

МНОГОСКОРОСТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

В. В. Витязев,

заведующий кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, профессор, д.т.н.; vityazev.v.v@rsreu.ru



Ключевые слова: многоскоростная обработка, адаптивная фильтрация, частотная селекция, децимация, интерполяция, прореживание, гребенчатая фильтрация, оптимизация.

Введение. Многоскоростная обработка сигналов (МОС) предполагает, что в процессе преобразования цифровых сигналов возможно уменьшение или увеличение частоты дискретизации и, как следствие, требуемой скорости обработки. Это приводит к более эффективной обработке сигналов, появляется возможность значительного снижения вычислительной производительности проектируемой цифровой системы.

В области МОС достигнуты огромные 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—8]. Совершенно уникальные возможности дает использование МОС в системах адаптивной и нелинейной фильтрации, сжатия, анализа и восстановления речи, звука и изображений. В [9] дан обзор работ в области МОС применительно к радиотехническим и инфокоммуникационным системам.

В статье рассматриваются вопросы теории и применения МОС в системах телекоммуникаций с позиции вклада,

который внесли в эту область исследований работы автора, его коллег и учеников, опубликованные в разные годы на страницах журнала «Электросвязь» и «Цифровая обработка сигналов».

Цифровая частотная селекция сигналов (ЧСС): подсистемы анализа-синтеза (АС). Исторически первый цикл работ, направленных на построение цифровых подсистем АС сигналов применительно к системам телекоммуникаций, был связан с разработкой преобразователей вида уплотнения каналов — трансмультиплексов [10]. Необходимость существования двух способов уплотнения телефонных каналов: частотного (ЧУК) и временного (ВУК) была обусловлена широким распространением аналогового оборудования, ориентированного на ЧУК, с одной стороны, и тенденцией все более расширяющегося использования цифрового оборудования на основе ВУК, с другой. Таким образом, возникла проблема преобразования ЧУК в ВУК и обратно. Эта задача эффективно решается с применением трансмультиплексов (рис. 1).

Преобразование вида УК осуществляется с использованием набора полосовых фильтров путем повышения и понижения частоты дискретизации. Например, при преобразовании ВУК-ЧУК на передающей стороне входные сигналы $x_i(nT_1)$, $i = 0, M - 1$, после повышения частоты дискретизации в M раз трансформируются полосовыми фильтрами-модуляторами в свою область частот и с помощью смесителя получают окончательное объединение каналов

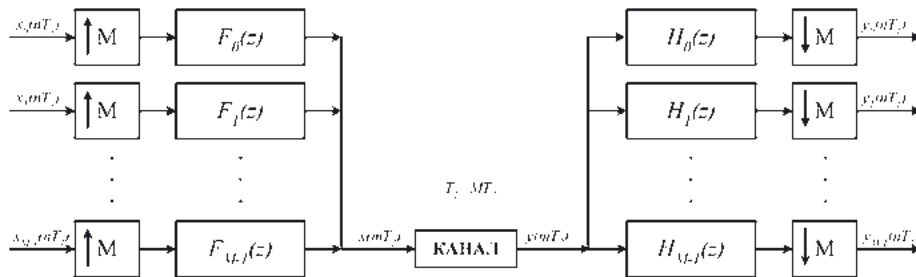


Рис. 1. Цифровой трансмультиплексор

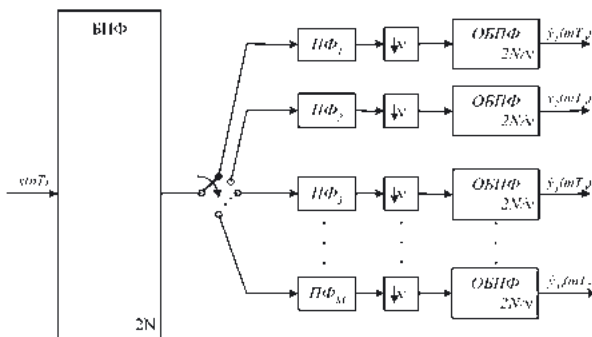


Рис. 2. Структурная схема прямой параллельной формы построения системы на основе двойного отображения с усечением дискретной АЧХ

ных полосовых сигналов в общий групповой сигнал с ЧУК. Для обратного преобразования на приемной стороне входной сигнал $y(nT_2)$ набором полосовых фильтров-демодуляторов (ФДМ) разбивается на M канальных сигналов $y_i(nT)$, $i = 0, M-1$, с одновременным понижением частоты дискретизации в M раз каждой составляющей группового сигнала с ВУК.

В [11] ставилась задача построения устройства преобразования ЧУК в ВУК, т.е. группового сигнала с частотным разделением каналов (ЧРК) во 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 (рис. 2).

В [12] проведен анализ влияния усечения дискретного спектра канальных сигналов на точность фильтрации и преобразования ЧРК в ВРК по методу двойного БПФ и даны рекомендации по его применению. В дальнейшем была предложена двухступенчатая структура набора цифровых ФДМ на основе двойного БПФ [13]. Она позволила значительно снизить 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 при использовании специализированных СБИС процессора БПФ с относительно небольшой размерностью окна преобразования.

Последующий цикл работ был связан с применением подсистем АС для кодирования речи и аудиосигналов и построением помехозащищенных систем широкополосной связи. В результате были заложены основы теории построения подсистем АС с использованием МОС (понижения и повышения частоты дискретизации банка цифровых полосовых фильтров — ЦПФ).

Общая структурная схема цифровой подсистемы АС представлена на рис. 3. Подсистема анализа содержит M ЦФДМ и M компрессоров, понижающих частоту дискретизации в v раз, а подсистема синтеза — M экспандеров, повышающих частоту дискретизации в v раз, M ЦФДМ и смеситель (См), объединяющий выходы отдельных каналов в общий выход подсистемы. Входной сигнал $x(nT_1)$ подсистемы анализа состоит из M равнозначенных по частоте компонент, каждая из которых выделяется квадратурным однополосным фильтром, настроенным на соответствующую полосу частот, и трансформируется в НЧ-область

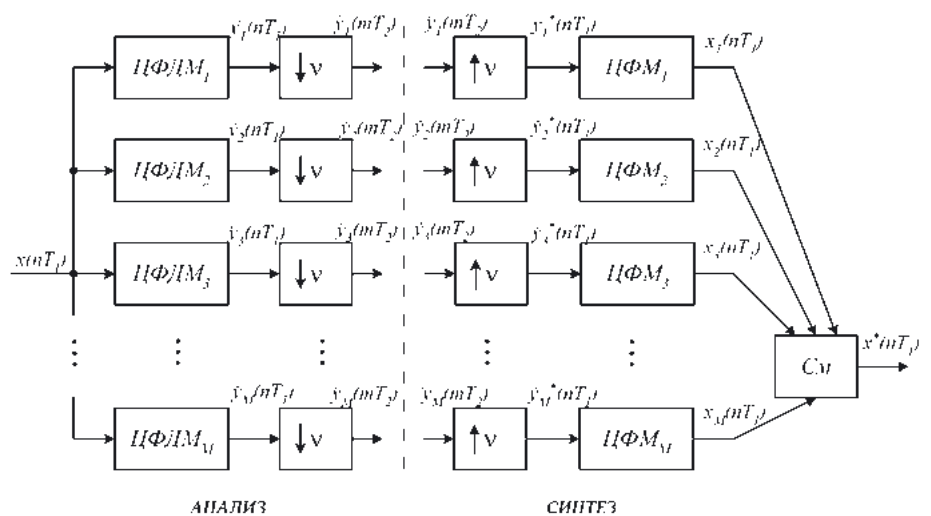


Рис. 3. Общая структура подсистемы АС



Рис. 4. Методы синтеза системы цифровой ЧСС

с помощью квадратурного демодулятора. Полученная на выходе i -го ЦФДМ комплексная огибающая $\hat{y}_i(nT_1)$ i -й компоненты, занимающая относительно узкую полосу частот, подвергается процедуре прореживания отсчетов сигнала посредством компрессора частоты дискретизации.

Заметим, что общая структура подсистемы синтеза является дуальной по отношению к структуре подсистемы анализа: одна подсистема получается из другой путем зеркального отображения и изменения направления движения потоков данных на противоположное. Поэтому при исследовании методов построения подсистем АС достаточно ограничиться только одним типом подсистем. В дальнейшем внимание было сосредоточено на исследовании эффективных способов построения подсистем анализа сигналов по двум основным причинам. Во-первых, подсистемы анализа имеют более широкую область применения (достаточно назвать анализаторы спектра и панорамные приемники) и непосредственно отвечают целям и задачам ЧСС. Во-вторых, при описании дуальных систем АС в большее внимание уделялось построению подсистем синтеза сигналов.

Задача построения M -канального ЧСС (подсистемы анализа) состоит в разработке эффективной структуры набора из M ЦФДМ, как правило, с равнозначенными центральными частотами полосы пропускания. Проблема заключается в поиске такой структуры набора ФДМ, которая бы не только обеспечивала воспроизведение с за-

данной точностью требуемых характеристик по каждому частотному каналу, но и отличалась наилучшими показателями в смысле минимизации общих аппаратных затрат, т.е. решала бы поставленную задачу ЧСС при наименьшем количестве параллельно работающих процессоров обработки сигналов и наименьшем числе СБИС памяти программ и данных.

Множество подходов к решению задачи построения системы цифровой ЧСС (фактически набора ФДМ) можно разделить на два метода синтеза: во временной области и в частотной (рис. 4). При синтезе во временной области каждый цифровой ФДМ_{*i*}, $i = \overline{1, M}$, реализуется как обычный полосовой или НЧ-фильтр с импульсной характеристикой (ИХ) $h_i(nT_1)$, обеспечивающей воспроизведение заданной функции передачи $H_i(\omega)$ (синтез рассматривается только в классе КИХ-цепей). При синтезе в частотной области разделению каналов предшествует операция перехода из временной области в частотную с помощью дискретного преобразования Фурье, как правило, по алгоритму БПФ.

Идея последовательного снижения частоты дискретизации при построении набора ЦФДМ (многоступенчатая форма) впервые получила развитие в [14]. На рис. 5 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 НЧ-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 ФДМ 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 ФДМ предварительной обработки удваивается с одновременным понижением частоты дискретизации в 2 раза.

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 ФДМ 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.

Для построения набора ЦФФ подсистемы АС можно эффективно использовать альтернативный подход, базирующийся на последовательном соединении набора цифровых

гребенчатых фильтров (ЦГФ) [4]. Это особенно целесообразно и продуктивно, когда речь идет о разработке системы цифровой ЧСС без понижения частоты дискретизации на выходах субполосных каналов. Такая задача была впервые связана с цифровой реализацией так называемого блока защиты от 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.

Еще в 1981 г. в [15] была продемонстрирована эффективность применения ЦГФ для решения поставленной задачи. В дальнейшем было показано, что путем использования параллельного набора ЦГФ предварительной обработки входного сигнала и последующего параллельного набора цифровых сглаживающих полосовых фильтров 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

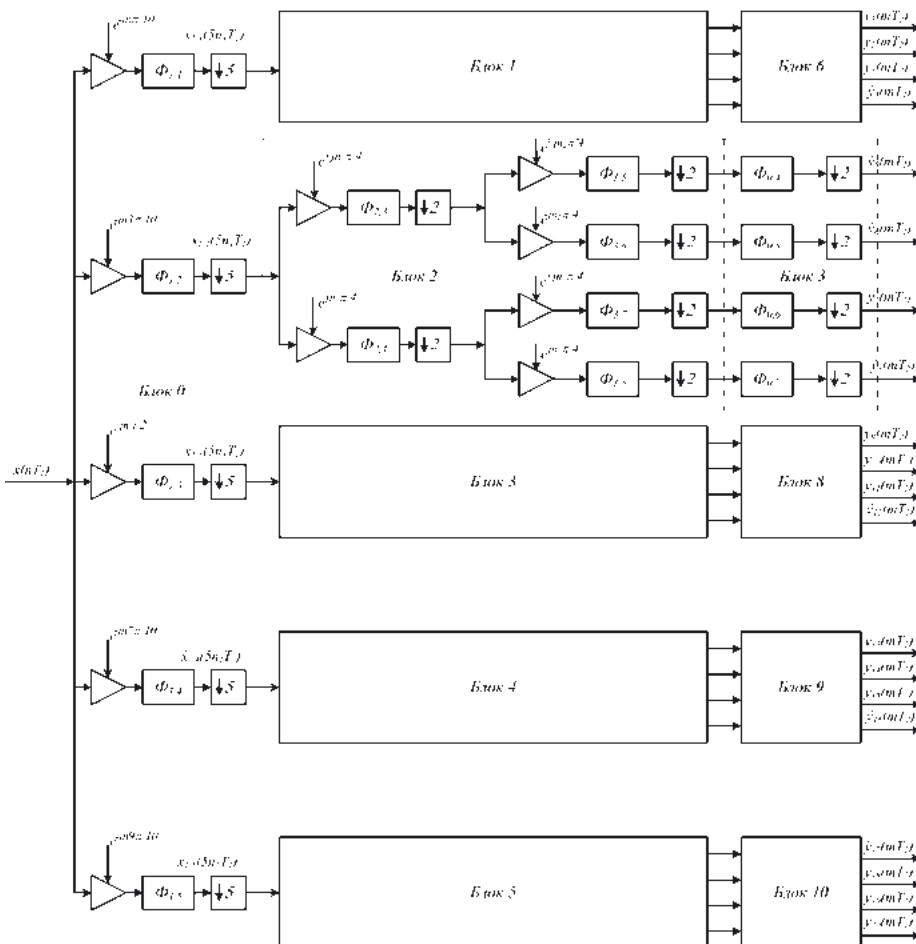


Рис. 5. Трехступенчатая пирамидальная форма набора цифровых ФДМ

по частоте. В [16] дана оценка вычислительной эффективности многоступенчатой пирамидальной структуры набора ЦПФ по отношению к другим известным методам. Показано, что многократное уменьшение приведенных вычислительных затрат и памяти коэффициентов связано как с прореживанием ИХ ЦГФ, так и с уменьшением их порядков от ступени к ступени последовательного преобразования. И, наконец, в 1988 г. в [17] предложен метод синтеза цифровой ЧСС на основе полуполосных гребенчатых фильтров, отличающийся наивысшей эффективностью решения поставленной задачи (рис. 6).

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 каждой 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 ИХ ЦГФ принимают максимально допустимые значения, а, следовательно, вычислительные затраты минимизируются. Если число частотных каналов M кратно степени два, т.е. $M = 2^m$, то общее число ступеней преобразования равно m , и достигается наивысшая эффективность предложенного метода синтеза структуры набора ЦПФ.

Оптимальное проектирование на цифровых сигнальных процессорах. Поиск эффективных структур подсистемы АС 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 цифровых сигнальных процессоров (ЦСП), то, как следствие, подобная методика должна была отражать все особенности архитектуры и внутренние ресурсы данного класса микропроцессорных средств обработки.

Основы методики оптимального проектирования на сигнальных процессорах систем ЦОС были заложены в [4, 18] и получили дальнейшее развитие в последующие годы [19—22]. В [18] рассматривается задача оптимального проектирования на ЦСП многоступенчатой структуры узкополосного НЧ-фильтра в классе КИХ-фильтров.

На рис. 7 показан общий вид $(m + 1)$ -ступенчатой структуры фильтра, включающей m ступеней децимации (интерполяции) на основе фильтров N_i -го порядка с функциями передачи $H_i(j\omega)$, $i = \overline{1, m}$, обеспечивающих понижение и соответственно повышение частоты дискретизации в $v = \prod_{i=1}^m v_i$ раз основного фильтра N_0 -го порядка

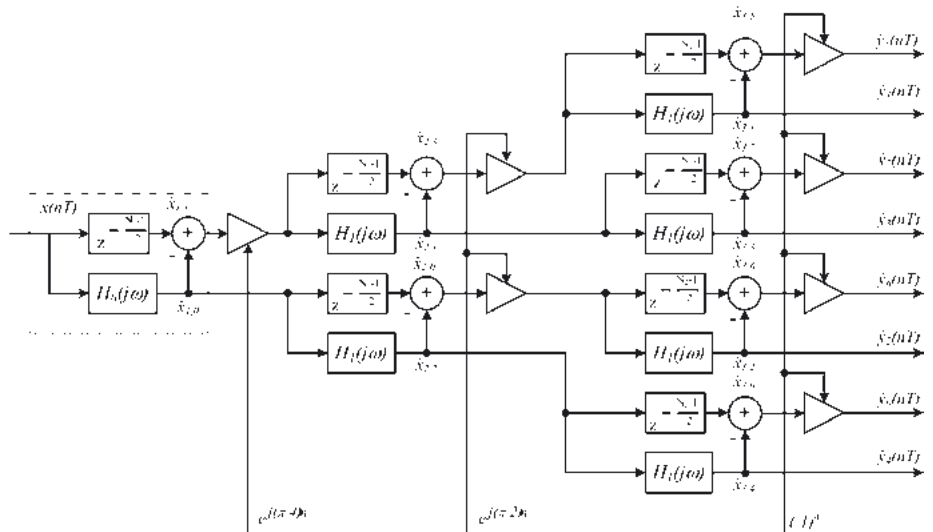


Рис. 6. Трехступенчатая пирамидальная форма набора ЦПФ с использованием полуполосных гребенчатых фильтров

с функцией передачи $H_0(j\omega)$, работающего на предельно низкой частоте дискретизации. Основной фильтр формирует заданную прямоугольность АЧХ проектируемого узкополосного КИХ-фильтра. Предполагается, что многоступенчатая структура проектируемого фильтра эквивалентна по свойствам частотной избирательности некоторому НЧ-фильтру N -го порядка с функцией передачи $H(j\omega)$.

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

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

где $\Phi(G_F^D, F^k)$ — целевая функция, выбираемая из критерия минимизации максимального отклонения строго воспроизводимой в подклассе G_F^D функции передачи $H_B(j\omega, F^k)$ от желаемой $H(j\omega)$; $p(\omega)$ — весовая функция Чебышевского приближения; $V(G_F^D, F^k)$ — временные (вычислительные) затраты на программную реализацию

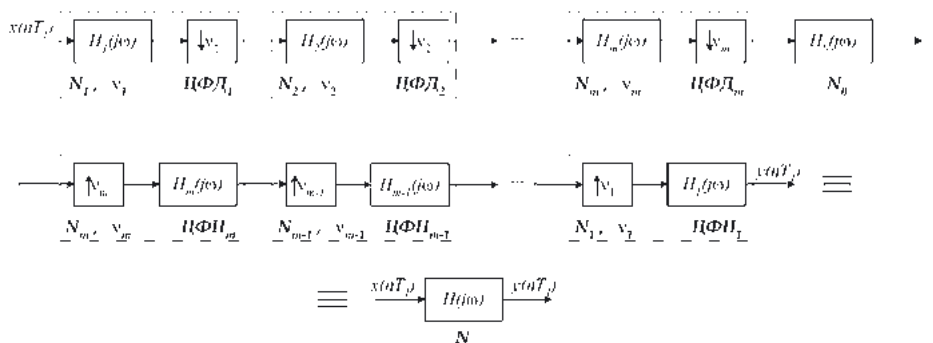


Рис. 7. Общий вид $(m + 1)$ -ступенчатой структуры НЧ-фильтра N -го порядка

оператора $F^k \in G_F^{D_k}$, приведенные к периоду дискретизации T_1 входного сигнала; $S(G_F^{D_k}, F^k)$ и $Q(G_F^{D_k}, F^k)$ — емкость внутрикристалльной памяти данных и емкость памяти программ, требуемые на программную реализацию оператора $F^k \in G_F^{D_k}$; $D(G_F^{D_k}, F^k)$ — дисперсия собственного шума на выходе цифрового устройства, реализующего оператор $F^k \in G_F^{D_k}$; T_{don} , S_{don} , Q_{don} , D_{don} — совокупность ограничивающих факторов, определяемых конкретными условиями программно-аппаратной реализации оператора $F^k \in G_F^{D_k}$. 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.

Как показано в [4], задачу оптимального проектирования в форме (1) можно свести к последовательному решению двух задач.

1. Выбор подкласса $G_F^{D_k} \in G_F^D$ и оператора $F_{opt}^k \in G_F^{D_k}$, максимизирующих значение порядка N эквивалентного по свойствам частотной избирательности НЧ-фильтра с функцией передачи $H_B(j\omega, F_{opt}^k)$, строго воспроизводимой в классе КИХ-цепей N -го порядка, при заданных ограничениях на программно-аппаратную реализацию цифрового устройства:

$$\begin{cases} \Phi_1(G_F^{D_k}, F_{opt}^k) = N(G_F^{D_l}, F^l) \rightarrow \max_{G_F^{D_l}, F^l}, l = 0, 1, 2, \dots, m; \\ V(G_F^{D_k}, F_{opt}^k) \leq T_{don}; \quad S(G_F^{D_k}, F_{opt}^k) \leq S_{don}; \\ Q(G_F^{D_k}, F_{opt}^k) \leq Q_{don}; \quad D(G_F^{D_k}, F_{opt}^k) \leq D_{don}. \end{cases} \quad (2)$$

2. Решение задачи Чебышевского приближения при заданной структуре L^{D_k} и оптимальных значениях параметров $N_{i\ opt}$, $v_{i\ opt}$, $i = \overline{0, k}$, $(k+1)$ -ступенчатой структуры оператора $F_{opt}^k \in G_F^{D_k}$:

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

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

Решение задачи оптимального проектирования в форме (2) сводится фактически к структурному синтезу в классе операторов $F^l \in G_F^{D_l}$, $l = \overline{0, m}$, предполагающему определение оптимального числа ступеней k_{opt} и параметрическую оптимизацию $(k_{opt} + 1)$ -ступенчатой структуры с нахождением оптимальных порядков фильтров-дециматоров (интерполяторов) $N_{i\ opt}$ и оптимальных коэффициентов прореживания $v_{i\ opt}$ для каждой i -й ступени преобразования, $i = \overline{0, k_{opt}}$. 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 [7].

Обратная задача оптимального проектирования многоступенчатой структуры цифрового фильтра формулируется следующим образом: на множестве многоступенчатых структур $G_F^{D_l} \in G_F^D$, $l = 0, 1, \dots, m$, класса КИХ-фильтров G_F^D , реализуемых с использованием вторичной дискретизации, найти подкласс $G_F^{D_k} \in G_F^D$ и составной оператор $F^k \in G_F^{D_k}$ вида $F^k = L^{D_k} \{F_0, F_1, \dots, F_k\}$ с заданной структурой L^{D_k} , такие что

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

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

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 задаче Чебышевского приближения в классе КИХ-цепей G_F , устанавливающей минимальный порядок N эквивалентного НЧ-фильтра с функцией передачи $H_B(j\omega)$, строго воспроизводимой в классе КИХ-цепей, и задаче выбора подкласса $G_F^{D_k} \in G_F^D \subset G_F$ операторов $F_k \in G_F^{D_k}$, минимизирующих объем приведенных временных затрат на программно-аппаратную реализацию многоступенчатой структуры фильтра $N_{\mathcal{E}}$ -го порядка при известных ограничениях.

Методика математической формализации и решения поставленной задачи оптимизации структуры и параметров, как одиночного полосового фильтра, так и набора (банка) ЦПФ, приведены в [18—22].

Многоскоростная адаптивная обработка сигналов в системах телекоммуникаций. Одним из быстро развивающихся направлений в области ЦОС в конце 70-х — начале 80-х годов стала адаптивная обработка сигналов [1,2]. 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: без обратной связи и с обратной связью (с самообучением) [23, 24]. 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, разделения и распознавания источников излучения в широкой полосе частот панорамного обзора. Впервые об эффективной многопроцессорной реализации подобных систем ставится вопрос в [25]. 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 подсистемы АС

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 на 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. Для этого в систему вносятся элементы адаптации к частотно-временной структуре сигнала.

Адаптивная система ЧСС строится на основе двух принципов синтеза самонастраивающейся структуры набора ЦФДМ с растущей памятью: многоступенчатости структуры и избирательности каналов [4]. В соответствии с первым принципом набор ЦФДМ реализуется по многоступенчатой пирамидальной структуре, 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. 8 представлена структурная схема адаптивного приемника панорамного обзора, реализованного с помощью указанных выше принципов построения поисковой системы с частотно-временным разделением каналов [26]. На первой ступени преобразования набор из K_1 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. $РУ_2$ 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.

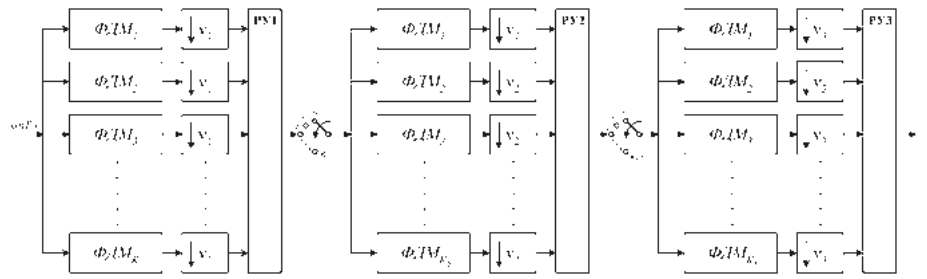


Рис. 8. Адаптивный приемник панорамного обзора

Отметим, что структура адаптивной системы в результате окончательной настройки приобретает древовидный 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. Такие фильтры нашли широкое применение в задачах идентификации динамических систем и их обратного моделирования, эхо-компенсации, линейного предсказания и др. [23, 24]. Для динамических систем (каналов связи) и процессов с ярко выраженными частотно-избирательными свойствами (наличие узкополосных составляющих, спектральных переходов, глубоких замираний и т.п.) порядок адаптивного КИХ-фильтра может достигать тысяч 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 [4] было отмечено, что система АС сигналов с применением набора ЦФДМ-ЦФМ (де-

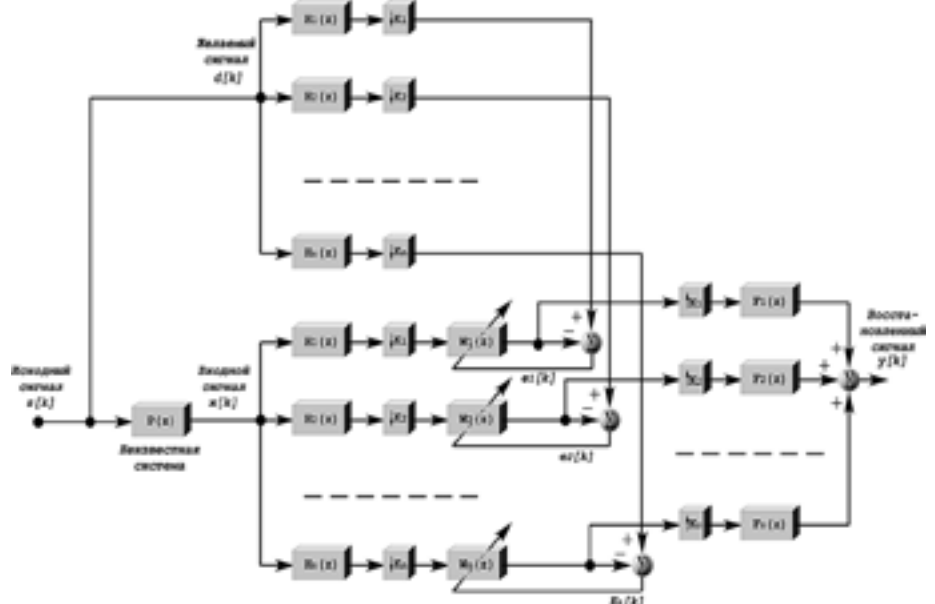


Рис. 9. Функциональная схема устройства обратного адаптивного моделирования с разбиением на субполосы

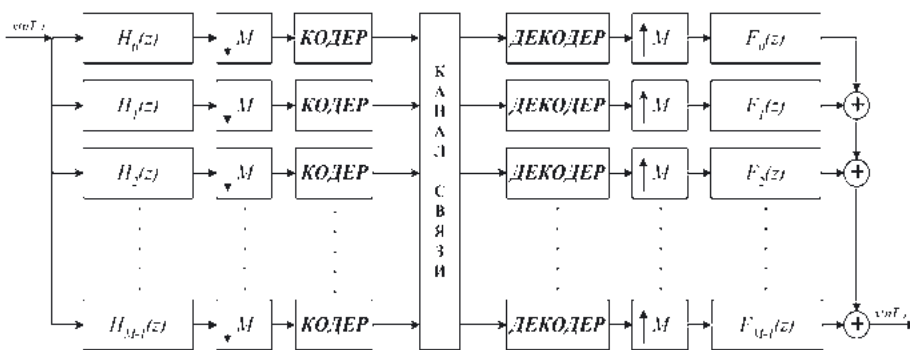


Рис. 10. Схема субполосного кодирования сигналов

модуляторов-модуляторов) и промежуточным понижением частоты дискретизации является мощным инструментом эффективной реализации систем ЦОС во многих приложениях.

Одними из первых приложений адаптивной подсистемы АС сигналов стали обработка и сжатие сейсмических сигналов и геофизических данных [22, 27, 28]. Но большинство работ было посвящено решению задач прямого и обратного моделирования динамических систем (каналов связи) на основе многоскоростной адаптивной фильтрации применительно к проблемам эхо-компенсации и борьбы с межсимвольной интерференцией, а также субполосному кодированию в системах телекоммуникаций [29—36].

На рис. 9 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 $H_i(z), i = \overline{0, M-1}$. Затем в каждом субполосном канале производится прореживание отсчетов выходного сигнала с коэффициентами децимации $k_i, i = \overline{1, M}$. Такой же банк фильтров анализа используется для разделения на субполосы желаемого (обучающего) сигнала $d(nT_1)$. Затем происходит независимая настройка каждым адаптивным фильтром $W_i(z), i = \overline{1, M}$ и восстановление отфильтрованного сигнала $y(n)$ банком фильтров синтеза $F_i(z), i = \overline{1, M}$. Дальнейшее развитие методов и алгоритмов решения задач обратного адаптивного моделирования на основе субполосной МОС приведено в [37—39].

Принцип субполосного кодирования заключается в разделе исходного сигнала $x(nT_1)$ на M частотных составляющих (рис. 10). Главным инструментом такого разбиения являются банки фильтров анализа $H_i(z), i = \overline{0, M-1}$, и фильтров синтеза $F_i(z), i = \overline{0, M-1}$. 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.

В настоящее время в большинстве современных стандартов беспроводной широкополосной передачи информации используется способ приема-передачи сигналов со многими несущими. В частности, наибольшее распространение получил метод ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Постоянный рост трафика в современных сетях, с одной стороны, и все большая загружен-

ность эфира, с другой, приводят к необходимости разрабатывать алгоритмы передачи с большей спектральной эффективностью и малым уровнем внеполосных излучений. А это может потребовать применения сигналов со многими несущими, основанных на банках фильтров (FBMC — Filter Bank Multicarrier).

Применение банков фильтров для разделения частотных каналов имеет свои преимущества и недостатки по сравнению с системами OFDM. Для FBMC характерно отсутствие защит-

ных интервалов, что ведет к увеличению спектральной эффективности, но усложняет реализацию алгоритмов оценки частотно-временных характеристик канала. В отличие от систем с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием банки фильтров позволяют значительно уменьшить уровень внеполосного излучения, а также степень влияния соседних каналов друг на друга за счет малого уровня боковых лепестков АЧХ формирующего фильтра. В [40] приводится обзор методов АС сигналов со многими несущими на основе банков полосовых фильтров.

Заключение. Подводя итоги представленного тематического обзора, можно утверждать, что МОС сигналов и ее сочетание с адаптивной фильтрацией являются эффективным инструментом решения задач ЦОС в широком спектре телекоммуникационных приложений. За прошедшие годы разработаны основы теории построения систем цифровой ЧСС (банков фильтров) на основе эффектов прореживания по времени и частоте. Применение теории и методов МОС сигналов стало основой эффективной реализации банков цифровых фильтров и адаптивных систем в задачах частотно-временного преобразования, идентификации, эхо-компенсации, борьбы с замираниями и узкополосными помехами, модуляции и кодирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Витязев В. В. Цифровая обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Электросвязь.— 1997.— № 6.
2. Зубарев Ю. Б., Витязев В. В., Дворкович В. П. Цифровая обработка сигналов — информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов.— 1999.— № 1.— С. 5—17.
3. Crochiere R. E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing. Prentice Hall. Englewood Cliffs.— NJ, 1983.
4. Витязев В. В. Цифровая частотная селекция сигналов.— М.: Радио и связь, 1993.— 240 с.
5. Vaidyanathan P. P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs.— NJ, 1993.
6. Mitra S. K. Digital Signal Processing: a computer-based approach. McGraw-Hill.— Comp. Inc., 1998.
7. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический курс: Пер. с англ.— М.: Изд. дом «Вильямс», 2004.— 992 с.
8. The Digital Signal Processing Handbook / Ed. Vijay K. Madisetti, B. Douglas Williams by CRC Press LLC, 1998.
9. Витязев В. В. Многоскоростная адаптивная обработка сигналов // Радиотехника.— 2012.— № 3.— С.17—29.
10. Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР.— 1981.— Т. 69, № 11.— С. 52—84.
11. Витязев В. В., Алпатов Б. А., Степашкин А. И. Синтез цифровых узкополосных фильтров для частотного разделения каналов // Электросвязь.— 1979.— № 7.— С. 47—51.

12. **Витязев В.В., Степашкин А.И.** К синтезу цифрового фильтра-демоулятора на основе двойного быстрого преобразования Фурье // Радиотехника.— 1981.— Т. 36, № 7.— С. 20—24.
13. **Витязев В.В., Степашкин А.И.** Метод синтеза цифровых фильтров-демоуляторов на основе двойного быстрого преобразования Фурье // Электросвязь.— 1982.— № 3.— С. 45—47.
14. **Витязев В.В.** Синтез пирамидальной структуры набора цифровых фильтров-демоуляторов // Электросвязь.—1983.— № 7.— С. 45—49.
15. **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.
16. **Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И.** Синтез пирамидальной структуры набора цифровых полосовых фильтров // Электросвязь.— 1985.— № 8.— С. 52—56.
17. **Витязев В.В., Муравьев С.И.** Синтез цифровой системы частотной селекции сигналов на основе полуполосовых гребенчатых фильтров // Электросвязь.— 1988.— № 3.— С. 57—61.
18. **Витязев В.В.** Оптимальное проектирование многоступенчатых структур цифровых фильтров на процессорах обработки сигналов // Электросвязь.— 1992.— № 4.— С. 23—27.
19. **Витязев В.В., Горюнов Ю.Н.** Оптимальное проектирование цифровых полосовых фильтров с высокой прямоугольностью // Электросвязь.— 1995.— № 4.— С. 30—32.
20. **Витязев В.В., Морозов Е.А.** Оптимальное проектирование цифровых полосовых фильтров на процессорах обработки сигналов // Электросвязь.— 1995. № 12.— С. 29—31.
21. **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 Междунар. науч.-техн. конф.— Москва, 1999.— Т.1.— С. 50—54.
22. **Витязев В.В., Зайцев А.А.** Оптимальное проектирование многоступенчатых структур фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах // Цифровая обработка сигналов.— 2001.— № 2.— С. 2—9.
23. **Уидроу Б., Стирнз С.** Адаптивная обработка сигналов.— М.: Радио и связь, 1989.— 440 с.
24. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н. Коузэна и П.М. Гранта.— М.: Мир, 1988.— 392 с.
25. **Витязев В.В., Морозов Е.А., Широков В.А.** Многопроцессорная поисковая система цифровой обработки сигналов // Методы и микросистемные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Тр. 1-й Междунар. науч.-техн. конф.— Рига, 1989.— С.27—29.
26. **Витязев В.В., Бодров К.А., Иванов С.И.** Адаптивная многоскоростная фильтрация узкополосных процессов // Цифровая обработка сигналов и ее.— Москва.— Т.1.— С.150—160.
27. **Витязев В.В., Зайцев А.А.** Применение банков цифровых фильтров с полным восстановлением в целях сжатия сейсмических сигналов // Тр. 4-й Междунар. науч.-техн. конф. «Перспективные технологии в средствах передачи информации — ПТСПИ'2001».— Владимир-Суздаль, 2001.
28. **Витязев В.В., Зайцев А.А.** Перспективы использования цифровых банков фильтров в целях сжатия сейсмических сигналов // Тр. 4-й Междунар. науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2002».— Москва, 2002.— Т. 1.— С.160—162.
29. **Витязев В.В., Линович А.Ю.** Субполосные адаптивные системы на основе банков фильтров с немаксимальной децимацией в задаче обратного моделирования // Тр. 6-й Междунар. науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2004».— Москва, 2004.— Т. 1.— С. 19—22.
30. **Линович А.Ю., Витязев В.В.** Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов.— 2004.— № 1.— С. 41—48.
31. **Гусинская Е.И., Зайцев А.А.** Оптимизация банка фильтров в задачах субполосного кодирования // Цифровая обработка сигналов.— 2004.— № 3.— С. 18—28.
32. **Линович А.Ю.** Методы многоскоростной обработки сигналов в задачах обратного моделирования динамических систем // Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2005: Тр. 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Москва, 2005.— Т.1.— С. 50—54.
33. **Кузнецов Е.П., Витязев В.В.** Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации (часть1) // Цифровая обработка сигналов.— 2006.— № 3.— С. 8—19.
34. **Кузнецов Е.П., Витязев В.В.** Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации (часть2) // Цифровая обработка сигналов.— 2006.— № 4.— С. 20—28.
35. **Кузнецов Е.П.** Новый метод эффективной реализации субполосного адаптивного эхо-компенсатора // Тр. 10-й Междунар. науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008».— Москва, 2008.— Т. 1.— С.269—272.
36. **Кузнецов Е.П.** Методы и алгоритмы адаптивной эхо-компенсации: сравнительный анализ эффективности применения цифровой обработки сигналов // Цифровая обработка сигналов.— 2007.— № 2.— С.26—34.
37. **Линович А.Ю.** Многоканальный эквалайзер на основе субполосной адаптивной фильтрации // Тр. 9-й Междунар. науч.-техн. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007».— Москва, 2007.— Т. 1.— С.124—127.
38. **Линович А.Ю.** Методы многоскоростной обработки сигналов в многоканальных адаптивных фильтрах с самоорганизующейся структурой: эквалайзеры с динамическим выбором каналов // Цифровая обработка сигналов.— 2011.— № 1.— С. 37—44.
39. **Линович А.Ю.** Многоскоростная обработка сигналов в задачах обратного моделирования: LAP LAMBERT academic publishing. — Германия, 2011.— 219 с.
40. **Овинников А.А., Витязев В.В.** Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь.— 2013.— № 9.— С. 28—32.

Получено 01.10.13

ДОРОГИЕ ЧИТАТЕЛИ!

КАК БЫЛО ЗАЯВЛЕНО В СТАТЬЕ И.О. ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ» И.В. КОВАЛЕВОЙ «ЭЛЕКТРОСВЯЗИ – 80 ЛЕТ» (см. с. 4), ПУБЛИКАЦИЯ СТАТЕЙ, ПОДГОТОВЛЕННЫХ К ЮБИЛЕЮ, БУДЕТ ПРОДОЛЖЕНА В № 12, КОТОРЫЙ УЖЕ ПОДПИСАН К ПЕЧАТИ И ВЫЙДЕТ В СВЕТ В БЛИЖАЙШИЕ ДНИ.