

## МНОГОСКОРОСТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ: РЕТРОСПЕКТИВА И СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ (ЧАСТЬ 1)

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

### Введение

Многоскоростная обработка сигналов (multirate processing) предполагает, что в процессе преобразования цифровых сигналов возможно изменение частоты дискретизации в сторону уменьшения или увеличения и, как следствие, требуемой скорости обработки. Это приводит к более эффективной обработке сигналов, так как открывается возможность значительного уменьшения требуемой вычислительной производительности проектируемой цифровой системы.

В последние годы в области многоскоростной обработки сигналов достигнуты громадные успехи. Многоскоростная фильтрация и особенности ее применения стали предметом исследований многочисленных научных работ по цифровой обработке сигналов (ЦОС). Появились десятки монографий и учебных пособий, так или иначе связанных с научными и практическими достижениями в этой области [1–7]. Совершенно уникальные возможности дает использование многоскоростной обработки в системах адаптивной и нелинейной фильтрации, сжатия, анализа и восстановления речи, звука и изображений.

В предлагаемой вашему вниманию обзорной работе рассматривается эволюция теории и техники многоскоростной обработки сигналов в период с начала 70-х прошлого столетия до наших дней с позиции вклада, который внесли в эту область исследований работы российских ученых и специалистов. Но, прежде всего, - история вопроса!

### Эволюция теории и техники многоскоростной обработки сигналов

Как показывает анализ работ, опубликованных по проблемам многоскоростной обработки сигналов за весь исторический период, в развитии данного направления исследований можно условно выделить три этапа. На первом этапе (1975 – 1985 гг.) были заложены теоретические основы многоскоростной фильтрации и обработки сигналов с применением децимации и интерполяции, эффектов прореживания по времени и по частоте [1, 2]. На втором этапе (1985 – 1995 гг.) получила развитие теория компенсации наложений и полного восстановления при синтезе банка фильтров с полной децимацией [3]. Была установлена связь с вейвлет-преобразованием [8–11]. Третий этап (1995 – 2005 гг. и

*Рассматривается эволюция теории и техники многоскоростной обработки сигналов. Выделяются три взаимосвязанных этапа развития, в основе которых лежат методы цифровой частотной селекции сигналов с использованием эффектов прореживания по времени и по частоте, новые алгоритмы частотно-временной и адаптивной фильтрации, широкий спектр практического применения прежде всего в радиотехнических и телекоммуникационных системах. Изложение материала ведется с позиции вклада, который внесли в эту область исследований работы российских ученых и специалистов.*

по настоящее время) – это этап широкого практического внедрения методов многоскоростной обработки сигналов и дальнейшего их развития и систематизации [6,7]. Важную роль на этом этапе играет создание эффективных инструментальных средств автоматизированного проектирования систем многоскоростной ЦОС, реализуемых на базе цифровых сигнальных процессорах (ЦСП) и программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

### Этап 1. Основы многоскоростной обработки сигналов

Исторически первыми работами по многоскоростной обработке сигналов являются исследования американских ученых Р. Шафера, Л. Рабинера [12], Г. Оуткина, Т. Паркса [13] по применению линейных цифровых фильтров к интерполяции сигналов. В то время как полиномиальная интерполяция недостающих данных оставалась классической проблемой численного анализа, новый подход вызвал повышенный интерес у специалистов в области ЦОС. Однако точкой отсчета следует считать 1974 год, когда появилась статья французских ученых М. Белланже, Ж. Догета, Г. Лепанола «Интерполяция, экстраполяция и уменьшение скорости вычислений в цифровых фильтрах» [14]. Год спустя выходит серия работ американских специалистов Л. Рабинера, Р. Крошье [15, 16], Р. Шивели [17], в которых рассматривается оптимизация многоскоростных структур узкополосных КИХ-фильтров по критерию минимизации общего числа умножений и ячеек памяти данных. Дальнейшие исследования этих авторов были продолжены в работах [18, 19]. В [20] впервые была предложена полифазная форма фильтра-дециматора и фильтра-интерполятора, позволяющая эффективно использовать простые математические модели односкоростных систем обработки сигналов для описания и программной реализации многоскоростных систем.

Начиная с 1975 года, проводятся активные исследования по многоскоростной фильтрации и в СССР [21-

35]. В работе [21] была представлена одноступенчатая структура узкополосного низкочастотного фильтра с применением вторичной дискретизации и последующей интерполяции, в которой фильтр-дециматор впервые был построен по параллельной форме. Это позволило для используемых приложений уменьшить в десятки раз не только объем вычислений, но и число регистров памяти данных. С тем чтобы расширить рассмотренный подход на более общий случай – синтез узкополосных фильтров с произвольной центральной частотой полосы пропускания и высокой прямоугольностью АЧХ, в [22] была предложена двухступенчатая реализация с использованием дополнительного формирующего фильтра. В последующие 10 лет идея многоскоростной обработки получила свое развитие применительно к построению набора цифровых полосовых фильтров на основе эффектов прореживания по времени [23-28] и по частоте [29-35]. Систематизированное изложение этих методов можно найти в монографии [2].

Одним из ярких событий в теории и применении многоскоростной обработки в эти годы было введение двухканального банка квадратурно-зеркальных фильтров (КЗФ) для компрессии речевого сигнала [36,37]. В соответствии с данным методом сигнал раскладывается на низкочастотную и высокочастотную субполосные составляющие с использованием банка фильтров анализа. Каждый субполосный сигнал децимируется с понижением частоты дискретизации в два раза и кодируется (квантуется). Проквантованные субполосные сигналы могут быть рекомбинированы с использованием банка фильтров синтеза для восстановления исходного сигнала. При этом возникает ошибка восстановления, которая обусловлена частично компрессией (субполосным квантованием) и частично погрешностями, возникающими на этапе реализации фильтров анализа и синтеза.

Ключевым источником ошибки восстановления являются наложения спектра цифрового сигнала при его децимации, поскольку фильтры анализа являются неидеальными в зоне их непрозрачности. Это требует принятия каких-то решений по компенсации наложений. Другим источником ошибки являются амплитудно-фазовые искажения, вносимые банком фильтров. Всё это предполагает, что банк фильтров полного восстановления должен обладать свойствами, которые устраняют все виды искажений. Поэтому дальнейшие усилия ученых и специалистов по многоскоростной обработке сигналов были направлены на разработку теории компенсации наложений и полного восстановления [38-40].

### Этап 2. Банки фильтров с полным и квазиполным восстановлением

Задача синтеза систем полного восстановления была прежде всего решена для двухканального банка КЗФ с использованием полифазного представления структуры фильтров и условий параунитарности полифазной матрицы без потерь [36].

В последующих исследованиях [39-41] был выработан более общий подход к синтезу банка фильтров с максимальной децимацией и полным восстановлением, расширенный на  $M$ -полосные системы анализа-синтеза.

В случае равномерного разбиения исходного сигнала  $x(nT)$  на субполосные составляющие ( $v_i = M$  для всех

$i = \overline{1, M}$ )  $Z$ -образ восстановленного сигнала принимает вид

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} F_k(z) H_k(zW^l) X(zW^l). \quad (1)$$

Из (1) видно, что наряду с исходным сигналом восстановленный сигнал содержит  $(M-1)$  составляющих наложения  $X(zW^l), l > 0$ . Поэтому главная задача на этапе синтеза – компенсация  $(M-1)$ -кратных наложений.

Условие компенсации наложений в матричной форме принимает вид:

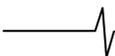
$$\begin{bmatrix} H_0(z) & H_1(z) & \cdots & H_{M-1}(z) \\ H_0(zW) & H_1(zW) & \cdots & H_{M-1}(zW) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_0(zW^{M-1}) & H_1(zW^{M-1}) & \cdots & H_{M-1}(zW^{M-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_0(z) \\ F_1(z) \\ \vdots \\ F_{M-1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} MT(z) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Если матрица компонент наложений  $[H_k(zW^l)]$  допускает обращение, то теоретически можно найти фильтры синтеза  $F_k(z), k = 0, M-1$ , компенсирующие наложения полностью. Однако при этом обратная матрица при обращении матрицы компонент может соответствовать БИХ-фильтрам и, как следствие, система становится неустойчивой или потребует использования фильтров очень высоких порядков. По этим причинам обращение матрицы компонент наложения не приемлемо, и гораздо более удачным является подход, опирающийся, как и для двухканального КЗФ, на полифазное представление фильтров анализа-синтеза, рассматриваемое в классе параунитарных матриц без потерь [42,46,47].

Во многих приложениях построение системы анализа-синтеза с теоретически полным восстановлением является необязательным. Достаточно синтезировать сигнал с наперед заданной точностью. Для построения банка фильтров с «квазиполным» восстановлением разными авторами предложено большое количество разнообразных методик. Многие из них имеют эвристический характер и предназначены для расчета ограниченного класса банка фильтров [48]. Другие подходы, претендующие на общность, можно разделить на класс банков фильтров, получаемых при помощи так называемой « $H_\infty$ -оптимизации» [49,50], и на класс банков фильтров на основе косинусной модуляции фильтра-прототипа [51-57].

Особый класс банков фильтров, играющих для ряда приложений решающую роль, представляют банки фильтров с неравномерным разбиением по частоте [58 – 63]. Простым и надежным способом для их построения, с учетом требований полного восстановления, является использование древовидных структур на базе двух- и трехканальных КЗФ. Однако данный подход приемлем только для целочисленных значений коэффициентов децимации (интерполяции). Основы теории синтеза банка фильтров с рациональными коэффициентами децимации рассматриваются в [59, 60].

Многоскоростные банки фильтров, как показали параллельные исследования [8 – 11], очень тесно связаны с вейвлет-преобразованием. Вейвлет-преобразование выполняет декомпозицию сигнала по базисным функциям с различным «весом» последних



в различных частотно-временных участках. Каждая базисная функция является версией расширения и сдвига так называемой «материнской» (порождающей) вейвлет-функции. Вейвлеты – это очень полезное представление сигналов с переменными характеристиками.

Вейвлет-преобразование было изначально развито для аналоговых сигналов. Одним из наиболее важных достижений за прошедшее десятилетие является прежде всего установление математической зависимости между непрерывными по времени вейвлетами и банком дискретных фильтров, а также их связи с представлением сигналов, предполагающим множественное разрешение по частоте. Например, ортонормальное вейвлет-представление с базисными функциями конечной длительности относится к древовидному соединению двухканального ортонормального банка фильтров. Синтезируя один из фильтров анализа в двухканальном модуле таким образом, чтобы он имел достаточное число нулей в области высоких частот, можно добиться вейвлет-базиса, наиболее близкого к желаемому.

### Этап 3. Оптимальное проектирование систем анализа-синтеза на сигнальных процессорах

В конце 90-х прошлого столетия и начале нового века продолжают дальнейшие интенсивные исследования и систематизация знаний в области общей теории многоскоростной обработки сигналов и синтеза банка фильтров [64]. Теория многоскоростного банка фильтров вызвала целое семейство теорем дискретизации, дополняющих классическую теорему Котельникова-Найквиста [65]. Вместе с тем основной акцент в эти годы смещается в сторону прикладных разработок, прежде всего применительно к системам телекоммуникаций и компрессии аудио- и видеосигналов [66,67]. Решающую роль играет разработка методики, алгоритмов и программ моделирования и оптимального автоматизированного проектирования систем анализа-синтеза сигналов на основе банка фильтров и адаптивной обработки [68-70].

В основе дальнейшего развития субполосного кодирования, эффективной реализации эквалайзеров и эквалайзеров лежит идея многоскоростной адаптивной фильтрации [71-73]. Суть идеи заключается в предварительном частотно-временном «расщеплении» входного сигнала с помощью банка фильтров и последующей адаптивной обработки каждой субполосной составляющей по заданному алгоритму. При необходимости на этапе синтеза выполняется дуальная процедура восстановления выходного сигнала, предварительно сжатого или «очищенного» от помех, шумов и искажений.

При проектировании систем адаптивной многоскоростной обработки сигналов встает целый комплекс проблем, связанных с поиском наиболее эффективных надежно работающих структур и оптимизацией параметров системы. Каким образом реализовать совместную адаптацию в субполосных каналах? Как будут влиять наложения при использовании децимации? Сколько субполосных каналов и с какими характеристиками обеспечат наивысшую производитель-

ность и качество работы всей системы адаптивной многоскоростной обработки сигналов? Все это и является предметом исследований в данной области на современном этапе.

Поиск эффективных структур системы анализа-синтеза с применением банка фильтров, требующий оптимизации «структурных» параметров ( число фильтров в наборе, значение коэффициентов децимации, порядки фильтров, число ступеней преобразования ), поставил вопрос о разработке методики оптимального проектирования. Поскольку в большинстве случаев аппаратно-программная реализация системы ЦОС ориентируется на применение ЦСП, то, как следствие, подобная методика должна была отражать все особенности архитектуры и внутренние ресурсы данного класса микропроцессорных средств обработки. Методика оптимального проектирования на сигнальных процессорах систем ЦОС была заложена в [2] и получила дальнейшее развитие и применение в последние годы [69,70].

### Цифровая частотная селекция сигналов на основе эффектов прореживания по времени и по частоте

Вторичная дискретизация (эффект прореживания по времени) и интерполяция для построения узкополосных цифровых фильтров стали применяться в наших работах, начиная с середины 70-х прошлого столетия. В одной из первых статей, опубликованных в 1977 году в центральной печати [21], впервые была предложена параллельная форма построения фильтра-дециматора, выполняющего вторичную дискретизацию одноступенчато с последующей интерполяцией по обычной прямой форме (рис. 1).

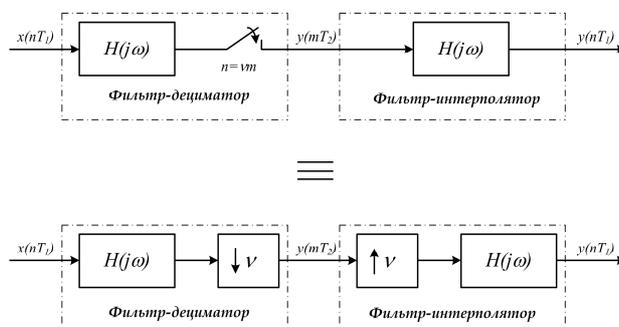


Рис. 1. Одноступенчатая структура узкополосного КИХ-фильтра на основе вторичной дискретизации (децимации).

На рис. 2,а представлена структурная схема КИХ-фильтра-дециматора, работающего по алгоритму параллельной свертки, а рис. 2,б иллюстрирует способ формирования весовых функций  $h_i(n)$  для каждого  $i$ -го умножителя\накопителя. Из рис. 2,а видно, что вместо памяти входных данных  $x(nT_1)$  используется параллельный набор регистров-аккумуляторов, число которых в  $V$  раз ( $V$  - коэффициент децимации) меньше порядка фильтра  $N$ . В этой же работе дан аналитический вывод и предложена структура цифрового полосового КИХ-фильтра с произвольной центральной частотой полосы пропускания, реализуемая с использованием квадратурной демодуляции\модуляции.

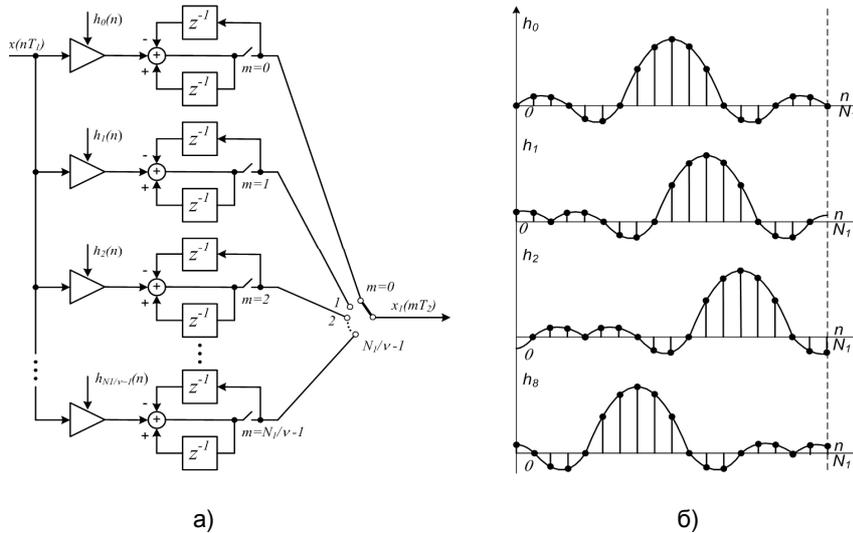


Рис. 2. Параллельная форма фильтра-дециматора.

Дальнейшее обобщение данного метода на класс БИХ-фильтров получено в [24]. В работе [74] проведен анализ шума квантования в цифровых полосовых фильтрах с прореживанием и интерполяцией отсчетов выходного сигнала. Получена оценка дисперсии шума квантования на выходе фильтра, позволяющая правильно выбрать разрядность входного и промежуточного сигналов.

Идея предварительной трансформации частот на основе квадратурной демодуляции/модуляции оказалась полезной при синтезе узкополосных фильтров методом частотной выборки. В работах [75,76] предложена структура интерполирующего фильтра частотной выборки с произвольно заданной частотой  $\omega_k$  (рис. 3), не требующая высокоточного представления коэффициентов параллельного набора цифровых резонаторов, однако исключающая возможность округления результатов умножения на входах цифровых интеграторов. Попытка обойти эту проблему была предпринята в последующих работах [2,30].

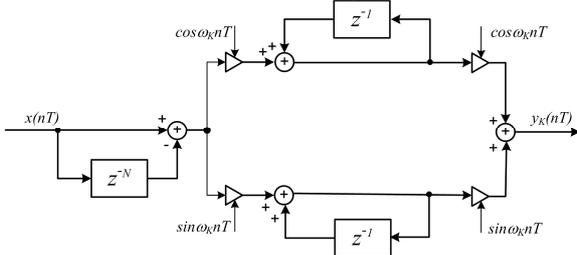


Рис. 3. Структурная схема интерполирующего фильтра k-ой частотной выборки.

В 1980 году в журнале «Известия вузов – Приборостроение» вышла статья «Синтез структуры цифрового узко-

полосного фильтра с использованием вторичной дискретизации» [22], обобщающая на этом этапе исследований применение эффекта прореживания по времени для построения одиночных полосовых фильтров. Приведена оптимизация двухступенчатой структуры фильтра, включающая на выходе фильтра-дециматора формирующий фильтр, который, работая на существенно пониженной частоте дискретизации, обеспечивает воспроизведение заданной высокой прямоугольности АЧХ проектируемого фильтра. Приводится методика оптимизации параметров двухступенчатой структуры, гарантирующая минимизацию приведенных вычислительных затрат (числа операций умножения) при заданном ограничении на выделенные ресурсы памяти данных.

Принимая во внимание, что эффекту прореживания по времени всегда сопутствует один общий недостаток – наличие шума вторичной дискретизации (децимации), особенно когда речь идет о проектировании полосовых фильтров с относительно небольшим подавлением в зоне непрозрачности (не более 60 дБ), в начале 80-х была выдвинута идея использования альтернативного подхода – прореживания импульсной характеристики фильтра вместо выходного сигнала. Поскольку такая процедура приводила автоматически к периодичности частотных характеристик фильтра с показателем периодичности, определяемым коэффициентом децимации импульсной характеристики  $V$ , то соответствующий фильтр был назван цифровым гребенчатым кратности  $V$ , а сам процесс преобразования сигнала при его прохождении через гребенчатый фильтр представлял собой эффект прореживания по частоте. На рис.4 представлена общая структурная схема цифрового гребенчатого КИХ-фильтра кратности  $V$ .

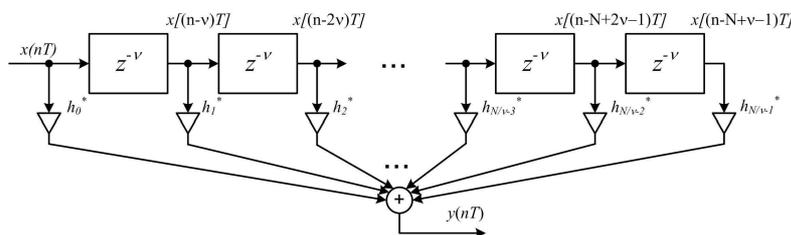
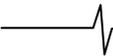


Рис. 4. Структурная схема цифрового гребенчатого КИХ-фильтра.



Из схемы видно, что структура гребенчатого КИХ-фильтра, реализуемая по прямой форме, отличается от структуры обычного фильтра только заменой элементов задержки  $z^{-1}$  на элементы задержки  $z^{-V}$ . Подобная структура цифрового гребенчатого фильтра (ЦГФ) впервые была использована для эффективной реализации набора цифровых полосовых фильтров (ЦПФ) с однотипными частотными характеристиками, отличающихся высокой прямоугольностью АЧХ [25]. Значительное уменьшение требуемых вычислительных затрат достигалось за счет того, что высокая прямоугольность АЧХ набора ЦПФ обеспечивалась одним гребенчатым фильтром с двумя параллельными выходами, разделяющим спектр входного сигнала на совокупность четных и нечетных каналов. К тому же, сам гребенчатый фильтр, отличающийся прореженностью импульсной характеристики, требует в  $V$  раз меньше вычислительных затрат по отношению к однополосному фильтру.

Идея последовательного соединения ЦГФ и последующего сглаживающего (маскирующего) фильтров (рис.5) для эффективной реализации одиночного узкополосного фильтра вначале использовалась только для решения проблемы расчета и оптимизации параметров КИХ-фильтра высокого порядка, а затем в работе [29] стала основой двухступенчатой, а впоследствии многоступенчатой реализаций.

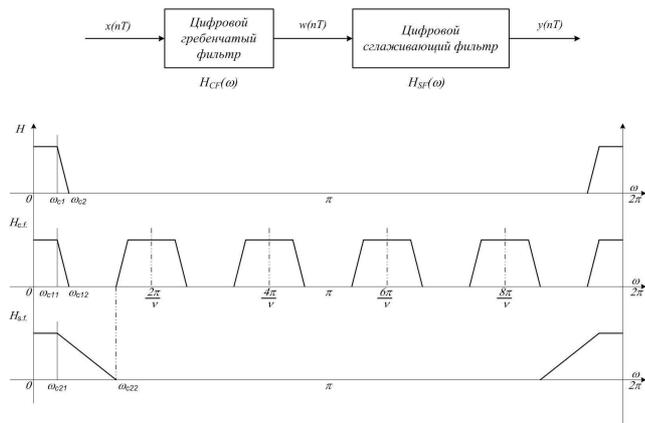


Рис. 5. Метод синтеза цифрового узкополосного фильтра на основе эффекта прореживания по частоте.

На рис. 6 представлена трехступенчатая структура узкополосного фильтра с использованием двух гребенчатых и одного сглаживающего фильтров. Многократное уменьшение общих вычислительных затрат и памяти коэффициентов связано с «прореживанием» (наличием  $V-1$  нулей между каждой соседних отсчетов) импульсной характеристики ЦГФ и малым порядком широкополосного сглаживающего фильтра. Для сверх узкополосного фильтра число ступеней преобразования может пропорционально нарастать. При этом встает задача поиска оптимального значения коэффициентов децимации импульсных характеристик ЦГФ на каждой ступени преобразований по критерию минимизации памяти коэффициентов и, как следствие, минимизации вычислительных затрат [29].

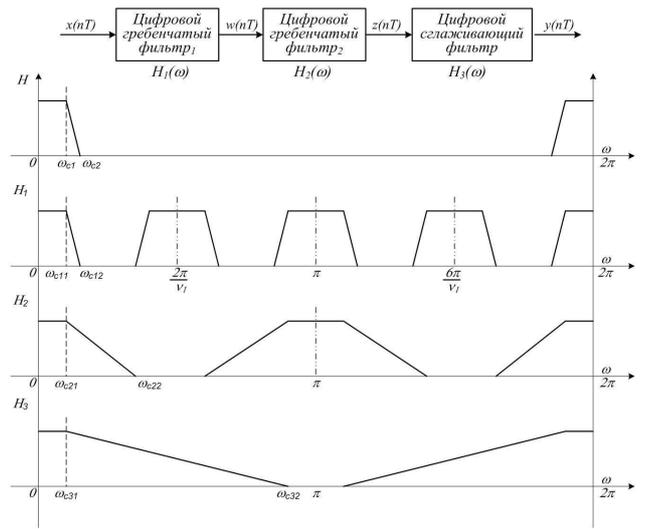


Рис. 6. Трехступенчатая реализация узкополосного фильтра на основе эффекта прореживания по частоте.

Естественным шагом дальнейшего развития теории многоскоростной обработки сигналов стало применение эффекта прореживания по времени и по частоте для построения набора (банка) ЦПФ с однотипными частотными характеристиками, равномерно перекрывающих заданную полосу рабочих частот, как правило, от нуля до частоты дискретизации.

В первой публикации на эту тему [23] фактически ставилась задача построения устройства преобразования ЧРК в ВРК, т.е. группового сигнала с частотным разделением каналов (ЧРК) в множество сигналов с временным разделением каналов (ВРК). Оригинальность нового подхода к решению известной проблемы заключалась в использовании алгоритма двойного БПФ с усечением боковых составляющих дискретного спектра за пределами полосы пропускания каждого канального сигнала. При этом множество обратных преобразований (из частотной области во временную), после соответствующей трансформации выделенного участка спектра частот группового сигнала, выполнялось по массиву малой размерности, что и обеспечило значительное уменьшение общих вычислительных затрат. В работе [25] проведен анализ влияния усечения дискретного спектра канальных сигналов на точность фильтрации и преобразования ЧРК в ВРК по ранее предложенному методу двойного БПФ и даны рекомендации по его применению. В дальнейшем была предложена двухступенчатая структура набора цифровых фильтров-демодуляторов (ЦФДМ) на основе двойного БПФ [27], которая позволила значительно уменьшить размерность прямого и обратного преобразований на каждой ступени и, как следствие, обеспечить уменьшение памяти данных и коэффициентов при высокой общей производительности всей системы, что особенно важно, когда используются специализированные СБИС процессора БПФ с относительно небольшой размерностью окна преобразования.

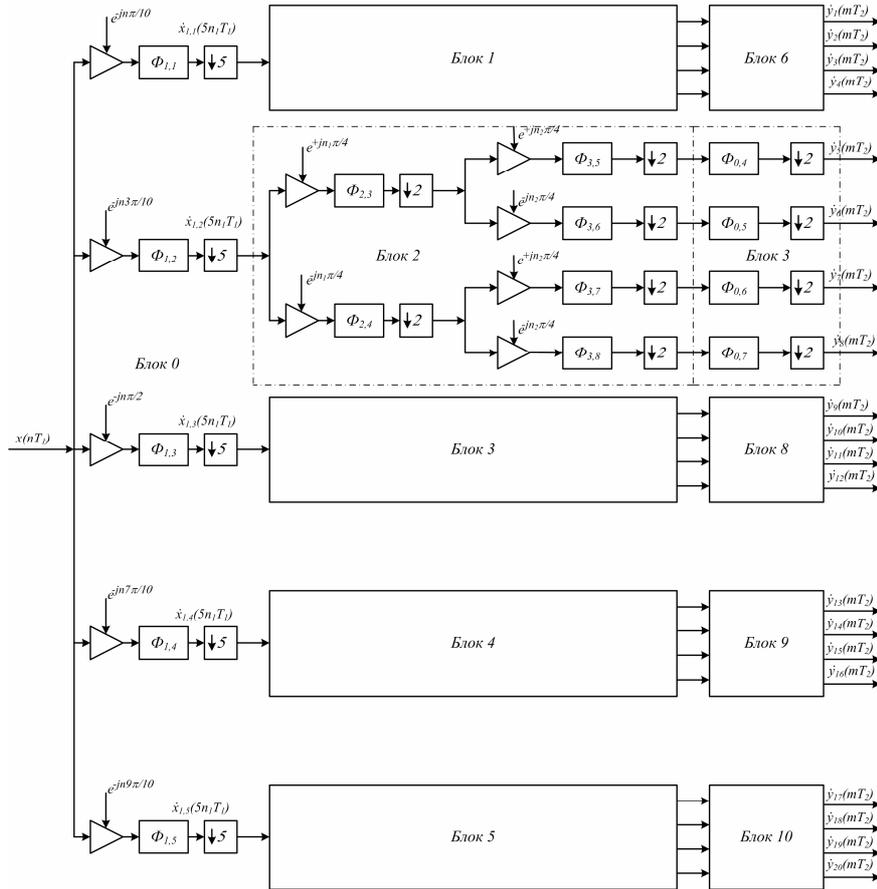


Рис. 7. Трехступенчатая пирамидальная форма набора ЦФДМ.

Идея последовательного понижения частоты дискретизации при построении набора ЦФДМ получила развитие в [28]. На рис.7 дан пример реализации трехступенчатой пирамидальной структуры набора ЦФДМ. Предполагается, что на первой ступени с помощью пяти полосовых фильтров-дециматоров спектр входного сигнала разбивается на пять поддиапазонов с трансформацией каждого выделенного поддиапазона в низкочастотную область и понижением частоты дискретизации в 5 раз. На второй ступени каждый из поддиапазонов разбивается на четыре более мелких поддиапазона с понижением частоты дискретизации в 4 раза и, наконец, на третьей ступени производится окончательное формирование высокопрямоугольных АЧХ каждого из 20 фильтров-демодуляторов с понижением частоты дискретизации в 2 раза (эта ступень может отсутствовать при невысокой прямоугольности АЧХ фильтров). Заметим, что на второй ступени преобразований в блоках 1-5, разбиение каждого поддиапазона на соответствующие полосы частот, выделяемые набором ЦФДМ, может производиться по двухступенчатой структуре с последовательным понижением частоты дискретизации в 2 раза. Более того, если число частотных каналов кратно степени двойки, т.е.  $M = 2^m$ , то в целом ряде приложений наиболее предпочтительной является  $m$ -ступенчатая пирамидальная структура, в рамках которой на каждой ступени преобразований число используемых фильтров-демодуляторов предварительной обработки удваивается с одновременным понижением частоты дискретизации в 2 раза (метод Цуды [77]).

Главное достоинство многоступенчатой пирамидальной структуры – частотно-временное представление входного сигнала с одновременным использованием временных скользящих окон разной длины и формы. Именно в этом и проявилась прямая связь теории синтеза банка фильтров-демодуляторов с вейвлет-преобразованием. Отметим также и другие положительные стороны нового метода синтеза по отношению к прямой параллельной форме. Это существенное уменьшение общих вычислительных затрат и памяти коэффициентов, возможность «адаптации» к частотно-временной структуре входного сигнала с выделением на выходе системы только информативных частотных каналов, снижение уровня собственных шумов и другие [2].

Как и для рассмотренной выше задачи проектирования узкополосного фильтра, для построения набора ЦФФ можно эффективно использовать альтернативный подход, базирующийся на последовательном соединении набора ЦГФ. Это особенно целесообразно и продуктивно, когда речь идет о разработке системы цифровой частотной селекции сигналов без понижения частоты дискретизации на выходах субполосных каналов. Такая задача была впервые связана с цифровой реализацией так называемого блока защиты от узкополосных помех. Предполагалось, что режекция (подавление) узкополосных помех на фоне широкополосного полезного сигнала может быть выполнена путем разбиения спектра входного сигнала на субполосы с последующим суммированием выходов только тех частотных каналов, которые не поражены помехой.

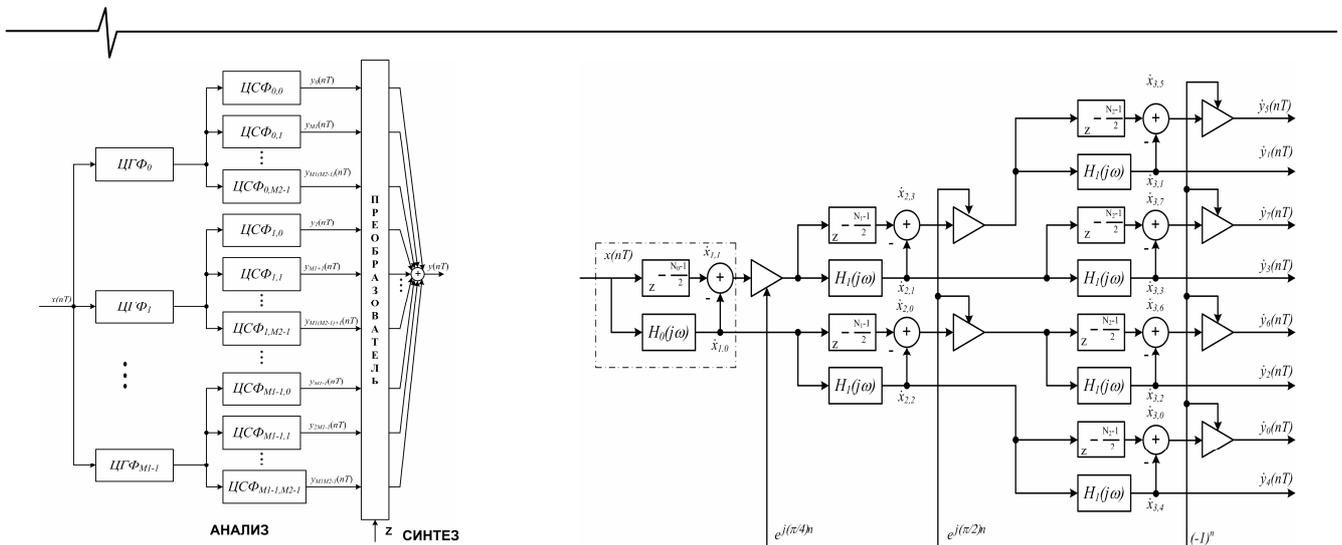


Рис. 8. Двухступенчатая реализация набора ЦФФ.

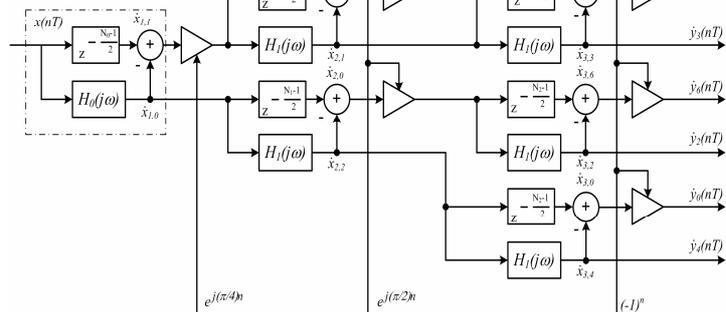


Рис. 9. Трехступенчатая пирамидальная форма набора ЦФФ с использованием полуполосных гребенчатых фильтров.

Еще в 1981 году в [25] была продемонстрирована эффективность применения ЦФФ для решения поставленной задачи. В дальнейшем было показано, что путем использования параллельного набора ЦФФ предварительной обработки входного сигнала и последующего параллельного набора цифровых сглаживающих полосовых фильтров (рис.8) при оптимальном сочетании числа фильтров можно добиться значительного уменьшения общих вычислительных затрат и памяти коэффициентов.

Естественным развитием нового подхода стал переход к многоступенчатой реализации набора ЦФФ с использованием эффекта прореживания по частоте. В работе [32] дана оценка вычислительной эффективности многоступенчатой пирамидальной структуры набора ЦФФ по отношению к другим известным методам. Показано, что многократное уменьшение приведенных вычислительных затрат и памяти коэффициентов связано как с прореживанием импульсных характеристик ЦФФ, так и с уменьшением их порядков от ступени к ступени последовательного преобразования. И, наконец, в 1988 году в [34] предложен метод синтеза цифровой частотной селекции сигналов на основе полуполосных гребенчатых фильтров, отличающийся наивысшей эффективностью решения поставленной задачи (рис. 9).

По логике преобразований и достигаемой вычислительной эффективности он подобен алгоритму БПФ, но в отличие от последнего дает в каждой частотной полосе полное временное представление сигнала на исходной частоте дискретизации. Предполагается, что на ка-

ждой ступени преобразований с помощью набора однотипных (в масштабе приведенных частот) полуполосных гребенчатых фильтров спектры входных сигналов разбиваются на совокупности четных и нечетных каналов. При этом коэффициенты децимации импульсных характеристик ЦФФ принимают максимально допустимые значения, а, следовательно, вычислительные затраты минимизируются. Если число частотных каналов  $M$  кратно степени двойки, т.е.  $M = 2^m$ , то общее число ступеней преобразования равно  $m$ , и достигается наивысшая эффективность предложенного метода синтеза структуры набора ЦФФ.

Идея «скрытой» децимации импульсной характеристики и применения ЦФФ, реализуемых в классе БИХ-цепей, не могла быть оставлена без внимания. В работе [31] впервые дан анализ чувствительности характеристик гребенчатого БИХ-фильтра к неточному представлению коэффициентов. Показано, что даже в рамках обычной прямой формы по структуре, представленной на рис.10, удастся достигнуть значительного уменьшения чувствительности полюсов передаточной функции ЦФФ, а, следовательно, и характеристик фильтра по отношению к однополосной реализации. Таким образом, использованием последовательного соединения гребенчатого и сглаживающего (маскирующего) БИХ-фильтров, можно добиться более эффективного решения проблемы высокой чувствительности характеристик узкополосного БИХ-фильтра к неточному представлению коэффициентов как для одиночного фильтра, так и для набора ЦФФ, реализуемых по пирамидальной структуре (рис. 11) [33].

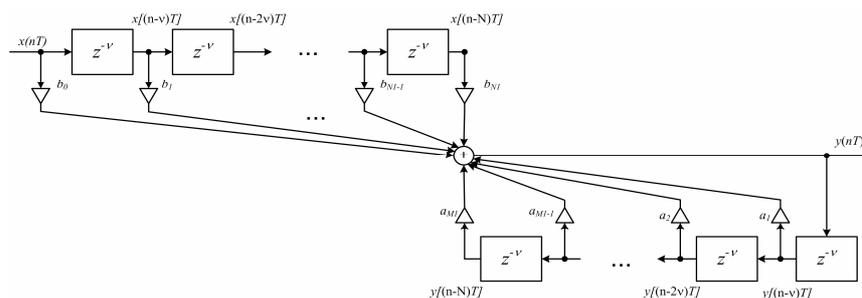


Рис. 10. Структурная схема цифрового гребенчатого БИХ-фильтра.

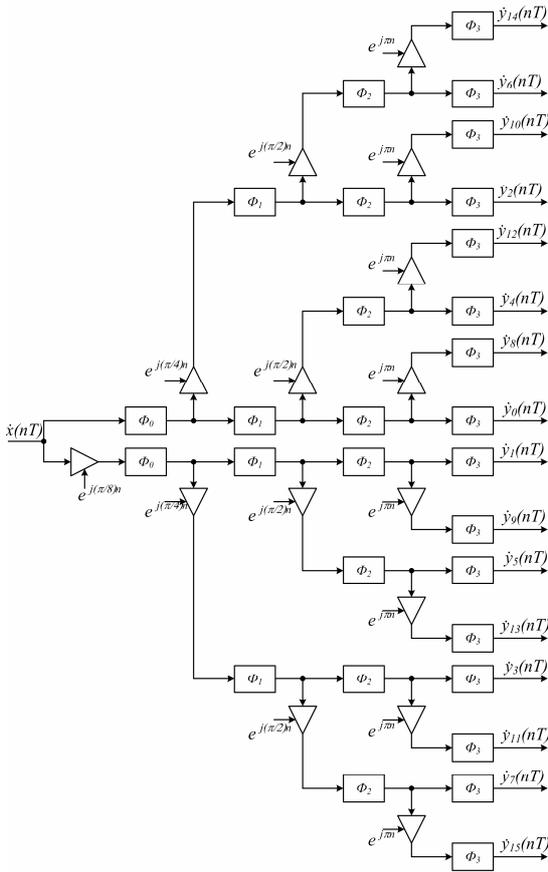


Рис. 11. Пирамидальная структура набора цифровых полосовых БИХ-фильтров.

**Заключение**

Подводя общий итог проведенных выше исследований, можно утверждать, что к концу 80-х прошедшего столетия была создана теория цифровой частотной селекции сигналов на основе эффектов прореживания по времени и по частоте, основы которой изложены в монографии [2].

Дальнейшие исследования, относящиеся к новому этапу эволюции теории и техники многоскоростной обработки сигналов, были связаны с построением адаптивных поисковых систем на основе частотно-временной обработки сигналов и разработки методики оптимального проектирования систем ЦОС на цифровых сигнальных процессорах. Но, это уже новая страница истории, к которой мы вернемся в очередной публикации на предложенную тему.

**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. Mitra S.K. Digital Signal Processing: a computer-based approach. McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.
5. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов и др. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. 608 с.

6. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический курс : Пер. с англ. М.: Изддом «Вильямс», 2004. 992 с.
7. The Digital Signal Processing Handbook / Ed. Vijay K. Madisetti, Douglas B. Williams by CRC Press LLC, 1998.
8. Meyer Y. Wavelets and Operators // Cambridge University Press. Cambridge.- UK, 1990.
9. Meyer Y. Wavelets: Algorithms and Applications // SIAM. Philadelphia.- PA, 1993.
10. Vetterli M., Kovacevic J. Wavelets and Subband Coding. Prentice Hall. Englewood Cliffs.- NJ, 1995.
11. Strang G., Nguyen T. Wavelets and Filter Banks. Wellesley-Cambridge Press. Cambridge.- UK, 1996.
12. Shafer R.W., Rabiner L.R. A digital signal processing approach to interpolation // Proc. IEEE. V. 61. June, 1973. P. 692-702.
13. Oetken G., Parks T.W., Schussler W. New results in the design of interpolators // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-23. June, 1975. P. 301-309.
14. Bellanger M.G., Daguët J.L., Hépagnol G.P. Interpolation, extrapolation and reduction of computation speed in digital filter // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-22. Aug., 1974. P. 231-235.
15. 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.
16. 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.
17. Shively R.R. On multistage FIR filters with decimation // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-23. Aug., 1975. P. 353-357.
18. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Further considerations in the design of decimators and interpolators // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-24. Aug., 1976. P. 296-311.
19. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Interpolation and decimation of digital signals: a tutorial review // Proc. IEEE. V. 69. March, 1981. P. 300-331.
20. Bellanger M.G., Bonnerot G., Coudreuse M. Digital filtering poly-phase network: Application to sample rate alteration and filter banks // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-24. Apr., 1976. P. 109-114.
21. Витязев В.В., Степашкин А.И. Метод синтеза цифровых узкополосных фильтров с усеченной импульсной характеристикой // Изв. вузов. Приборостроение. 1977. Т. 20. № 6. С. 25—29.
22. Витязев В.В., Степашкин А.И. Синтез структуры цифрового узкополосного фильтра с использованием вторичной дискретизации // Изв. вузов. Приборостроение. 1980. Т. 23. № 6. С. 32—38.
23. Витязев В.В., Алпатов Б.А., Степашкин А.И. Синтез цифровых узкополосных фильтров для частотного разделения каналов // Электросвязь. 1979. № 7. С. 47—51.
24. Витязев В.В., Степашкин А.И. Синтез цифровых полосовых фильтров // Радиотехника. 1978. Т. 33. № 3. С. 75—77.
25. Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Метод синтеза цифровых узкополосных КИХ-фильтров // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1981. Т. 24. № 7. С. 55—59.
26. Витязев В.В., Степашкин А.И. К синтезу цифрового фильтра-демодулятора на основе двойного быстрого преобразования Фурье // Радиотехника 1981. Т. 36. № 7. С. 20—24.
27. Витязев В.В., Степашкин А.И. Метод синтеза цифровых фильтров-демодуляторов на основе двойного быстрого преобразова-



- ния Фурье // Электросвязь. 1982. № 3. С. 45—47.
28. Витязев В.В. Синтез пирамидальной структуры набора цифровых фильтров-демодуляторов // Электросвязь. 1983. № 7. С. 45—49.
  29. Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Метод проектирования цифровых полосовых фильтров с конечной памятью // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1983. Т. 26. № 9. С. 3—9.
  30. Витязев В.В., Муравьев С.И. Модификации метода частотной выборки на основе структуры с квадратурной модуляцией // Радиотехника. 1984. № 2. С. 19—23.
  31. Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Метод проектирования цифровых полосовых фильтров с бесконечной памятью // Радиотехника. 1984. № 2, С. 19—23.
  32. Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Синтез пирамидальной структуры набора цифровых полосовых фильтров // Электросвязь. 1985. № 8. С. 52—56.
  33. Витязев В.В., Муравьев С.И. Пирамидальная структура цифровых полосовых фильтров с бесконечной памятью // Радиотехника. 1985. № 9. С. 45—49.
  34. Витязев В.В., Муравьев С.И. Синтез цифровой системы частотной селекции сигналов на основе полуполосовых гребенчатых фильтров // Электросвязь. 1988. № 3. С. 57—61.
  35. Витязев В. В. Оптимальное проектирование многоступенчатых структура цифровых фильтров на процессорах обработки сигналов // Электросвязь. 1992. № 4. С. 23—27.
  36. Esteban D, Galand C. Application of quadrature mirror filters to split band voice coding schemes // Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech and Signal Processing. May, 1977. P. 191-195.
  37. Crochiere R.E. Subband coding // Bell Syst. Tech. J. V. 60, Sept. 1981.
  38. Smith M.J.T., Barnwell III. Exact reconstruction techniques for tree-structured subband coders // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-34. June, 1986. P. 434-441.
  39. Vetterli M. Filter banks allowing for perfect reconstruction // Signal Processing. V. 10. April, 1986. P. 219-244.
  40. Vaidyanathan P.P. Quadrature mirror filter banks, M-band extensions and perfect-reconstruction techniques // IEEE ASSP Mag. V. 4. July, 1987. P. 4-20.
  41. Vaidyanathan P.P. Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks and applications: a tutorial // Proc. IEEE. V. 78. January, 1990. P. 56-93.
  42. Vaidyanathan P.P. Theory and design of M-channel maximally decimated quadrature mirror filters with arbitrary M having perfect reconstruction property // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-35. Apr., 1987. P. 476-492.
  43. Vaidyanathan P.P., Vincent C. Liu. Classical sampling theorems in the context of multirate and polyphase digital filter bank structures // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-36. Sept., 1988. P. 1480-1495.
  44. Viscito E., Allebach J. The design of tree-structured M-channel filter banks using perfect reconstruction filter blocks // In Proc. IEEE Int. Conf. on ASSP. NY: Apr., 1988. P. 1475-1478.
  45. Vaidyanathan P.P., Hoang P.-Q. Lattice structures for optimal design and robust implementation of two-channel perfect reconstruction QMF banks // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-36. Jan., 1988. P. 81-94.
  46. Vaidyanathan P.P., Nguyen T.Q., Doganata Z., Saramaki T. Improved approach for design of perfect reconstruction FIR QMF banks with lossless polyphase structures // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-37. July, 1989.
  47. Doganata Z., Vaidy P.P., Nguyen T.Q. General synthesis procedures for FIR lossless transfer matrices for perfect reconstruction multirate filter bank applications // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-36. Oct., 1988. P. 1561-1574.
  48. Spurbek M.S., Mullis C.T. Least squares approximation of perfect reconstruction filter banks // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-46. Apr., 1998. P. 968.
  49. Huang J., Gu G. A direct approach to the design of QMF banks via frequency domain optimization // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-46. Aug., 1998. P. 2131.
  50. Chen T., Francis B.A. Design of multirate filter banks by hinf optimization // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. V. ASSP-43. Dec., 1995. P. 2822-2830.
  51. Koilpillai R.D., Vaidyanathan P.P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction // IEEE Trans. on Signal Processing. V. SP-40. April, 1992. P. 770.
  52. Yuan-Pei Lin, Vaidyanathan P.P. Linear phase cosine modulated maximally decimated filter banks with perfect reconstruction // IEEE Trans. Signal Proc. V. SP-43. Nov., 1995. P. 2525.
  53. Nguen T.Q., R. D. Koilpillai R.D. The theory and design of arbitrary-length cosine-modulated filter banks and wavelets, satisfying perfect reconstruction // IEEE Trans. Signal Proc. V. SP-44. March, 1996. P. 473.
  54. Xu H., Lu W.S., Antoniou A. Efficient iterative design method for cosine-modulated QMF banks // IEEE Trans. Signal Proc. V. SP-44. July, 1996. P. 1657.
  55. Goh C.-K., Lim Y-C. An Efficient Algorithm for the Design of Weighted Minimax M-Channel Cosine-Modulated Filter Banks // IEEE Trans. Signal Proc. V. 46. May, 1998. P. 1426.
  56. Mertins A. Subspace Approach for the Design of Cosine-Modulated Filter Banks with Linear-Phase Prototype Filter // IEEE Trans. Signal Proc. V. 46. Oct., 1998. P. 2812.
  57. Argenti F., Del E. Re. Design of Biorthogonal M-Channel Cosine-Modulated FIR/IIR Filter Banks // IEEE Trans. Signal Proc. V. 48. March, 2000. P. 876.
  58. Kovacevic, Vetterli M. Perfect Reconstruction Filter Banks with Rational Sampling Factors // IEEE Trans. Signal Proc. V. 41. June, 1993. P. 2047.
  59. Nayebi K., Barnwell T.P., Spith J.T. Nonuniform filter banks: A reconstruction and design theory // IEEE Trans. Signal Proc. V. SP-41. March, 1993. P. 1114.
  60. Akkarakaran S., Vaidyanathan, P.P. New results and open problems on nonuniform filter-banks // Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech, and Signal Proc. Phoenix. March 1999.
  61. Chen T. L. Qiu, Bai E. General Multirate Building Structures with Application to Nonuniform Filter Banks, Special Issue on Multirate Systems, Filter Banks, Wavelets, and Applications // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. V. 45. 1998. P. 948.
  62. Princen J. The Design of nonuniform modulated filterbanks // IEEE Trans. Signal Proc. V. SP-43. Nov., 1995. P. 2550.
  63. Chen T. Nonuniform Multirate Filter Banks: Analysis and Design with an Hinf Performance Measure // IEEE Trans. on Signal Processing. V. 45. March, 1997. P. 572.
  64. Зайцев А.А. Методы построения банков цифровых фильтров: тематический обзор // Цифровая обработка сигналов. 2003. № 1. С. 2-10.
  65. Djokovic I., Vaidyanathan P.P. Generalized sampling theorems in multiresolution subspaces // IEEE Trans. SP-45. March, 1997. P. 583-599.
  66. Wornell G.W. Emerging applications of multirate signal processing and wavelets in digital communications // Proc. IEEE. V. 84-1. April,

1996. Р. 586-603.
67. Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов. 1999. № 1. С. 5-17.
68. 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.
69. 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: Тр. 1-й Международной науч.-техн. конф. М., 1999. Т. 1. С. 50-54.
70. Витязев В.В., Зайцев А.А. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах // Цифровая обработка сигналов. 2001. № 2. С. 2-9.
71. Линович А.Ю., Витязев В.В. Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. 2004. № 1. С. 41-48.
72. Гусинская Е.И., Зайцев А.А. Оптимизация банка фильтров в задачах субполосного кодирования // Цифровая обработка сигналов. 2004. № 3. С. 18-28.
73. 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. М., 2005. Т. 1. С. 50-54.
74. Витязев В.В., Демашов В.С., Степашкин А.И. Шум квантования цифрового узкополосного фильтра с прореживанием и интерполяцией отсчетов выходного сигнала // Изв. вузов. Приборостроение. – 1979. – Т. 22, № 5. – с. 3-7.
75. Алпатов Б.А., Витязев В.В., Степашкин А.И. Синтез цифровых резонаторов для систем узкополосной фильтрации // Радиотехника. – 1979. – Т. 34, № 12. – с. 57-59.
76. Степашкин А.И., Алпатов Б.А. Цифровой резонатор с ограниченной импульсной характеристикой // Изв. вузов. Приборостроение. – 1980. – Т.23, № 2. – с.7-10.
77. Tsuda T., Morita S., Fujii Y. Digital TDM/FDM translator with multistage structure // IEEE Trans. – 1978, May. – Vol. COM-26. – p. 734-741.

### *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», «ExpoElectronica», «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](http://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](http://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@rgta.ryazan.ru](mailto:tor@rgta.ryazan.ru) или [info@dspra.ru](mailto:info@dspra.ru)