Dk}$; $T_{\text{don}}, S_{\text{don}}, Q_{\text{don}}, D_{\text{don}}$ — совокупность ограничивающих факторов, определяемых конкретными условиями программно-аппаратной реализации оператора $F^k \in G_F^{Dk}$. Допустимое время обработки T_{don} равно периоду дискретизации T_1 входного сигнала; ограничения на предельную емкость внутрикристалльной памяти данных S_{don} и внешней (внекристалльной памяти программ) Q_{don} определяются семейством ЦСП и способом организации памяти цифрового устройства, а допустимый уровень собственных шумов D_{don} зависит от требований, накладываемых на точность воспроизведения желаемых характеристик фильтра.

Задачу оптимального проектирования в форме (1), как было показано в [2], удобно свести к последовательному решению двух задач: задачи выбора подкласса $G_F^{Dk} \in G_F^D$ и оператора $F_{\text{opt}}^k \in G_F^{Dk}$, максимизирующего значение порядка N_y , эквивалентного по свойствам частотной избирательности НЧ фильтра с функцией

передачи $H_B(j\omega, F_{\text{opt}}^k)$, строго воспроизводимой в классе КИХ-цепей N_y -го порядка, при заданных ограничениях на программно-аппаратную реализацию цифрового устройства:

$$\begin{cases} \Phi_l(G_F^{Dk}, F_{\text{opt}}^k) = N(G_F^{Dl}, F^l) \rightarrow \max_{G_F^{Dl}, F^l}, & l = 0, 1, 2, \dots, m; \\ V(G_F^{Dk}, F_{\text{opt}}^k) \leq T_{\text{don}}; & S(G_F^{Dk}, F_{\text{opt}}^k) \leq S_{\text{don}}; \\ Q(G_F^{Dk}, F_{\text{opt}}^k) \leq Q_{\text{don}}; & D(G_F^{Dk}, F_{\text{opt}}^k) \leq D_{\text{don}}, \end{cases} \quad (2)$$

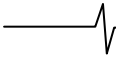
и задачи чебышевского приближения, решаемой при заданной структуре L^{Dk} и оптимальных значениях параметров $N_{i \text{opt}}, v_{i \text{opt}}, i = 0, k, (k+1)$ -ступенчатой структуры оператора $F_{\text{opt}}^k \in G_F^{Dk}$:

$$\Phi_2(\bar{F}_{\text{opt}}^k) = \max_{\omega=-\pi, \pi} p(\omega) |H_B(j\omega, \bar{F}^k) - H(j\omega)| \rightarrow \min_{\bar{F}^k}, \quad (3)$$

где $\bar{F}_{\text{opt}}^k = \{\bar{F}_0, \bar{F}_1, \dots, \bar{F}_k\}$ — представление оператора F^k в подклассе G_F^{Dk} , раскрывающееся на множестве ступеней преобразования при заданных структуре L^{Dk} и значениях параметров N_i, v_i через совокупность представлений F_i его компонент $F_i, i = 0, k$.

Решение задачи оптимального проектирования в форме (2) сводится фактически к структурному синтезу в классе операторов $F^l \in G_F^{Dl}, l = 0, m$, предполагающему определение оптимального числа ступеней k_{opt} и параметрическую оптимизацию $(k_{\text{opt}}+1)$ -ступенчатой структуры с определением оптимальных значений порядков фильтров-дециматоров (интерполяторов) $N_{i \text{opt}}$ и оптимальных значений коэффициентов прореживания $v_{i \text{opt}}$ для каждой i -й ступени преобразования, $i = 0, k_{\text{opt}}$. По окончании структурного синтеза и параметрической оптимизации на каждой i -й ступени решается задача чебышевского приближения в форме (3) с использованием известных методов и средств машинного синтеза.

Обратную задачу оптимального проектирования многоступенчатой структуры цифрового фильтра сформулируем в тех же обозначениях следующим образом: на множестве многоступенчатых структур $G_F^{Dl} \in G_F^D, l = 0, 1, \dots, m$, класса КИХ-фильтров G_F^D , реализуемых с использованием вторичной дискретизации, найти подкласс $G_F^{Dk} \in G_F^D$ и составной оператор $F^k \in G_F^{Dk}$ вида $F^k = L^{Dk} \{F_0, F_1, \dots, F_k\}$ с заданной структурой L^{Dk} , такие, что



$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi^*(G_F^{lk}, F^k) = V(G_F^{lk}, F^l) \rightarrow \min_{G_F^{lk}, F^l}; \\ \max_{\omega \in -\pi, \pi} p(\omega) |H_B(j\omega, F^k) - H(j\omega)| \leq \varepsilon_{don}; \\ S(G_F^{lk}, F^k) \leq S_{don}; \quad Q(G_F^{lk}, F^k) \leq Q_{don}; \quad D(G_F^{lk}, F^k) \leq D_{don} \end{array} \right. \quad (4)$$

где $\Phi^*(G_F^{lk}, F^k)$ — целевая функция, выбираемая из критерия минимизации приведенных временных затрат на программно-аппаратную реализацию оператора F^k в подклассе G_F^{lk} .

По аналогии с методикой решения прямой задачи оптимального проектирования многоступенчатой структуры фильтра обратную задачу в форме (4) можно свести к последовательному решению двух задач: обратной аппроксимационной задачи чебышевского приближения в классе КИХ-цепей G_F , устанавливающей значение минимального порядка $N_{\mathcal{Y}}$ эквивалентного НЧ фильтра с функцией передачи $H_B(j\omega)$, строго воспроизводимой в классе КИХ-цепей N -го порядка, и задачи выбора подкласса $G_F^{lk} \in G_F^{lk} \subset G_F$ операторов $F_k \in G_F^{lk}$, минимизирующих объем приведенных временных затрат на программно-аппаратную реализацию многоступенчатой структуры фильтра $N_{\mathcal{Z}}$ -го порядка при известных ограничениях

Постановка задачи оптимального проектирования в форме (1) и (4) носит общий характер и требует раскрытия математического описания целевой функции и области ограничений для каждой $(l+1)$ -ступенчатой структуры фильтра, реализуемого в конкретных условиях (при всех $l = 1, m$). Поэтому решению задачи оптимального проектирования предшествует этап формализации входящих в (1,2) и (4) выражений общего вида. Функциональную зависимость между порядком $N_{\mathcal{Z}}$ эквивалентного НЧ фильтра и параметрами $N_i, v_i, i = 0, l, (l+1)$ -ступенчатой структуры, представленной на рис. 1, запишем в виде

$$N_{\mathcal{Z}} = N_0 \nu = N_0 \prod_{i=1}^l v_i, \quad (5)$$

где N_0 — порядок основного фильтра, формирующего АЧХ проектируемого фильтра с заданным показателем прямоугольности на частоте дискретизации, в ν раз меньшей частоты дискретизации входного сигнала $x(nT_1)$; ν — общий коэффициент прореживания многоступенчатой структуры фильтра-дециматора (интерполятора).

Следовательно, при увеличении коэффициента прореживания ν в допустимых пределах обратно пропорционально уменьшается порядок N_0 основного фильтра. В то же время согласно (5) порядок $N_{\mathcal{Z}}$ эквивалентного НЧ фильтра остается неизменным. Таким образом, потенциальная возможность увеличения порядка $N_{\mathcal{Z}}$ эквивалентного НЧ фильтра непосредственно связана с возможностью увеличения порядка основного фильтра N_0 : чем большими резервами по времени обработки и емкости памяти располагает основной фильтр, тем выше порядок проектируемого фильтра. Предоставление соответствующих резервов под основной фильтр обеспечивается прежде всего эффективной организацией многоступенчатой структуры фильтра-дециматора (интерполятора) в условиях реальных ограничений на программно-аппаратную реализацию проектируемого фильтра. Достижение максимально допустимого значения коэффициента прореживания ν при минимальных вычислительных и аппаратных

затратах предоставляет дополнительные резервы под реализацию основного фильтра и, как следствие, дает возможность увеличения его порядка N_0 .

Пусть даны оценки приведенных временных затрат и затрат памяти на программно-аппаратную реализацию i -й степени фильтра-дециматора в виде функций вида

$$\begin{aligned} V_{T_i}(G_F^{ll}, N_i, v_i); \quad S(G_F^{ll}, N_i, v_i); \\ Q(G_F^{ll}, N_i, v_i), \quad i = \overline{1, l}. \end{aligned} \quad (6)$$

Аналогично оценки приведенных временных затрат и затрат памяти на программно-аппаратную реализацию i -й степени фильтра-интерполятора представим в виде системы функций:

$$\begin{aligned} V_{T_i}(G_F^{ll}, N_i, v_i); \quad S_l(G_F^{ll}, N_i, v_i); \\ Q(G_F^{ll}, N_i, v_i), \quad i = \overline{1, l}, \end{aligned} \quad (7)$$

а оценки затрат на реализацию основного фильтра — системой функций вида

$$V_{T_{l+1}}(G_F^{l\Phi_l}, N_0); \quad S_0(G_F^{l\Phi_l}, N_0); \quad Q_0(G_F^{l\Phi_l}, N_0). \quad (8)$$

Используя введенные ранее описания (6) — (8), объединенные оценки приведенных к периоду T_1 временных затрат и затрат памяти на реализацию $(l+1)$ -ступенчатой структуры фильтра запишем в виде

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{T_1}(G_F^{ll}, F_l) = \sum_{i=1}^l \frac{1}{\prod_{j=0}^i v_j} [V_{T_i}(G_F^{ll}, N_i, v_i) + V_{T_i}(G_F^{ll}, N_i, v_i)] + \frac{1}{\nu} V_{T_{l+1}}(G_F^{l\Phi_l}, N_0); \\ S(G_F^{ll}, F_l) = \sum_{i=1}^l [S_i(G_F^{ll}, N_i, v_i) + S_i(G_F^{ll}, N_i, v_i)] + S_0(G_F^{l\Phi_l}, N_0); \\ Q(G_F^{ll}, F_l) = \sum_{i=1}^l [Q(G_F^{ll}, N_i, v_i) + Q(G_F^{ll}, N_i, v_i)] + Q_0(G_F^{l\Phi_l}, N_0). \end{array} \right. \quad (9)$$

Формализованное описание функции $D(G_F^{ll}, F^l)$, определяющей зависимость дисперсии собственного шума $(l+1)$ -ступенчатой структуры фильтра от оптимизируемых параметров $N_i, v_i, i = 0, l$, является самостоятельной задачей, решение которой на множестве подклассов $G_F^{ll}, l = 1, m$, должно предшествовать решению общей задачи оптимального проектирования $(m+1)$ -ступенчатой структуры фильтра. Вместе с тем, как показывает практика построения подобных систем, поиск эффективной многоступенчатой структуры и расчет оптимальных значений ее параметров достаточно провести, по крайней мере на первом этапе проектирования, без учета ограничений на допустимый уровень собственных шумов. Выбор числа ступеней преобразования и расчет оптимальных значений ее параметров по критерию, фактически обеспечивающему минимизацию суммарного порядка всех преобразующих фильтров, одновременно приводит и к уменьшению влияния собственных шумов: чем меньше объем вычислений, тем меньше уровень выходного шума. Поэтому в дальнейшем решение задачи оптимального проектирования в формах (1) и (4) рассматривается без учета ограничений на допустимый уровень собственного шума на выходе фильтра. Оценка влияния собственных шумов производится на втором этапе — этапе статистического анализа оптимизированной $(k_{opt}+1)$ -ступенчатой структуры с использованием общепринятой шумовой модели [7].

Общая методика решения прямой и обратной задач оптимального проектирования состоит в пошаговой параметрической оптимизации двух-, трех- и в общем случае $(l+1)$ -ступенчатой структур до достижения такого оптимального значения числа ступеней k_{opt} , дальнейшее увеличение которого приводит к уменьшению эффективности многоступенчатой структуры фильтра в смысле принятого критерия качества (1) или (4). Поскольку на практике число таких ступеней не превышает трех — четырех ступеней, то достижение оптимальных значений параметров структуры фильтра обеспечивается уже на первых этапах расчета.

В последующих работах [8,9] методика оптимального проектирования на сигнальных процессорах нашла применение при синтезе цифровых полосовых фильтров с высокой прямоугольностью АЧХ и многоступенчатой реализации узкополосных фильтров на основе эффектов прореживания по частоте с использованием квадратурной модуляции импульсной характеристики гребенчатого и сглаживающего фильтров. Естественным шагом на пути дальнейшей разработки методики оптимального проектирования на ЦСП стали математическая формализация и решение задачи оптимизации многоступенчатых пирамидальных структур набора цифровых полосовых фильтров с использованием эффектов прореживания по времени и по частоте [10]. Эффективность применения методики оптимального проектирования многоступенчатых фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах семейства ADSP-218х иллюстрирует работа [11].

МОС в задачах адаптивной фильтрации

Одним из быстро развивающихся направлений в области ЦОС в конце 70-х – начале 80-х стала адаптивная обработка сигналов [6]. Основным свойством адаптивных систем является изменяющееся во времени функционирование с саморегулированием в соответствии с заданным критерием оптимизации. Обычно адаптивные системы (фильтры) разделяют на два класса: системы без обратной связи и системы с обратной связью (с самообучением) [12,13].

Первый класс адаптивных систем реализует процесс саморегулирования путем измерения только характеристик входного сигнала или окружающей среды, а второй – учитывает влияние системы на выходной сигнал, как правило, используя обучающий сигнал.

Примером построения адаптивной системы без обратной связи являются поисковые системы ЦОС, предназначенные для исследования частотно-временной структуры сигнала, поиска скрытых периодичностей, разделе-

ния и распознавания источников излучения в широкой полосе частот панорамного обзора. Характерная область применения - радиотехнические системы, в том числе устройства радиолокации, радионавигации и радиопеленгации. Впервые об эффективной многопроцессорной реализации подобных систем ставится вопрос в работе [14]. Оригинальным решением поставленной задачи является разработка многоступенчатой адаптивной поисковой системы на базе типового однопроцессорного модуля БПФ с элементами самонастройки.

Общая структура приемника панорамного обзора может строиться по схеме M -компонентной системы анализа-синтеза сигналов на базе одноступенчатой реализации набора полосовых фильтров. При этом повышение разрешающей способности панорамного приемника достигается путем увеличения числа частотных каналов M . Однако такой подход приводит к пропорциональному увеличению вычислительных затрат и емкости памяти данных. В то же время в реальных системах «сверхразрешение» по частоте необходимо только в тех участках области частот, где присутствуют близко расположенные узкополосные составляющие спектра входного сигнала с медленно меняющимися огибающими. Кроме того, в других частотных поддиапазонах может наблюдаться более динамичное изменение спектральных составляющих, сохранение характера которых потребует расширения полосы частот анализа. С этой целью в систему вносятся элементы адаптации к частотно-временной структуре сигнала.

Адаптивная система частотной селекции сигналов строится на основе двух принципов синтеза самонастраиваемой структуры набора цифровых фильтров-дециматоров (ФДМ) с растущей памятью: принципа многоступенчатости структуры и принципа избирательности каналов [2]. В соответствии с первым принципом набор ФДМ реализуется по многоступенчатой пирамидальной структуре [1], что дает возможность предварительного анализа частотно-временной структуры сигнала на каждом шаге преобразования. В соответствии со вторым принципом между ступенями преобразования включаются решающие устройства (РУ), выделяющие только информативные частотные каналы, выходные сигналы которых после децимации подвергаются дальнейшей обработке с повышенным разрешением по частоте.

На рис. 2 представлена структурная схема адаптивного приемника панорамного обзора, реализованного с использованием указанных выше принципов построения поисковой системы с частотно-временным разделением каналов [15].

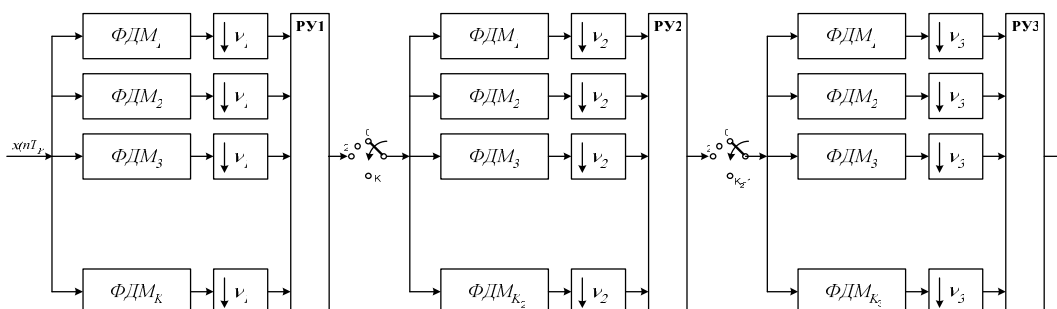


Рис. 2. Адаптивный приемник панорамного обзора

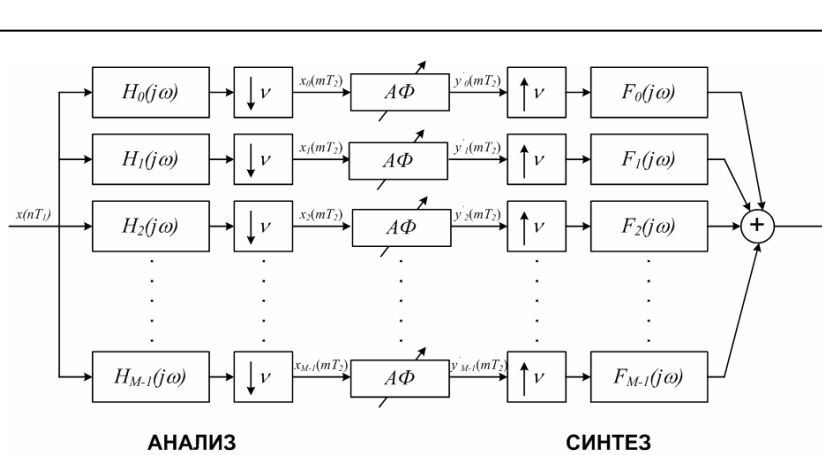


Рис.3. Общая структурная схема адаптивного КИХ-фильтра с использованием системы анализа-синтеза сигналов

На первой ступени преобразования набор из K_1 фильтров-демодуляторов (ФДМ) разбивает весь диапазон рабочих частот на K_1 поддиапазонов с понижением частоты дискретизации выходного сигнала в V_1 раз. По данным на выходе набора ФДМ решающее устройство $РУ_1$ оценивает «информативность» каждого из частотных поддиапазонов и настраивает набор из K_2 ФДМ последующей ступени преобразования на выделение информативных частотных составляющих с одновременным увеличением разрешающей способности в V_1 раз. В зависимости от спектральной структуры входного сигнала все K_2 ФДМ второй ступени могут быть сконцентрированы в $R \leq K_1$ частотных поддиапазонах. На второй ступени преобразования с помощью набора из K_2 ФДМ в каждом поддиапазоне выделяется K_2 субполос с понижением частоты дискретизации в V_2 раз. Решающее устройство $РУ_2$ анализирует по принятому признаку «информативность» каждого из K_2 частотных каналов и настраивает набор из K_3 ФДМ последующей ступени преобразования. При необходимости процесс преобразования по аналогичной структуре может быть продолжен до достижения необходимой частотной избирательности в каждом из поддиапазонов. Отметим, что структура адаптивной системы в результате окончательной настройки приобретает пирамидальный характер с сохранением только тех «ветвей» дерева, которые несут полезную информацию. При изменении частотно-временной структуры принимаемого сигнала автоматически перестраивается и структура адаптивного приемника. Кроме того, исключение из последующего анализа неинформативных поддиапазонов позволяет значительно уменьшить общие вычислительные затраты и емкость памяти данных.

Адаптивные фильтры с предварительным обучением – относительно новый класс систем с саморегулированием, использующих, как правило, градиентные методы поиска оптимума рабочей функции, в качестве которой выступает средний квадрат отклонения выхода фильтра от обучающего сигнала, нашли широкое применение в задачах идентификации динамических систем и их обратного моделирования, эхо-компенсации, линейного предсказания и других [12,13]. В силу того, что на этапе обучения подобные системы используют обратную связь, одной из проблем их реализации стала проблема устойчивости, которая особенно остро проявляется при синтезе в классе БИХ-цепей. Поэтому в подавляющем большинстве случаев на практике при-

меняют адаптивные КИХ-фильтры. Однако для динамических систем и процессов с ярко выраженными частотноизбирательными свойствами (наличие узкополосных составляющих, спектральных переходов, глубоких замираний и т.п.) порядок адаптивного КИХ-фильтра может достигать тысячи и десятки тысяч единиц. Это затрудняет процесс адаптации и приводит к значительному увеличению вычислительных затрат.

Решающим шагом к принципиально новому способу синтеза адаптивного КИХ-фильтра высокого порядка стало эффективное сочетание многоскоростной и адаптивной фильтрации. В частности, еще в работе [2] было отмечено, что система анализа-синтеза сигналов с применением набора ЦФДМ-ЦФМ (демодуляторов-модуляторов) и промежуточным понижением частоты дискретизации является мощным инструментом эффективной реализации систем ЦОС во многих приложениях.

В соответствии с общей идеей построения подобных систем применительно к адаптивной фильтрации структурная схема обработки сигналов принимает вид, показанный на рис.3.

Сигнал $x(nT_1)$ на этапе анализа разбивается на M частотных каналов с частично перекрывающимися (в переходной зоне АЧХ) характеристиками. После выделения комплексной огибающей на выходе каждого частотного канала и децимации ее отсчетов с коэффициентом V , пропорциональным числу каналов M , выполняется адаптивная фильтрация по всем M частотным каналам. Предполагается, что такой же процедуре частотного разделения подвергается и обучающий сигнал. Таким образом, задача синтеза одного адаптивного КИХ-фильтра высокого порядка сводится к задаче синтеза M адаптивных КИХ-фильтров относительно малого порядка (порядок канальных АФ уменьшается пропорционально числу каналов M). Кроме того, каждый адаптивный фильтр $A\Phi_k$, $k = \overline{1, M}$, работает на пониженной в V раз частоте дискретизации, что в V раз уменьшает требование к скорости обработки. На этапе синтеза все частотные составляющие с выходов M адаптивных фильтров используются для восстановления единого выходного сигнала $y(nT_1)$ с помощью набора фильтров-интерполяторов ΦI_k , $k = \overline{1, M}$, повышающих частоту дискретизации в V раз. Предполагается, что банк (набор) фильтров-дециматоров и фильтров-интерполяторов предварительно синтезируется таким образом, чтобы вносить минимальные дополнительные

искажения принятой процедуры обработки. В частности, для этой цели могут использоваться банки фильтров «с полным восстановлением» [16,17].

Одним из первых приложений адаптивной системы анализа-синтеза сигналов стали обработка и сжатие сейсмических сигналов и геофизических данных [18,19,20]. Далее последовала серия работ, связанных с адаптивным подавлением мультigarмонических помех в устройствах ближней радиолокации и радиометрии [21,22]. Но наивысший всплеск работ был посвящен в эти годы решению задач прямого и обратного моделирования динамических систем на основе многоскоростной адаптивной фильтрации применительно к проблемам эхо-компенсации и борьбы с межсимвольной интерференцией, а также субполосному кодированию в системах телекоммуникаций [23-31].

составляющих (рис. 5). Главным инструментом для такого разбиения являются банки фильтров анализа $H_i(z), i = 0, M - 1$ и банки фильтров синтеза $F_i(z), i = 0, M - 1$. Поскольку главная цель кодирования источника сигнала – максимальная степень сжатия информации, то желательно, чтобы банк фильтров анализа обеспечивал максимальную децимацию, а банк фильтров синтеза – полное восстановление.

Применение субполосного кодирования приводит к хорошим результатам, если известны априорные сведения о характере распределения энергии исходного сигнала. При обработке речи, аудиосигналов и изображений такие сведения имеются благодаря большому опыту кодирования подобных сигналов.

К числу относительно новых приложений многоскоростной адаптивной фильтрации следует отнести ра-

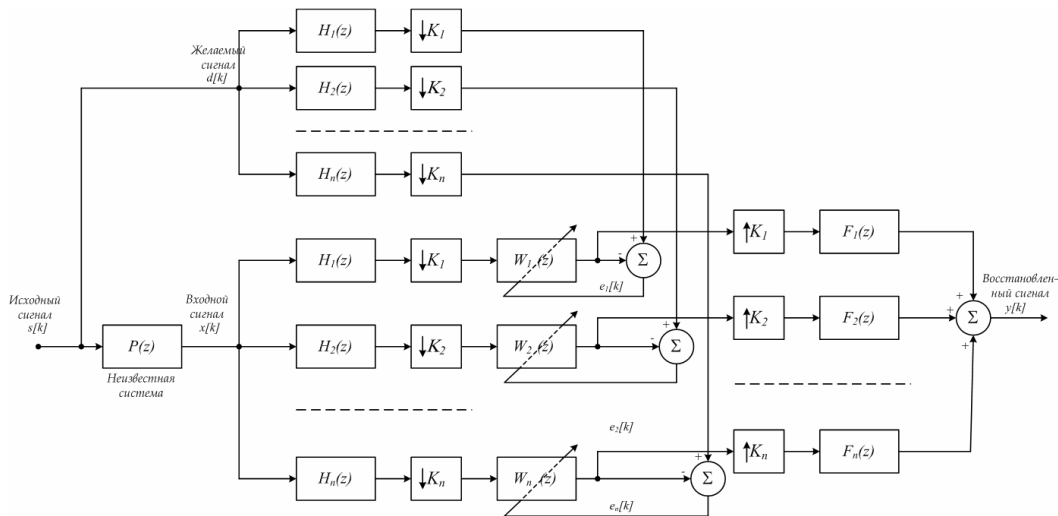


Рис. 4. Функциональная схема устройства обратного адаптивного моделирования с разбиением на субполосы

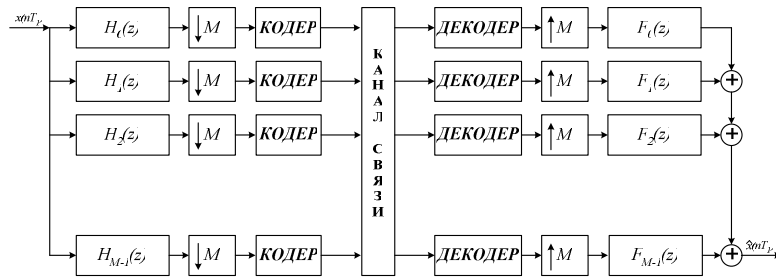
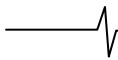


Рис. 5. Схема субполосного кодирования сигналов

На рис. 4 представлен пример реализации субполосного адаптивного фильтра, решающего задачу обратного моделирования. Сигнал $x(nT_1)$, искаженный неизвестной системой (каналом связи), разбивается на M субполос банком фильтров анализа $H_i(z), i = 0, M - 1$. Затем в каждом субполосном канале производится прореживание отсчетов выходного сигнала с коэффициентами децимации $k_i, i = 1, M$. Такой же банк фильтров анализа используется для разделения на субполосы желаемого (обучающего) сигнала $d(nT_1)$. Далее производится независимая настройка каждым адаптивным фильтром $W_i(z), i = 1, M$ и восстановление отфильтрованного сигнала $y(n)$ банком фильтров синтеза $F_i(z), i = 1, M$.

Принцип субполосного кодирования заключается в разделе исходного сигнала $x(nT_1)$ на M частотных

диовидение [32]. Необходимость использования многоскоростной обработки в задачах формирования радиолокационного изображения (РЛИ) и селекции наземных движущихся целей (НДЦ) обусловлена тем, что ширина спектра частот траекторного сигнала при переднем и передне-боковом секторных обзорах земной поверхности может быть значительно уже по отношению к частоте повторения зондирующих импульсов, а, следовательно, целесообразны предварительная узкополосная фильтрация и децимация отсчетов траекторного сигнала [33]. Кроме того, как показано в [33], и в режиме панорамного кадрового обзора в значительной степени эффективна предварительная обработка траекторного сигнала с помощью набора цифровых фильтров-дециматоров и последующим формированием РЛИ на пониженной частоте дискретизации. Поскольку траек-



торный сигнал подвержен нестабильностям и изменению ширины спектра в зависимости от азимутального направления диаграммы направленности антенны (ДНА), система формирования РЛИ и селекции НДЦ должна быть адаптивной, перестраиваемой по центральной частоте и ширине полосы пропускания фильтров-дециматоров. Результаты разработки и исследования эффективности многоскоростной адаптивной фильтрации в задачах радиовидения можно найти в работах [33-38].

Описанные выше системы адаптивной многоскоростной обработки на основе децимации и интерполяции сигналов не лишены одного общего недостатка: роста «шума децимации» с увеличением коэффициента децимации V и с уменьшением требований высокой частотной избирательности набора фильтров-дециматоров за границами зоны их полосы пропускания. Поэтому, как и для обычных систем частотной селекции [2], так и для систем адаптивной многоскоростной обработки существует альтернативный подход, использующий прореживание по частоте с помощью набора адаптивных гребенчатых фильтров (АГФ) [39,40].

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, выделяющего из множества спектральных составляющих на выходе ЦГФ полосу частот 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 подавляющего все мешающие частотные составляющие (аналогично фильтру-дециматору на входе последующего адаптивного фильтра).

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.

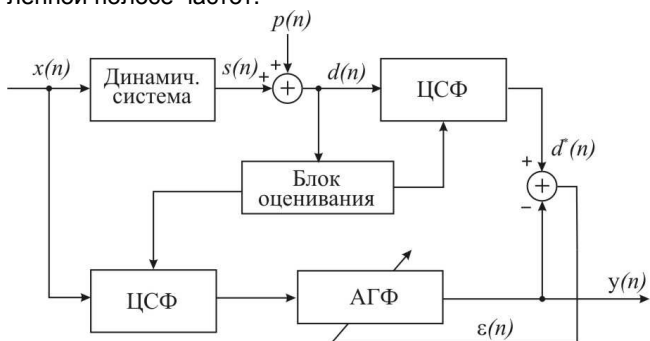


Рис. 6. Схема двухэтапного прямого моделирования динамической системы с использованием адаптивного гребенчатого фильтра.

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.

Заключение

Подводя окончательные итоги представленного тематического обзора, можно утверждать, что многоскоростная обработка сигналов и ее сочетание с адаптивной фильтрацией являются эффективным инструментом решения задач цифровой обработки сигналов в широком спектре приложений, прежде всего в радиотехнических и телекоммуникационных системах. Вместе с тем остаются нерешенными еще многие проблемы, возникающие в связи с новыми условиями технической реализации, новыми требованиями к построению систем ЦОС и новой областью их применения. А значит – впереди новые исследования и новые результаты, подтверждающие тезис [6]: «В основе эффективной реализации систем ЦОС, как с позиции достижимых показателей качества, так и с позиции минимума аппаратно-программных затрат, лежит сочетание концепций многоскоростной, оптимальной и адаптивной обработки цифровых сигналов».

Литература

1. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Цифровая обработка сигналов, 2008. № 1. -С.12-21.
2. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. -240 с.
3. Rabiner L.R., Crochiere R.E. A novel implementation for narrow-band FIR digital filters // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-23. Oct., 1975. -P. 457-464.
4. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Optimum FIR digital filter implementations for decimation, interpolation and narrow band filtering // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-23. Oct., 1975. -P. 444-456.
5. Витязев В. В. Оптимальное проектирование многоступенчатых структура цифровых фильтров на процессорах обработки сигналов // Электросвязь. 1992. № 4. -С. 23—27.
6. Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов. 1999. № 1. -С. 5-17.
7. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. -848 с.
8. Витязев В.В., Горюнов Ю.Н. Оптимальное проектирование цифровых полосовых фильтров с высокой прямоугольностью // Электросвязь. 1995. № 4. –С. 30-32.
9. Витязев В.В., Морозов Е.А. Оптимальное проектирование цифровых полосовых фильтров на процессорах обработки сигналов // Электросвязь. 1995. № 12. –С. 29-31.
10. Витязев В.В., Бодров К.А., Сорокин Д.В. Оптимальный синтез многоскоростных систем фильтрации на цифровых сигнальных процессорах // Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'1999: Труды 1-й Международной науч.-техн. конф. М., 1999. Т. 1. -С. 50-54.
11. Витязев В.В., Зайцев А.А. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах // Цифровая обработка сигналов.

2001. № 2. -С. 2-9.
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., Морозов Е.А., Широков В.А. Многопроцессорная поисковая система цифровой обработки сигналов \ Методы и микросэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Труды 1-й Международной науч.-техн. конф., Рига, 1989. –С. 27-29.
 15. Витязев В.В., Бодров К.А., Иванов С.И. Адаптивная многоскоростная фильтрация узкополосных процессов \ Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'1999: Тр. 1-й Международной науч.-техн. конф. М., 1999. Т. 1. -С.150-160.
 16. Зайцев А.А. Методы построения банков цифровых фильтров: тематический обзор \ Цифровая обработка сигналов. 2003. № 1. -С. 2-10.
 17. Сорокин Д.В. \М-полосовые фильтры: расчет и применение в системах анализа-синтеза цифровых сигналов с полным восстановлением \ Труды 3-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2000», Москва, 2000, Т.2, -С. 218-222.
 18. Витязев В.В., Зайцев А.А. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах \ Цифровая обработка сигналов. №2. 2001. -С.2-9.
 19. Витязев В.В., Зайцев А.А. Применение банков цифровых фильтров с полным восстановлением в целях сжатия сейсмических сигналов \ Труды 4-й Международной науч.-техн. конф. «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ'2001, Владимир-Суздаль.
 20. Витязев В.В., Зайцев А.А. Перспективы использования цифровых банков фильтров в целях сжатия сейсмических сигналов \ Труды 4-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2002», Москва, Т.1, -С.160-162.
 21. Витязев В.В., Иванов С.В. Метод адаптивного подавления аддитивных помех в цифровых системах радиометрии \ Труды 4-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2002», Москва, Т.1, -С.206-209.
 22. Витязев В.В., Иванов С.В., Езерский В.В. Метод адаптивной компенсации мультигармонической помехи в устройствах радиометрии \ Цифровая обработка сигналов. №2. 2002. -С. 27-31.
 23. Витязев В.В., Линович А.Ю. Субполосные адаптивные системы на основе банков фильтров с немаксимальной децимацией в задаче обратного моделирования \ Труды 6-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2004», Москва, Т.1, -С. 19-22.
 24. Линович А.Ю., Витязев В.В. Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования \ Цифровая обработка сигналов. 2004. № 1. -С. 41-48.
 25. Гусинская Е.И., Зайцев А.А. Оптимизация банка фильтров в задачах субполосного кодирования \ Цифровая обработка сигналов. 2004. № 3. -С. 18-28.
 26. Линович А.Ю. Методы многоскоростной обработки сигналов в задачах обратного моделирования динамических систем \ Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2005: Тр. 7-й Международной науч.-техн. конф. Москва, 2005. Т. 1. -С. 50-54.
 27. Кузнецов Е.П., Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации (часть1) \ Цифровая обработка сигналов. 2006. № 3. -С. 8-19.
 28. Кузнецов Е.П., Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации (часть2) \ Цифровая обработка сигналов. 2006. № 4. -С. 20-28.
 29. Линович А.Ю. Многоканальный эквалайзер на основе субполосной адаптивной фильтрации \ Труды 9-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», Москва, 2007. Т.1, -С. 124-127.
 30. Кузнецов Е.П. Новый метод эффективной реализации субполосного адаптивного эхо-компенсатора \ Труды 10-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, 2008. Т.1, -С. 269-272.
 31. Кузнецов Е.П. Методы и алгоритмы адаптивной эхо-компенсации: сравнительный анализ эффективности применения цифровой обработки сигналов \ Цифровая обработка сигналов. 2007. №2.С. 26-34.
 32. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие \ Под ре. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
 33. Витязев В.В., Колодько Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского обужения луча \ Цифровая обработка сигналов. 2006. № 3. -С. 31-41.
 34. Витязев В.В., Колодько Г.Н., Воронков Д.В. Формирование радиолокационного изображения в режиме фокусируемого синтезирования апертуры ДНА \ Цифровая обработка сигналов. 2006. № 4. -С. 34-40.
 35. Витязев С.В., Колодько Г.Н. Моделирование и исследование эффективности формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского обужения луча \ Труды 9-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, март 2007.Т.1, –С. 254-257.
 36. Витязев В.В., Колодько Г.Н., Витязев С.В. Селекция наземных движущихся целей на основе многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала \ Цифровая обработка сигналов. 2007. № 1. -С. 41-50.
 37. Витязев С.В., Якунин С.А. Применение многоскоростной обработки сигналов для построения доплеровского фильтра обнаружения движущихся объектов в задачах радиовидения \ Труды 10-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, 2008, Т.1, -С. 156-158.
 38. Витязев В.В., Андреев Н.А. Оптимальное проектирование на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора предварительной обработки траекторного сигнала \ Труды 10-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, Т.1, -С.156-158.
 39. Витязев В.В., Витязев С.В. Методы синтеза узкополосного адаптивного КИХ-фильтра на основе многоскоростной обработки \ Цифровая обработка сигналов. №4. 2007. -С.15-20.
 40. Витязев С.В. Адаптивная цифровая фильтрация узкополосных процессов \ Труды 10-й Международной науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, 2008, Т.1, -С. 159-161.