

УДК 621.372.54

## Синтез цифровых фильтров для высокоскоростных систем на кристалле

А.Т. Мингазин

### Введение

Цифровые фильтры являются основными устройствами многих систем цифровой обработки сигналов (ЦОС). Проектирование фильтров для систем, реализуемых на заказных или полузаказных СБИС, связано с решением задачи получения требуемых характеристик при минимальном количестве логических элементов на кристалле. Неудачное решение этой задачи приводит к бессмысленной трате площади кристалла, к неоправданному увеличению потребляемой мощности, снижению быстродействия, повышению стоимости, что препятствует желанию разработчиков размещать свои системы на одном или малом числе кристаллов.

Сложность цифровых фильтров, содержащих умножители, сумматоры, регистры и другие вспомогательные устройства, определяется главным образом умножителями. Как правило, высокоскоростные специализированные системы ЦОС оперируют с фиксированной, а не с плавающей точкой. Максимальная частота дискретизации достигается применением параллельной обработки без мультиплексирования. Сложность и быстродействие самих умножителей определяются разрядностями коэффициентов и внутренних переменных в фильтре. Поэтому эти разрядности необходимо выбирать минимальными и в то же время достаточными для удовлетворения заданных требований к фильтру.

В практике построения различных систем ЦОС нашли широкое применение цифровые фильтры с постоянными коэффициентами. Для таких фильтров крайне неэффективно применять полные умножители, особенно при большом их количестве и высокой разрядности. Полные умножители можно устранить, представив каждый коэффициент в каноническом

*Рассматриваются методы проектирования цифровых фильтров без умножителей. Иллюстрируется эффективность применения метода вариации исходных параметров (ВИП) для реализации высокоскоростных специализированных систем ЦОС на кристалле. Представлен ряд структур цифровых фильтров, полученных этим методом. Проведен анализ их сложности и скоростных свойств.*

знако-разрядном коде (КЗРК), содержащем минимальное число ненулевых бит (1 или  $-1$ ). Умножение на такой коэффициент заменяется операциями сдвиг/суммирование. Параллельный сдвиг не требует никаких аппаратных и временных затрат и выполняется простым рассогласованием разрядных шин. Инверсию знака легко учесть при суммировании. Дополнительное сокращение числа сумматоров, заменяющих умножитель, можно получить, если в знако-разрядном представлении коэффициента удастся выделить общие подвыражения. Этот прием особенно эффективен для структур фильтров, содержащих умножители с общим входом (блок умножения) или с объединенными выходами (векторный умножитель). В этом случае упрощение структуры достигается за счет использования общих цепей сдвиг/суммирование для разных умножителей. Цифровые фильтры, в которых умножения на коэффициенты заменены операциями сдвиг/суммирование, называют фильтрами без умножителей. Такие фильтры содержат лишь параллельные сумматоры и регистры, выполняющие функцию задержки.

Поскольку требованиям к фильтру могут удовлетворять многие решения, то возникает задача поиска решения с минимальным общим числом сумматоров, заменяющих умножители. Для оценки сложности всего фильтра в это число включают сумматоры структуры фильтра, а иногда и регистры, пересчитанные в эквивалентное количество сумматоров. Часто решают задачу с ограничением на количество сумми-

рований в представлении каждого коэффициента. В этом случае общее число сумматоров может оказаться больше минимально необходимого, но полученная структура может быть более скоростной.

Найти глобально оптимальное решение этих задач (задач целочисленного программирования) для произвольных требований и любой структуры фильтра на сегодняшний день не представляется возможным. Алгоритмы, приводящие к глобальному решению (алгоритм полного перебора или целочисленное линейное программирование), могут потребовать чрезмерно больших временных затрат даже с применением высокопроизводительных компьютеров. Однако существующие и вновь разрабатываемые алгоритмы, учитывающие специфику задач синтеза цифровых фильтров, приводят к значительному улучшению решения за приемлемое время.

Вопреки, а скорее, благодаря грандиозным успехам в технологии интегральных схем интерес к синтезу и реализации цифровых фильтров без умножителей не ослабел, а наоборот, возрос. Это связано со стремлением разработчиков интегрировать в один кристалл существующие или вновь создаваемые высокоскоростные системы ЦОС. В последние годы появилось достаточно много публикаций, посвященных проектированию цифровых фильтров без умножителей. Как правило, требования к характеристикам определяют в частотной области для заданной структуры фильтра. Вопросы проектирования КИХ-фильтров отражены в [1-15], а БИХ-фильтров – в [8, 13, 16-25]. Для КИХ-фильтров чаще используют прямые формы. Работы [7-10] посвящены синтезу банков фильтров на основе КИХ-структур. В [7, 11, 12] рассмотрены специальные КИХ-структуры с дробной задержкой. Каскадным БИХ-фильтрам уделено внимание в [20], а фильтрам на основе фазовых цепей – в [16-19, 21-25]. Фазовая цепь обычно строится на базе каскада волновых фазовых звеньев не выше 2-го порядка. Синтез БИХ-фильтров с приближенно линейной ФЧХ рассмотрен в [16, 17], банков БИХ-фильтров – в [8, 19], а синтез КИХ и БИХ-фильтров на основе предфильтра и корректора – в [13]. Проблеме сокращения числа сумматоров, заменяющих умножители путем выделения общих подвыражений в знако-разрядном представлении коэффициентов, посвящены статьи [7, 14, 15, 20].

Почти во всех публикациях для синтеза цифровых фильтров без умножителей использована вариация коэффициентов (ВК) на дискретном множестве значений. Синтез специальных фильтров с предварительным выбором исходных параметров и с последующей ВК применен в [17-19]. Синтезу фильтров с

помощью вариации исходных параметров (ВИП) посвящены работы [3, 20-22]. На ряде примеров из разных публикаций были показаны хорошие потенциальные возможности метода ВИП, основным преимуществом которого в сравнении с методом ВК является малое число варьируемых параметров, не зависящее от порядка фильтра и его структуры.

Цель данной статьи двойная – иллюстрация эффективности метода ВИП и привлечение внимания разработчиков высокоскоростных специализированных систем ЦОС к решению проблемы проектирования цифровых фильтров без умножителей. После краткого описания идеи метода ВИП представлен ряд различных структур цифровых фильтров, полученных этим методом, и проведен анализ их сложности и скоростных свойств.

### Метод вариации исходных параметров

В инженерной практике распространен следующий простой подход к проектированию цифровых фильтров с квантованными коэффициентами, и в частности фильтров без умножителей: сначала для выбранных метода аппроксимации АЧХ и структуры рассчитывается фильтр с непрерывными коэффициентами, затем коэффициенты квантуются (округляются), начиная с некоторого достаточно грубого шага квантования, равного степени числа 2, с последующим его уменьшением до тех пор, пока АЧХ фильтра не будет удовлетворять заданному плану допусков. Далее коэффициенты можно представить в КЗРК и получить соответствующую структуру без умножителей.

В этой методике имеется неопределенность в выборе исходных параметров, по которым выполняется расчет фильтра с непрерывными (неквантованными) коэффициентами. Действительно, существует некая допустимая область исходных параметров, и трудно отдать предпочтение бесконечному числу точек в этой области, приводящих к такому же числу допустимых АЧХ. Под методом простого округления (ПО) понимают описанный подход, когда исходные параметры задаются так, чтобы взвешенная максимальная ошибка аппроксимации АЧХ была минимальной. Как известно, метод ПО очень часто дает неоптимальные результаты.

Имеются три возможности улучшить решения, получаемые методом ПО. Это использование методов ВК, ВИП или их сочетания. Для каждого из методов могут быть предложены различные алгоритмы. Метод ВИП изучен в меньшей степени. Ниже этот метод и его особенности изложены в конспективной форме.



### **Область допустимых исходных параметров.**

Для синтеза фильтров необходимо задать исходные параметры. Соответствующий порядок передаточной функции обычно выбирается так, что требования к характеристике фильтра удовлетворяются с запасом. При этом существует некоторая область допустимых исходных параметров  $S$ . Расчет фильтра для любой точки в  $S$  приводит к приемлемой (допустимой) характеристике.

**Коэффициенты фильтра как функции исходных параметров.** Искомые коэффициенты фильтра являются некоторыми функциями исходных параметров. Вид функций зависит от метода аппроксимации требуемой характеристики. Квантование коэффициентов делает эти функции дискретными. В области исходных параметров они образуют сложные пересечения.

**Замена переменных.** Квантование коэффициентов, рассчитанных для точки в  $S$ , может привести к неудовлетворительной характеристике фильтра. Однако применение ВК может исправить эту ситуацию. Вместо ВК можно использовать ВИП. Такая замена переменных приводит к поиску точки в  $S$ , для которой после расчета и квантования коэффициентов характеристика будет наилучшей или допустимой.

**Уменьшение размерности.** Размерность вектора коэффициентов зависит от порядка фильтра и его структуры, а вектора исходных параметров – от типа фильтра и вида аппроксимации и не зависит от порядка фильтра и структуры. Например, для ФНЧ Золотарева-Кауэра (эллиптические фильтры) размерность вектора параметров равна всего трем.

**Структура области  $S$ .** В общем случае структура  $S$  имеет сложный дискретный характер. Каждому значению вектора квантованных коэффициентов соответствует определенная подобласть в  $S$ . Число подобластей ограничено и уменьшается с увеличением шага квантования  $q$ . Необходимо обнаружить подобласть, для которой характеристика фильтра будет приемлемой.

**Утрата размера и равномерности шага вариации.** Обычно коэффициенты квантуются с равномерным шагом  $q$ , равным степени числа 2. Поэтому очень легко варьировать значениями квантованных коэффициентов. Упомянутые подобласти в  $S$  имеют разные размеры и формы. Поэтому перебрать их без пропусков и повторов оценок качества характеристики затруднительно. Замена ВК на ВИП приводит к утрате размера и равномерности шага вариации.

**Определение и коррекция размера шага.** На конечном интервале изменения того или иного исходного параметра имеется ограниченное число

отрезков разной длины, каждому из них соответствует свой вектор квантованных коэффициентов. Векторы для соседних отрезков отличаются на величину  $q$ . Этот факт позволяет в процессе поиска решения определять и корректировать текущий размер шага вариации, чтобы на каждом отрезке делать лишь одну оценку качества характеристики фильтра.

**Хорошие начальные точки.** Начальные точки в области  $S$  можно выбрать так, что в соответствующих им векторах коэффициентов часть компонентов окажется квантованной с шагом  $q_{max}$  без преднамеренного их квантования. При  $q=q_{max}$  в  $S$  имеется хотя бы одна из упомянутых точек, а при  $q>q_{max}$  они отсутствуют. Выбор точек желательно выполнить так, чтобы эти квантованные компоненты были из числа доминирующих, т.е. наиболее сильно влияющих на характеристику фильтра. Для определения начальных точек можно использовать метод ветвей и границ.

Цифровые фильтры Чебышева, Золотарева-Кауэра и др., строго говоря, нельзя называть таковыми после квантования их коэффициентов. Метод получения хороших начальных точек приводит к интересным результатам. Так, существуют простейшие ФНЧ и ФВЧ с квантованными коэффициентами, а именно фильтры Чебышева и Золотарева-Кауэра второго порядка, а также фильтры Золотарева-Кауэра третьего порядка (в том числе полуполосные), реализованные как параллельное соединение двух фазовых звеньев. Для этих простейших фильтров метод приводит к решениям с глобально минимальной длиной слова коэффициентов или с глобально минимальным числом сумматоров в реализациях без умножителей. Имеется в виду глобальность в пределах выбранной аппроксимации.

Метод получения начальных точек часто дает допустимые решения без дополнительной ВИП. Шаг  $q_{max}$  является хорошей верхней границей для  $q$ . Допустимые решения с квантованными коэффициентами можно получить и для начальных точек вне области  $S$ , но вблизи ее границ.

**Стратегия поиска решений.** Одна из возможных стратегий поиска решений с помощью ВИП заключается в следующем. Изменяется один из исходных параметров в окрестности текущей начальной точки. Поиск (с учетом упомянутой коррекции шага) ведется на отрезке, ограниченном зоной постоянства доминирующих коэффициентов. Значение параметра, приводящего к лучшей характеристике фильтра, фиксируется. Изменяется другой параметр и т.д., пока не будет найдено допустимое решение или не будут исчерпаны все параметры. В последнем случае шаг

квантования уменьшается и все повторяется. На качество решения и время его поиска влияют очередности перечисления начальных точек и варьируемых параметров. Для синтеза фильтров без умножителей определяются все допустимые решения при  $q_0$  и  $q_0/2$  с целью выбора из них варианта с минимальным общим числом сумматоров. Здесь  $q_0$  – значение  $q$ , для которого найдено первое допустимое решение.

### Примеры синтеза цифровых фильтров без умножителей

В методе ВИП коэффициенты не могут произвольно изменяться, т.к. связаны функциональными зависимостями с исходными параметрами, и может показаться, что этот метод даст заведомо худшие результаты синтеза в сравнении с методом ВК. Однако это не подтверждается на практике. С помощью ВИП получены превосходные результаты при решении задач синтеза БИХ- и КИХ-фильтров без умножителей. В частности, это подтверждают примеры синтеза пяти фильтров на основе фазовых цепей из недавно опубликованной работы [25], где использован метод ВК, в котором определяются и перебираются все допустимые дискретные значения коэффициентов. Для четырех фильтров метод ВИП приводит к аналогичному числу сумматоров, заменяющих умножители, а для одного фильтра – к 12 сумматорам вместо 11. При этом решение соответствует начальной точке. Для данного фильтра число возможных комбинаций дискретных значений коэффициентов примерно равно  $114 \cdot 10^6$  [25].

Ниже представлены некоторые примеры синтеза с помощью ВИП различных цифровых фильтров без умножителей, таких, как ФНЧ, ФВЧ, полосовые и режекторные фильтры (ПФ и РФ). Приводимые граничные частоты нормированы относительно частоты дискретизации.

#### Пример 1. Требования к АЧХ ФНЧ:

- неравномерность в полосе пропускания  $\leq 0,174$  дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания  $\geq 60$  дБ;
- граничные частоты полос: 0,166667 и 0,188056.

Синтез каскадного БИХ-фильтра 10-го порядка был выполнен в [20]. В данном и следующем примерах задача получения минимального общего числа сумматоров в блоках умножения и задача уменьшения отношения (шум округления)/сигнал решены совместно с учетом масштабирования, полюсно-нулевого объединения и упорядочения звеньев. Соответствующая структура представлена на *рис. 1а*. Каждое звено 2-го по-

рядка выполнено по обращенной прямой форме (*рис. 1б*). Жирный отрезок и указанное рядом число, равное степени 2, означают, что в данной точке необходим сдвиг данных в соответствии с этим числом и инверсия знака, если это число отрицательное. Коэффициенты  $B_{0i}$ ,  $i=0,1,\dots,5$ , равны степени числа 2, и поэтому в каждом звене выполняются только три умножения на коэффициенты  $-A_{1i}$ ,  $-A_{2i}$ ,  $-B_{1i}$ ,  $i=1,2,\dots,5$ .

Согласно *рис. 1б*, для замены блока умножения в каждом звене требуется не более трех сумматоров и, таким образом, вместо 15 умножителей используется всего 12 сумматоров. Весь фильтр содержит 32 сумматора и 24 элемента задержки. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для замены всех умножителей потребуется 41 сумматор, а весь фильтр будет содержать 61 сумматор.

Максимальный коэффициент передачи равен 0,694. Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе структуры *рис. 1а* равно (17,7-6b) дБ. Здесь  $b$  – число бит (включая знак), сохраняемое после единственного округления во входном сумматоре каждого звена.

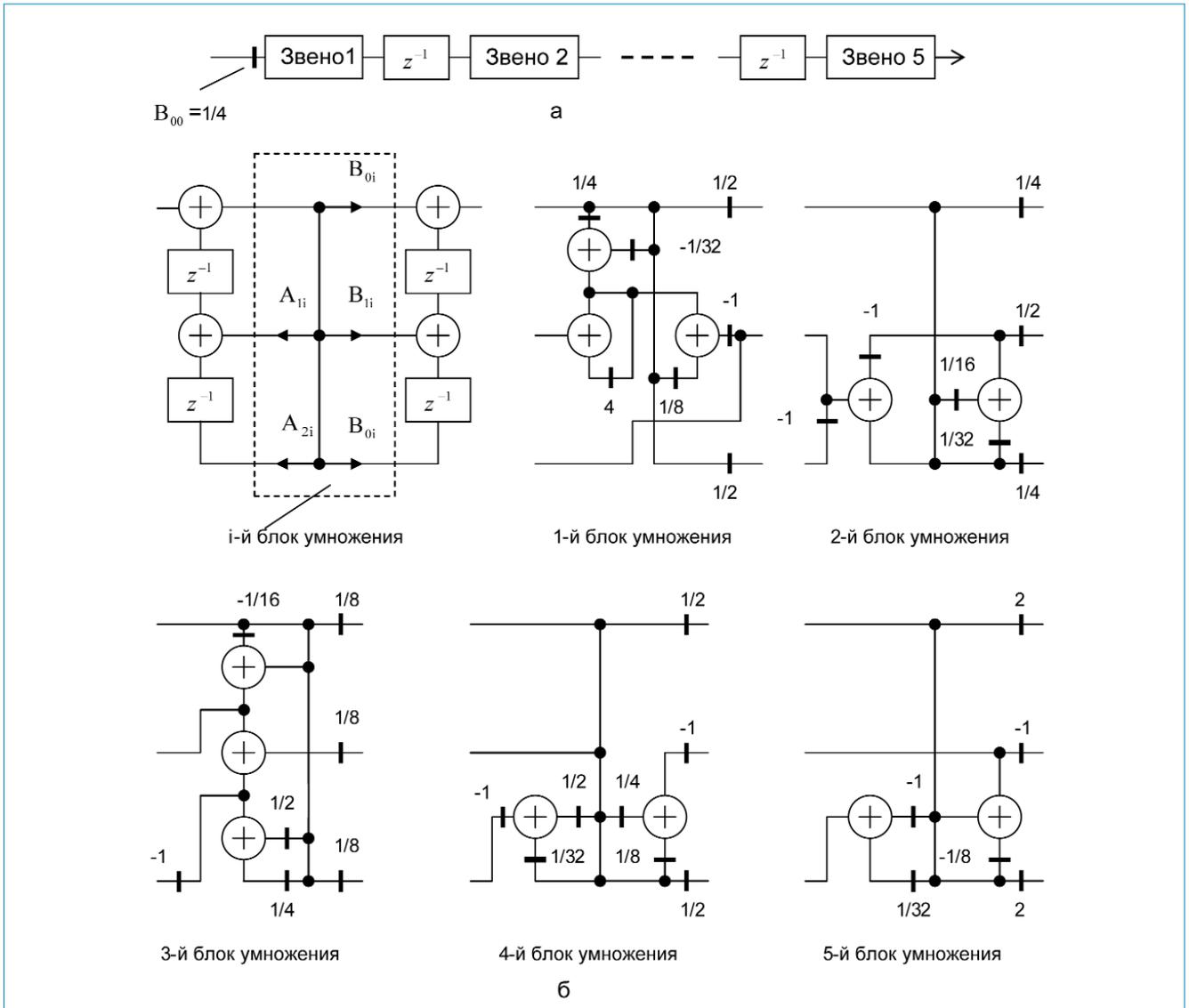
Самая длинная цепь вычислений (между элементами задержки) в фильтре без умножителей состоит из 3-х сумматоров. В то же время в соответствующем фильтре на умножителях эта цепь содержит умножитель и сумматор при условии, что  $B_{0i}$ ,  $i=0,1,\dots,5$ , равны степени числа 2.

#### Пример 2. Требования к АЧХ ПФ:

- неравномерность в полосе пропускания  $\leq 0,521$  дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания  $\geq 40$  дБ;
- граничные частоты полос: 0,191667; 0,205556; 0,233333 и 0,247222.

Синтез каскадного БИХ-фильтра 8-го порядка был выполнен в [20]. Форма звеньев и представление коэффициентов  $B_{0i}$  – как в примере 1. Для данного фильтра  $B_{00}=1/16$  (см. *рис. 1а*). На *рис. 2* показаны блоки умножения для каждого звена этого фильтра. Для замены блока из 3-х умножителей в каждом звене требуется не более трех сумматоров. Таким образом, вместо 12 умножителей используется всего 9 сумматоров. Весь фильтр состоит из 24 сумматоров и 19 элементов задержки. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для замены всех умножителей потребуется 32 сумматора и весь фильтр будет содержать 47 сумматоров.

Максимальный коэффициент передачи равен 0,942. Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе фильтра равно (18-6b) дБ. Самая длинная цепь вычислений состоит из 2-х сумматоров.



**Рис. 1. Каскадный ФНЧ 10-го порядка (а). Структура звена 2-го порядка и реализация блоков умножения на сумматорах для каждого звена (б)**

**Пример 3.** Требования к АЧХ ФНЧ:

- неравномерность в полосе пропускания  $\leq 0,5$  дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания  $\geq 25$  дБ;
- граничные частоты полос: 0,15 и 0,3.

Синтез БИХ-фильтра Золотарева-Кауэра 3-го порядка на основе параллельного соединения двух фазовых цепей был выполнен в [21]. Соответствующая структура показана на рис. 3а. В данном случае фазовые цепи представляют собой звенья 1-го и 2-го порядка прямой формы. Для замены 3-х умножителей в фильтре сумматоры не требуются, т.к. найденные коэффициенты фильтра равны степени числа 2. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для такой замены потребуется 2 сумматора.

Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе фильтра равно (-3,7-6б) дБ в предположении, что округление до  $b$  бит в каждом звене выполняется после последнего этапа суммирования.

На рис. 3б для сравнения дана каскадная структура этого фильтра. Форма звеньев прямая. В этой структуре имеются 6 вместо 7 сумматоров, как на рис. 3а. Для замены 4-х умножителей сумматоры также не нужны. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для такой замены потребуется 5 сумматоров.

Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе фильтра равно (2-6б) дБ, что на 5,7 дБ больше, чем для структуры на рис. 3а.

Максимальный коэффициент передачи для структур на рис. 3а, б равен 1. Самая длинная цепь вычислений в каждом из фильтров состоит из 3-х сумматоров. В со-

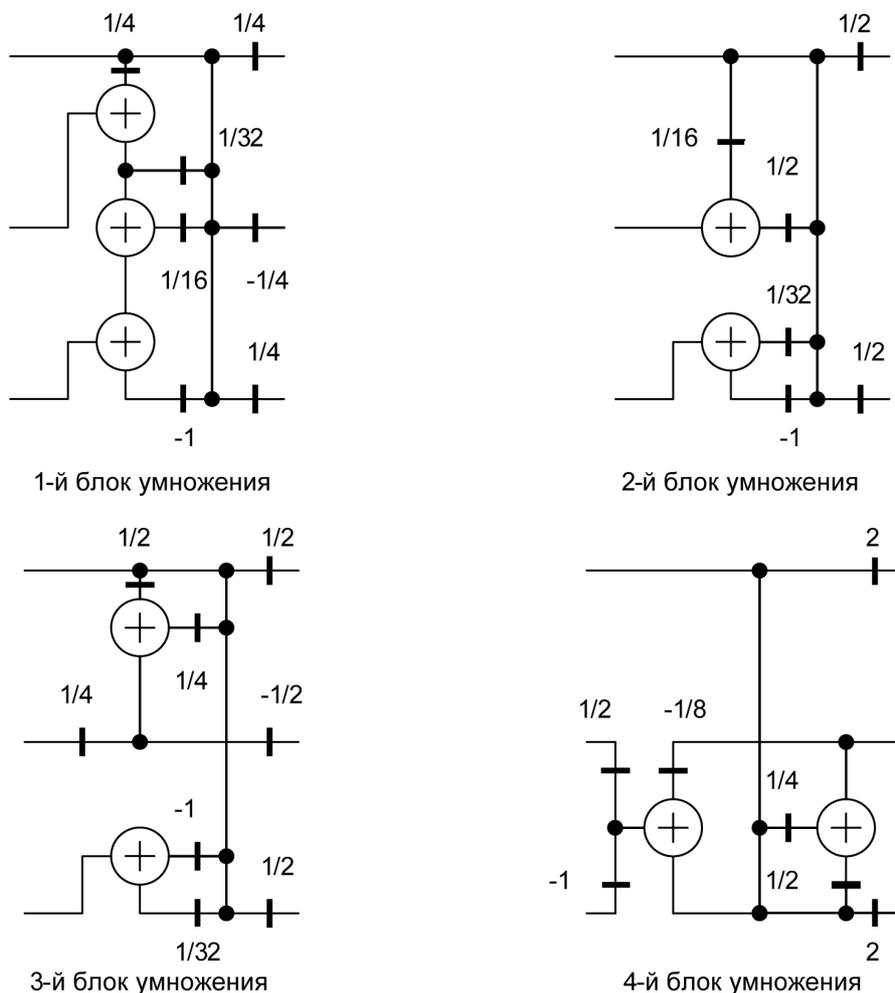


Рис. 2. Реализация блоков умножения на сумматорах для звеньев каскадного полосового фильтра 8-го порядка

ответствующих фильтрах на умножителях эта цепь содержит умножитель и 3 сумматора.

**Пример 4.** Требования к АЧХ полуполосного фильтра:

- минимальное ослабление в полосе задерживания  $\geq 46$  дБ;
- граничная частота полосы задерживания: 0,28.

Этим данным удовлетворяет полуполосный БИХ-фильтр 9-го порядка на основе параллельного соединения двух фазовых цепей, синтезированный в [21]. На рис. 4 представлена структура двухполосного блока синтеза с коэффициентом интерполяции 2 на базе этого фильтра. Каждая фазовая цепь реализована каскадным соединением звеньев прямой формы.

Для замены 4-х умножителей в фильтре требуется 5 сумматоров. Если для синтеза фильтра использо-

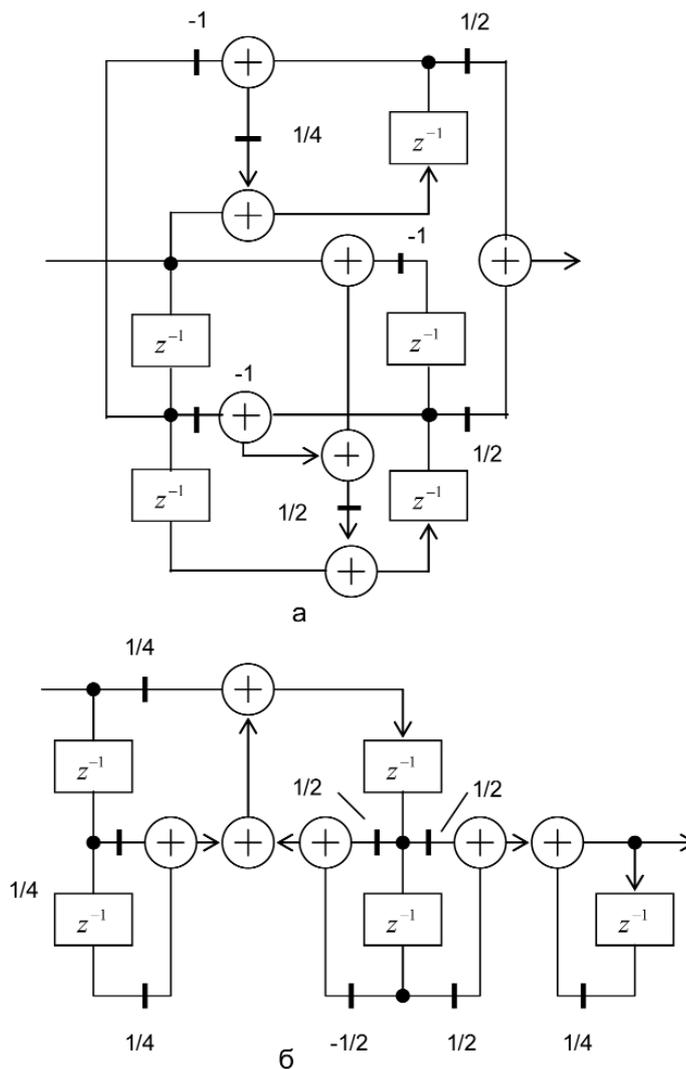
вать метод ПО, то для такой замены потребуется 8 сумматоров.

Самая длинная цепь вычислений состоит из 5-ти сумматоров. В фильтре на умножителях эта цепь содержит умножитель и 3 сумматора.

**Пример 5.** Требования к АЧХ ФНЧ:

- неравномерность в полосе пропускания от 0 до  $0,075 \leq 0,4$  дБ;
- неравномерность в полосе пропускания от 0,075 до  $0,09375 \leq 0,7$  дБ;
- неравномерность в полосе пропускания от 0,09375 до  $0,10625 \leq 1,1$  дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания от 0,14375 до  $0,5 \geq 30,2$  дБ.

Синтез 38 отводного КИХ-фильтра с минимальным общим числом сумматоров был выполнен в [3]. Соответ-



**Рис. 3.** ФНЧ Золотарева-Кауэра 3-го порядка на основе параллельного соединения двух фазовых цепей 1-го и 2-го порядка прямой формы (а), на основе каскадного соединения звеньев 1-го и 2-го порядка прямой формы (б)

ствующая структура (обращенная форма) показана на рис. 5. Как видим, для замены 19-ти умножителей в фильтре требуется всего 3 сумматора. Узлы внизу, на рис. 5б, соответствуют выходам умножителей на рис. 5а. Так, например, узел с цифрами 0, 1, 10 соответствует выходам умножителей на коэффициенты  $h_0, h_1, h_{10}$ . Значение  $h_2 = 0$ , и поэтому в блоке умножения нет узла с цифрой 2.

Максимальный коэффициент передачи равен 5,37. Самая длинная цепь вычислений состоит из 3-х сумматоров. В фильтре на умножителях эта цепь содержит умножитель и сумматор.

**Пример 6.** Требования к симметричным дополняющим по мощности характеристикам ФНЧ/ФВЧ и РФ/ПФ:

- минимальное ослабление АЧХ в полосе задерживания  $\geq 20$  дБ;

- граничные частоты для ФНЧ/ФВЧ: 0,185; 0,315;
- граничные частоты для РФ/ПФ: 0,0925; 0,1575; 0,3425; 0,4075.

Для получения всех 4-х типов фильтров достаточно синтезировать ФНЧ. Требованиям удовлетворяет полуполосный ФНЧ Золотарева-Кауэра 3-го порядка из каталога в [22]. Это фильтр № 5, передаточная функция которого описывается только одним коэффициентом, равным 0,5. Структура пары симметричных дополняющих фильтров на основе волнового фазового звена  $k$ -го порядка представлена на рис. 6. При  $k=2$  выходы соответствуют ФНЧ и ФВЧ, а при  $k=4$  – РФ и ПФ. Порядок РФ (ПФ) равен 6.

Самая длинная цепь вычислений в фильтре состоит из 3-х сумматоров. В эквивалентном фильтре на 4-х умножителях эта цепь содержит умножитель и 2 сумматора.

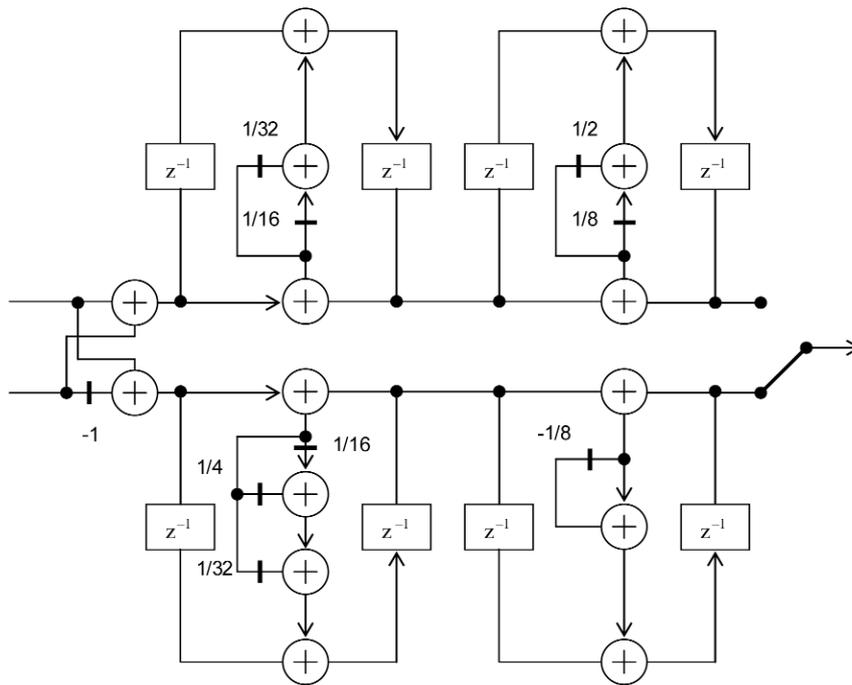
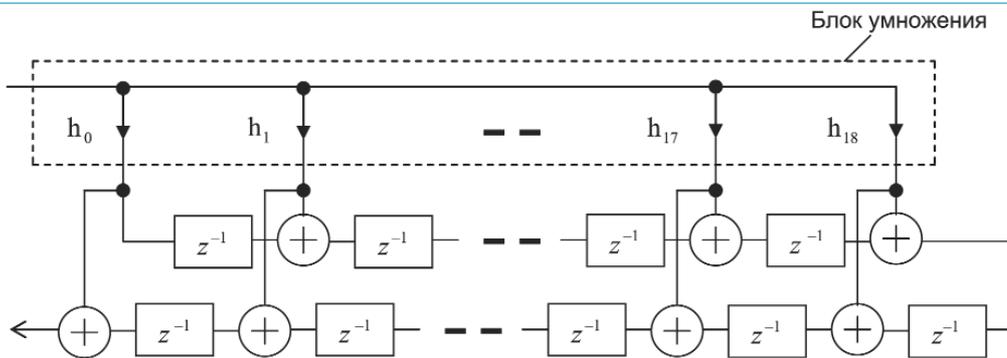
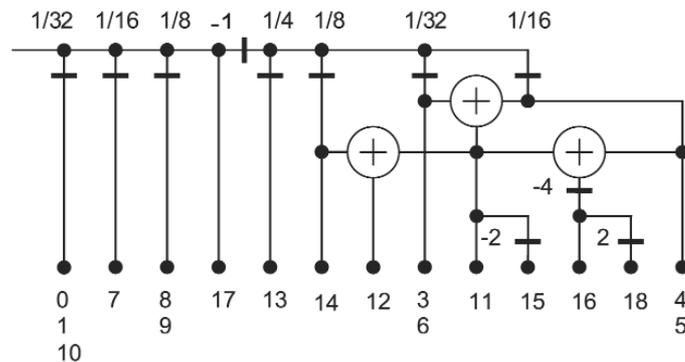


Рис. 4. Структура двухполосного блока синтеза на базе полуполосного фильтра 9-го порядка

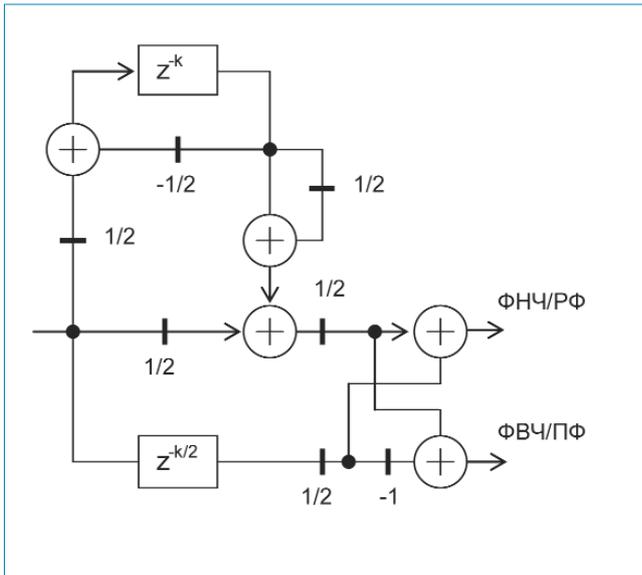


а



б

Рис. 5. Структура ФНЧ (а) и реализация его блока умножения на сумматорах (б)



**Рис. 6. Структура пары симметричных дополняющих фильтров Золотарева-Кауэра; при  $k=2$  выходы соответствуют ФНЧ и ФВЧ (каждый 3-го порядка), а при  $k=4$  – РФ и ПФ (каждый 6-го порядка)**

## Заключение

Интерес к синтезу цифровых фильтров без умножителей подтверждается многими публикациями за последние годы и вызван стремлением разработчиков интегрировать в кристалл существующие или вновь создаваемые высокоскоростные системы ЦОС. Известные алгоритмы синтеза, применимые к заданной структуре фильтра, базируются на методах вариации коэффициентов и исходных параметров или их сочетании. По мере ужесточения требований к характеристикам фильтров растет число их коэффициентов, что может оказаться препятствием для применения метода вариации коэффициентов. От этого недостатка свободен метод вариации исходных параметров, который дает хорошие результаты, что было продемонстрировано в данной статье на ряде примеров синтеза различных по сложности цифровых фильтров. Поскольку глобальность полученных решений не гарантирована, то можно попытаться их улучшить применением других алгоритмов и/или других известных или новых структур фильтров.

Синтез цифровых фильтров без умножителей при неизвестной исходной структуре или, иначе говоря, проблема комбинирования элементов задержки, сдвига, инверсии и суммирования с целью получения желаемых характеристик цифровых фильтров при минимальной сложности реализации на кристалле, остается чрезвычайно трудной задачей.

## Литература

1. Chen C.-L., Willson A.N. A trellis search algorithm for design of FIR filters with signed-powers-of-two coefficients. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 1999. Vol. 46. № 1. P. 29–39.
2. Lim Y.C., Yang R., Li D., Song J. Signed power-of-two term allocation scheme for the design of digital filters. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 1999. Vol. 46. № 5. P. 577–584.
3. Мингазин А.Т. Вариация исходных параметров в задачах синтеза цифровых КИХ-фильтров с конечной длиной слова коэффициентов. // III Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 2000. Т. 1. Ноябрь–Декабрь. С. 162–166.
4. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. A systematic algorithm for the design multiplierless FIR filters. // ISCAS. 2001. Vol. II. May. P. 185–188.
5. Fox T.W., Turner L.E. The design of peak-constrained least squares FIR filters with low-complexity finite-precision coefficients. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2002. Vol. 49. № 2. P. 151–154.
6. Li D., Lim Y.C., Lian Y. A polynomial-time algorithm for designing FIR filters with power-of-two coefficients. // IEEE Trans. Signal Proc. 2002. Vol. 50. № 8. P. 1935–1941.
7. Dempster A.G., Murphy N.P. Efficient interpolators and filter banks using multiplier blocks. // IEEE Trans. Signal Proc. 2000. Vol. 48. № 1. P. 257–261.
8. Pun C.K.S., Chan S.C., Ho K.L. Efficient design of a class of multiplier-less perfect reconstruction two-channel filter banks and wavelets with prescribed output accuracy. // In proc. 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing. 2001. Aug. P. 599–602.
9. Lim Y.C., Yu Y. J. A width-recursive depth-first tree search approach for the design of discrete coefficient perfect reconstruction lattice filter bank. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2003. Vol. 50. № 6. P. 257–266.
10. Yli-Kaakinen J., Saramaki T., Bregovic R. An algorithm for the design of multiplierless two-channel perfect reconstruction orthogonal lattice filter bank. // ISCCSP. 2004. Mar. P. 415–418.
11. Pun C.K.S., Wu Y.C., Chan S.C., Ho K.L. An efficient design of fractional-delay digital FIR filters using the Farrow structure. // In proc. 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing. 2001. Aug. P. 595–598.
12. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. Multiplier-free polynomial-based FIR filters with an adjustable fractional delay. // ICECS. 2002. Sept. Vol. III. P. 1167–1170.

13. Oh H. J., Lee Y.H. Design of discrete coefficient FIR and IIR digital filters with prefilter-equalizer structure using linear programming. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2000. Vol. 47. № 6. P. 562–565.

14. Martinez-Peiro M., Boemo E.I., Wanhammar L. Design of high-speed multiplierless filters using a non-recursive signed common subexpression algorithm. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2002. Vol. 49. № 3. P. 196–203.

15. Vinod A.P., Lai E.M.-K., Premkumar A.B., Lau C.T. FIR filter implementation by efficient sharing of horizontal and vertical common subexpressions. // Electron. Lett. 2003. Vol. 39. № 2. P. 251–253.

16. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. An algorithm for the design of multiplierless approximately linear-phase lattice wave digital filters. // ISCAS. 2000. May. P. 77–80.

17. Lutovac M. D., Milic L.D. Approximate linear phase multiplierless IIR halfband filter. // IEEE Trans. Signal Proc. Lett. 2000. Vol. 7. № 3. P. 52–53.

18. Milic L. D., Lutovac M. D. Design of multiplierless elliptic IIR filters with a small quantization error. // IEEE Trans. Signal Proc. 1999. Vol. 47. № 2. P. 469–479.

19. Milic L. D., Lutovac M. D. Efficient algorithm for the design of high-speed elliptic IIR filters. // Int. J. Electron. Commun. (AEU). 2003. Vol. 57. № 4. P. 255–262.

20. Мингазин А.Т. Синтез каскадных цифровых фильтров с минимальным числом сумматоров в блоках умножения. // II Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 1999. Т. 1. Сентябрь. С. 122–125.

21. Мингазин А.Т. Синтез цифровых фильтров на основе фазовых цепей с конечной длиной слова коэффициентов. // II Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 1999. Т. 1. Сентябрь. С. 112–116.

22. Мингазин А.Т. Синтез полуполосных цифровых фильтров без умножителей на основе фазовых цепей. // VI Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 2004. Т. 1. Март–Апрель. С. 39–41.

23. Persson P., Nordebo S., Claesson I. A multimode mean field annealing technique to design recursive digital filters. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2001. Vol. 48. №12. P. 1151–1154.

24. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. Design of very low-sensitivity and low-noise recursive filters using a cascade of low-order lattice wave digital filters. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 1999. Vol. 46. №7. P. 906–914.

25. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. A systematic algorithm for the design of multiplierless lattice wave digital filters. // ISCCSP. 2004. Mar. P. 393–396.

## Уважаемые читатели!

Со II полугодия 2004 г. вы можете подписаться на наш журнал в любом отделении связи. Подписной индекс издания по каталогу ОАО «Роспечать» – **82185**.

Кроме того, сохраняется возможность оформить подписку непосредственно в редакции. Для этого необходимо заполнить подписной лист и отправить его по факсу (095) 290-9085 или по электронной почте **info@dspa.ru**

### Подписной лист

Наименование организации \_\_\_\_\_

ИНН \_\_\_\_\_

Почтовый адрес \_\_\_\_\_

Контактное лицо \_\_\_\_\_

Телефон, факс, электронная почта \_\_\_\_\_

### Банковские реквизиты

Наименование банка \_\_\_\_\_

Р/с \_\_\_\_\_

К/с \_\_\_\_\_

Город \_\_\_\_\_

БИК \_\_\_\_\_

Справки по телефонам: (095) 290-9088, 290-9085

или по электронной почте: **info@dspa.ru**