

Электрон. Моделирование.- 2010. –Т.32. –№6. –с.47-56.

УДК 681.322

А.М.Сергиенко, канд. техн. наук,  
Т.М. Лесик, инженер,  
Национальный технический университет Украины "КПИ", Киев,  
03056, пр. Победы, 37  
тел.: 4549337  
E-mail: aser@comsys.kpi.ua

### **Динамически перестраиваемые цифровые фильтры на ПЛИС**

Рассмотрены особенности рекурсивных цифровых фильтров с динамически изменяемыми характеристиками, реализованными в программируемых логических интегральных схемах. Благодаря использованию фазовых фильтров, эффектов маскирования, кратных задержек, конвейеризации и разделения ресурсов, получены малые аппаратные затраты и высокая тактовая частота фильтров.

Розглянуто особливості рекурсивних цифрових фільтрів з динамічно регульованими характеристиками, які реалізовані в програмованих логічних інтегральних схемах. Завдяки використанню фазових фільтрів, ефектів маскування, кратних затримок, конвейеризації та розділення ресурсів, одержані малі апаратні витрати і висока тактова частота фільтрів.

*Ключевые слова:* рекурсивный цифровой фильтр, фазовый фильтр, ПЛИС, разделение ресурсов.

#### **Введение**

В цифровой обработке сигналов и в моделировании на ее основе часто используются рекурсивные цифровые фильтры (РЦФ), требующие быстрой перестройки в процессе своей работы. Настройка такого фильтра состоит в расчете коэффициентов РЦФ и записи набора коэффициентов в ПЗУ фильтра. Как правило, программа расчета – достаточно сложная и не исполняется на том же оборудовании, что и фильтр, а для хранения таблиц коэффициентов необходимо ПЗУ большого объема.

Перестройка РЦФ, когда один набор коэффициентов заменяется на другой, представляет собой переходный процесс, который искажает выходной сигнал пропорционально добротности фильтра и шагу изменения его параметров. При этом, если полюсы фильтра приближаются к окружности единичного радиуса, то возможно его паразитное возбуждение [1,2].

Применение программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) для реализации РЦФ дает возможность обрабатывать высокочастотные сигналы с быстрой перестройкой

параметров фильтра. Но в проект для ПЛИС необходимо ввести микроконтроллер для вычисления коэффициентов фильтра или память большого объема для их хранения, что существенно увеличивает аппаратные затраты.

В статье предлагается реализация высокочастотных динамически перестраиваемых РЦФ на базе фазовых фильтров, имеющих плавную перестройку своих параметров, благодаря использованию эффектов маскирования частот и фильтров с кратными задержками.

### Маскирующие фильтры

При последовательном соединении нескольких ступеней фильтров результирующая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) является пересечением АЧХ этих ступеней. При этом говорят, что АЧХ ступени маскирует АЧХ других ступеней, т.е. такая ступень является маскирующим фильтром (рис. 1). Хотя АЧХ ступени фильтра имеет сложную форму (как у  $H_2$  и  $H_3$ ), она может иметь малую сложность, как будет показано ниже. Но благодаря маскированию, результирующий фильтр имеет высокое качество АЧХ [3,4].

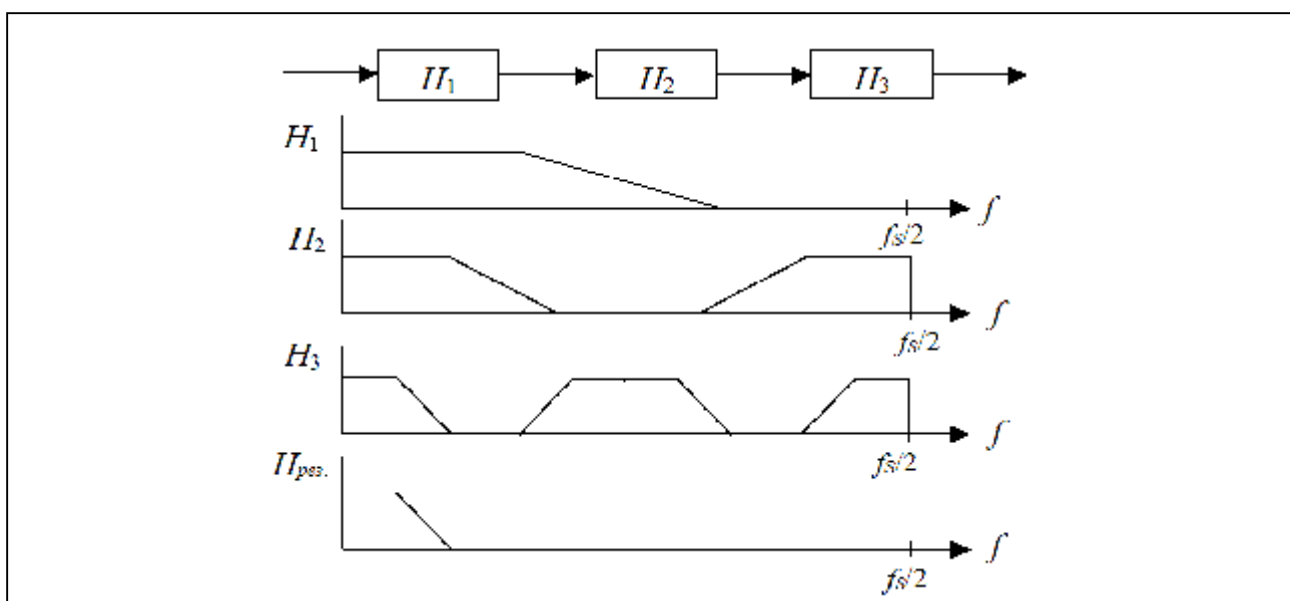


Рис.1. Пример трехступенчатого РЦФ с маскирующими фильтрами

### Фильтры с кратными задержками

Каждому члену  $z^{-k}$  в передаточной характеристике  $H_0(z)$  в сигнальном графе РЦФ отвечает задержка на  $k$  циклов или цепочка  $k$  регистров задержки в результирующей структуре РЦФ. Если в РЦФ количество регистров задержки увеличить в  $n$  раз, то получается фильтр с АЧХ  $H_n(z) = H_0(z^n)$ . АЧХ в таком фильтре имеет форму такую же, как у фильтра – прототипа  $H_0(z)$ , но в диапазоне  $0 - f_s$  она повторяется  $n$  раз, где  $f_s$  – частота дискретизации [5]. На рис. 1  $H_1 = H_0(z)$ ,  $H_2 = H_0(z^2)$ ,  $H_3 = H_0(z^4)$ .

### **РЦФ на базе фазовых фильтров**

Фазовый фильтр характеризуется тем, что модуль его передаточной функции  $H(z)$  равен 1, т.е.  $|H(z)| = 1$ . При этом его фазо-частотная характеристика (ФЧХ) на характерных частотах  $f_R$  имеет фазовый сдвиг, равный  $180^\circ$ . Если складываются сигналы от двух фазовых фильтров, выходной сигнал подавляется на частотах, для которых разность фаз равна  $180^\circ$ . Результирующая передаточная функция:

$$H_S = (H_1(z) \pm H_2(z))/2, \quad (1)$$

соответствует фильтрам низких (ФНЧ), высоких частот или полосовому фильтру в зависимости от порядка фазовых фильтров и знака суммирования [6].

Основными свойствами РЦФ на базе фазовых фильтров являются: – устойчивость при произвольной разрядности коэффициентов, – параметры АЧХ, такие как положение частоты среза, крутизна переходной полосы, прямо зависят от коэффициентов фильтра, – высокая линейность АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания, – высокое быстродействие, т.е. фильтр имеет минимизированную групповую задержку [1,6].

### **Динамически перестраиваемый фильтр нижних частот.**

Цифровые фильтры, даже высокого порядка, как правило, имеют ограниченный диапазон изменения ширины полосы пропускания (обычно в диапазоне не более 0,05 – 0,45 от частоты дискретизации). Для получения узкополосных фильтров используют многоступенчатые схемы фильтров с децимацией и интерполяцией или двухшаговый гетеродинный перенос частоты с фильтрацией промежуточных частот [1,5]. Но комбинация узко- и широкополосных фильтров требует комплексных технических решений.

Для построения ФНЧ, перестраиваемого в широком диапазоне частот, предлагается структура фильтра в виде цепочки ступеней маскирующих фильтров и ступени фильтра-формирователя. При этом маскирующие фильтры выполняют фильтрацию частот с формой АЧХ, свойственной фильтрам-дециматорам, но непосредственно децимацию не производят ( $H_1, H_2, H_3$ , рис.1). Благодаря тому, что маскирующие фильтры имеют кратные задержки и реализуется эффект маскирования, результирующая АЧХ получается такой, как на рис. 1 [7]. Передаточная функция одной (первой) ступени маскирующего фильтра равна:

$$H_S(z) = 0,5z^{-1} + 0,5 \frac{a + b(1+a)z^{-1} + z^{-2}}{1 + b(1+a)z^{-1} + az^{-2}}, \quad (2)$$

где первое и второе слагаемое представляют  $H_1(z)$  и  $H_2(z)$  в (1),  $b = \cos(2\pi f_R)$  – регулирует частоту среза  $f_R$ ,  $a = (1-t)/(1+t)$  – задает ширину переходной полосы  $\Delta f$ ,  $t = \text{tg}(\pi\Delta f)$  [6]. Таким образом, изменяя  $b$  в (2), полоса среза регулируется в пределах  $(0,1 - 0,4) f_S$  с подавлением в полосе задержания до 50 дБ.

Для регулирования частоты среза в широких пределах строится цепочка ступеней маскирующих фильтров, каждая следующая из которых имеет удвоенное число регистров задержек относительно предыдущей. При этом все ступени имеют одинаковые наборы фиксированных коэффициентов, соответствующие АЧХ полуполосного фильтра-дециматора [5]. ФНЧ с регулируемым значением частоты среза получается, если цепочку маскирующих фильтров дополнить формирующей ступенью с переменными коэффициентами  $a$  и  $b$ .

На рис. 2 показана структура фильтра из  $k$  ступеней маскирующих фильтров, формирующей ступени и мультиплексора, который выбирает результаты отдельных ступеней на выход формирующей ступени в зависимости от диапазона  $k$  регулируемых частот. Следует отметить, что все ступени фильтра выполняются по одному алгоритму, но с различными коэффициентами  $a, b$  и числом  $k$  регистров задержки.

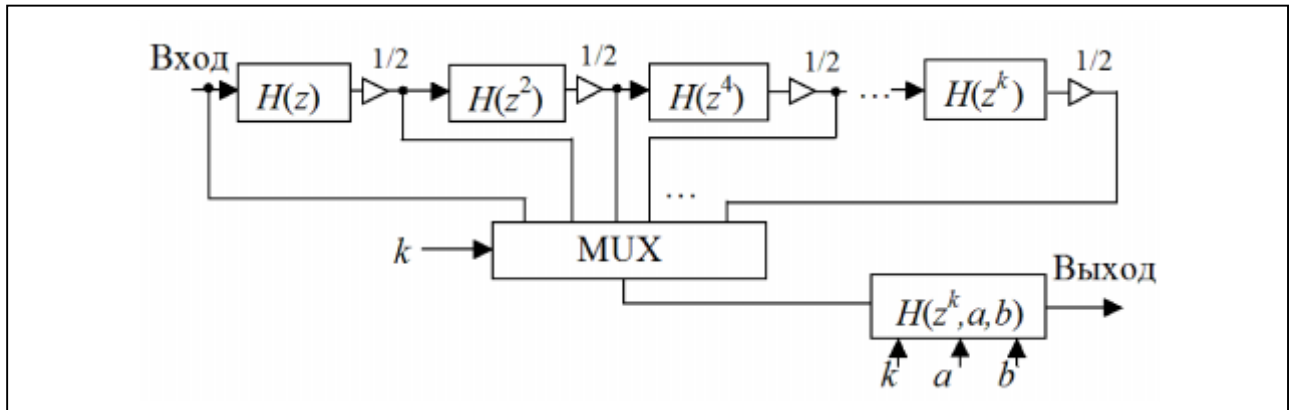


Рис.2. Структура ФНЧ с регулируемыми параметрами

### Пример реализации динамически перестраиваемого ФНЧ

Для реализации динамически перестраиваемого ФНЧ высокого качества выбрано схему фильтра на рис.2. Причем для получения уровня подавления более 80 дБ и крутизны до 100 дБ/октава во всем диапазоне частот каждая высокочастотная ступень фильтра состоит из двух ступеней, реализующих передаточную функцию  $5k$ -го порядка:

$$H(z^k) = z^{-2k} + \frac{a + b(1+a)z^{-k} + z^{-2k}}{1 + b(1+a)z^{-k} + az^{-2k}} \cdot \frac{c + z^{-k}}{1 + cz^{-k}}$$

Здесь коэффициент  $c$  управляет равномерностью АЧХ и незначительно влияет на

значение полосы среза и уровень подавления. Приближенное значение частоты среза и крутизны фильтра определяется аналогично (2).

При включении только формирующего фильтра (рис.2) частота среза регулируется в пределах  $(0,125-0,4)f_s$ , при добавлении одной ступени маскирующего фильтра – в пределах  $(0,0625-0,125)f_s$ , а при включении всех трех ступеней маскирующих фильтров – в пределах  $(0,015-0,031)f_s$ . При добавлении новых ступеней нижняя частота диапазона регулирования приближается к нулю. Так, для регулирования частоты среза в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц требуется до восьми ступеней маскирующих фильтров.

Синтез структуры фильтра выполняется с использованием метода отображения периодических алгоритмов, представленных графом синхронных потоков данных, в конвейерный вычислитель, реализованный в ПЛИС. Метод заключается в размещении графа алгоритма в многомерном индексном пространстве и отображении его в подпространства структур и времени. Ограничения на процесс отображения позволяют минимизировать в ПЛИС как тактовый интервал, так и аппаратные затраты, включая мультиплексоры [8,9].

Синтезированный фильтр имеет три блока умножения на коэффициенты  $a, b, c$ , которые разделяются во времени между 8 ступенями фильтра. При этом структура фильтра работает с периодом 8 тактов с высокой степенью конвейеризации и поэтому – с высокой тактовой частотой.

Для аппроксимации функции косинуса на интервале  $(0,125-0,4)f_s$ , а также незначительной коррекции  $a$  и  $c$  в структуру фильтра введен блок калькулятора коэффициента  $b$ . Частота среза фильтра задается 12-разрядным кодом, 3 старшие разряда которого управляют мультиплексором на рис.2, а остальные – точной настройкой  $f_s$ . Новая частота среза устанавливается сразу после записи кода частоты и начинает действовать после соответствующего переходного процесса. Так как природа фазового фильтра не допускает его возбуждения, при всех возможных комбинациях кодов частоты и входных данных фильтр работает стабильно.

На рис. 3 показаны АЧХ спроектированного фильтра в зависимости от кода частоты среза, которые свидетельствуют о его высоком качестве. АЧХ получены путем моделирования фильтров по методике и с использованием испытательного стенда, представленных в [10]. Как видно из рис.3, фильтр имеет высокий уровень подавления и узкую переходную полосу при различных настройках. Следует добавить, что неравномерность в полосе пропускания – не более  $-0,23$ дБ. Характеристики фильтра, реализованного в ПЛИС Xilinx, представлены в табл. 1. Аппаратные затраты фильтра измеряются в числе эквивалентных конфигурируемых логических блоков (ЭКЛБ, CLB Slices) и числе блоков умножения DSP48.

Тактовая частота достигает 280 МГц в ПЛИС Xilinx Virtex-5, т.е. фильтр может обрабатывать сигналы с частотой дискретизации до 35 МГц.

Модуль данного ФНЧ, описанный на языке VHDL, размещен на сайте открытых вычислительных модулей [11] и может быть использован в различных проектах.

Таблица 1.

Параметры фильтра при реализации в ПЛИС Xilinx Virtex

Проект фильтра	ФНЧ		Полосовой фильтр		Биквадратный РЦФ	
	XC3 S200A	XC5 VLX30	XC3 S200A	XC5 VLX30	XC3 S200A	XC5 VLX30
Микросхема ПЛИС	XC3 S200A	XC5 VLX30	XC3 S200A	XC5 VLX30	XC3 S200A	XC5 VLX30
Аппаратные затраты, ЭКЛБ	616	339	275	138	282	102
Аппаратные затраты, DSP48	3	3	3	3	5	5
Максимальная тактовая частота, МГц	161	280	118	245	85	178
Максимальная частота дискретизации, МГц	20	35	59	122	85	178

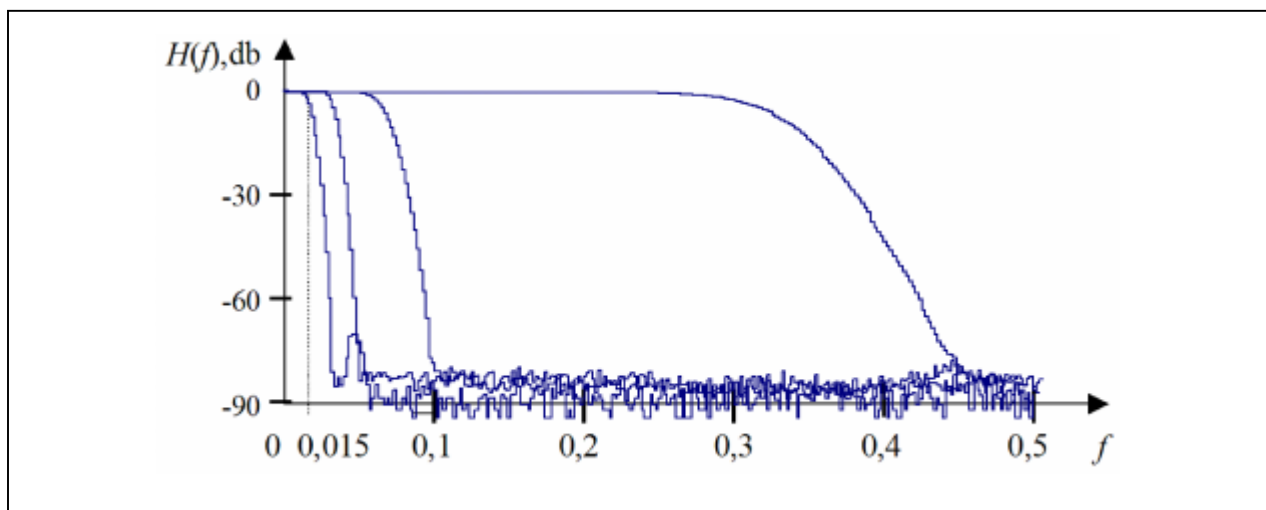


Рис.3. АЧХ фильтра при различных значениях кода частоты среза

### Динамически перестраиваемый полосовой фильтр

В работе [6] представлен полосовой фильтр второго порядка на основе фазового фильтра, в котором независимо регулируются как частота пика пропускания, так и его ширина. Ниже показан пример использования такого фильтра для построения более сложного полосового фильтра также на основе эффектов маскирования частот и фильтров с кратными задержками.

Для выделения сигнала с выхода ультразвукового датчика на фоне шумов необходимо его фильтрация полосовым фильтром. Причем целесообразно, чтобы фильтр усиливал сигнал на границах АЧХ датчика, т.е. чтобы он отбеливал спектр сигнала. Поэтому АЧХ

фильтра должна быть двугорбой, чтобы результирующая АЧХ датчика и фильтра имела форму, приближающуюся к прямоугольной. Кроме того, так как высокие частоты сигнала затухают сильнее, чем низкие, пики АЧХ должны иметь заданную высоту. Такой фильтр должен быть перестраиваемым в зависимости от применяемого датчика и условий его использования. Структура фильтра показана на рис. 4.

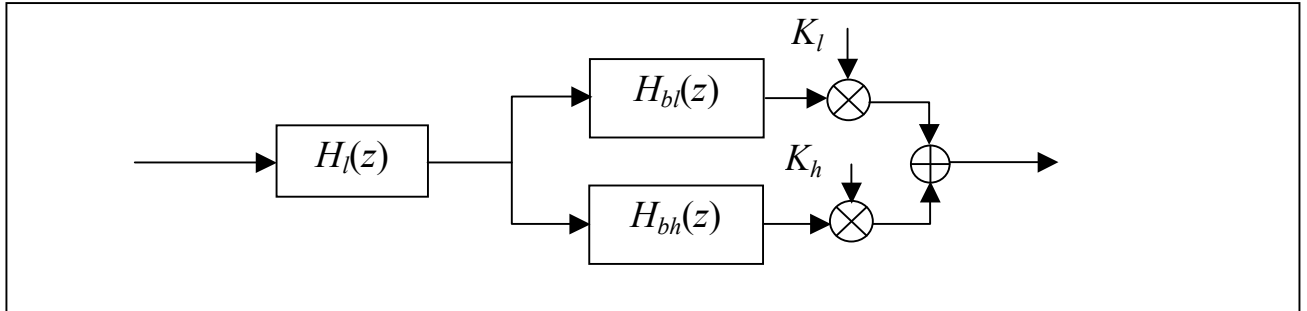


Рис.4. Структура полосового фильтра

В ней  $H_l(z)$  – передаточная функция фильтра нижних частот (2),  $H_{bl}(z)$  и  $H_{bh}(z)$  – передаточные функции полосовых фильтров, равные  $0,5 + 0,5 \frac{a + b(1+a)z^{-2} + z^{-4}}{1 + a(1+b)z^{-1} + az^{-4}}$ ,  $K_l$ ,  $K_h$  – коэффициенты усиления двух каналов полосовых фильтров, где  $a$  и  $b$  имеют то же значение, что и в формуле (2), причем  $a$  задает ширину полосы пропускания. АЧХ для передаточной функции  $H_l(z)$  при  $a = 9/32$ ,  $b = -1/4$  показана на рис.5,а, а для  $H_{bl}(z)$  – на рис 5,б. На рис.6 показаны результирующие АЧХ при центральной частоте полосы пропускания, равной  $0,1 f_s$ , ширине полосы пропускания  $0,01 f_s$  и различном расстоянии  $\Delta F$  между пиками АЧХ.

Этот фильтр также спроектирован по методике [9] и выполняет вычисления с периодом два такта. Его характеристики представлены в табл.1. На его основе можно строить более сложные фильтры, такие, как например, фильтр эквалайзера. Так, например, была разработана многоканальная аппаратная модель распространения поперечных ультразвуковых волн, каждый из каналов которой имеет различную задержку и затухание, зависящие от частоты.

### Сравнение фильтров

Для сравнения, в табл. 1 представлены параметры биквадратного РЦФ второго порядка, предлагаемого в [11]. Его можно использовать как динамически перестраиваемый фильтр, так как пять его коэффициентов программируются через специальный интерфейс. Структура этого фильтра получена единичным отображением сигнального графа биквадратного РЦФ [1].

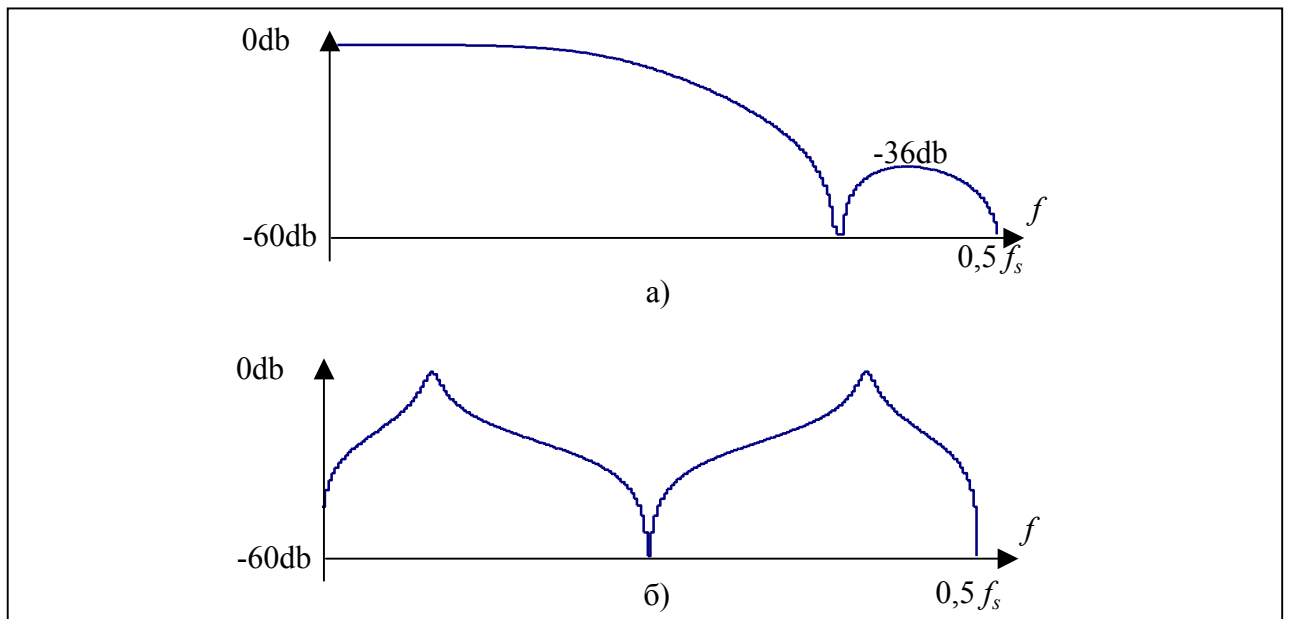


Рис.5. АЧХ фильтра  $H_l(z)$  (а) и фильтров  $H_{bl}(z)$  и  $H_{bh}(z)$

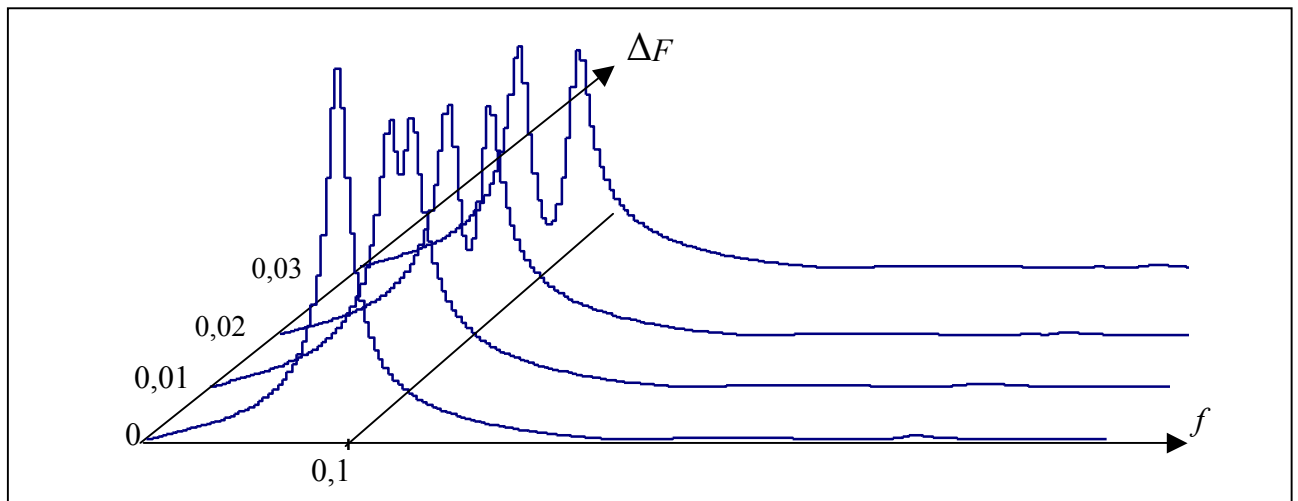


Рис.6. АЧХ фильтра на рис.4.

Сравнительно низкая тактовая частота биквадратного РЦФ определяется критическим путем, в который входит сумматор и умножитель. В предлагаемых фильтрах умножители и сумматоры – конвейеризованные, что минимизирует критический путь и приводит к увеличению тактовой частоты. Это достигнуто благодаря тому, что структуры фильтров вычисляют несколько ступеней фильтра одновременно [8].

Для получения характеристик, таких как у ФНЧ, необходимо соединить более десятка ступеней биквадратного РЦФ, а таких характеристик, как у полосового фильтра – не менее трех ступеней. Таким образом, у предложенных фильтров аппаратные затраты в числе ЭКЛБ, приходящемся на мегагерц частоты дискретизации, по крайней мере, меньше в 1–2,2 раза, а для умножителей – это отношение меньше в 3,3–10 раз. Основное преимущество пред-



ложенных фильтров заключается в том, что для их динамической перестройки необходимо изменять минимальное количество коэффициентов, число которых значительно меньше, чем в схеме на основе биквадратного РЦФ.

## **Выводы**

Использование фазовых рекурсивных фильтров, эффектов маскирования частот и фильтров с кратными задержками дает возможность проектировать динамически перестраиваемые РЦФ с высокими характеристиками. Синтез структуры РЦФ выполняется с использованием метода отображения периодических алгоритмов, представленных графом синхронных потоков данных, в конвейерный вычислитель. Такие фильтры эффективно реализовать в ПЛИС, где они имеют малые аппаратные затраты и высокое быстродействие, благодаря конвейерной обработке и разделению ресурсов во времени. Также они могут быть эффективно реализованы программно.

Features of the dynamically tuned IIR filters, which are configured in FPGA, are considered. The filters utilize the frequency masking properties of the all-pass digital filters, which have the delay factors  $z^{-k}$ . The mapping of the filter algorithm is implemented using pipelining and  $C$ -slow retiming techniques, which provide the minimized hardware volume and high clock frequency of the resulting filters.

1. *Оппенгейм А.В., Шафер Р.В.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Связь. –1979. –416 с.
2. *Уидроу Б., Стурнз С.* Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь. –1989. –440 с.
3. *Lim Y.C., Lian Y.* Frequency-response masking approach for digital filter design: Complexity reduction via masking filter factorization // IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog and Digital Signal Processing. –1994. –**41**. –N4. –P. 518–525.
4. *Lu W.-S., Hinamoto T.* Optimal Design of Frequency-Response-Masking Filters Using Semidefinite Programming // IEEE Trans. Circuits Syst. I – Fundamental theory and applications. –2003. –**41**. –N4. –Aug. –P. 557–568.
5. *Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.* Цифровая обработка сигналов: Справочник – М.: Радио и связь. –1985. –312 с.
6. *Regalia P.A., Mitra S.K. and Vaidyanathan P.P.* The Digital All-Pass Filter: A Versatile Signal Processing Building Block // Proc. IEEE. –1988. –**76**. –№1. –P.19–37.
7. *Chung J.G., Kim H., and Parhi K.K.* Pipelined Lattice WDF Design for Wideband Filters // IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing. –1995. –**42**. –№9. –P. 616–618.
8. *Сергиенко А.М.* Методика проектирования цифровых фильтров с помощью VHDL. //Моделирования

- та інформаційні технології. Зб. наук. праць. ПІМЕ НАН України. –2002. – **12**. –С. 99-107.
9. *Сергиенко А.М., Симоненко В.П.* Отображение периодических алгоритмов в программируемые логические интегральные схемы //Электрон. моделирование. –2007. – **29**. –№ 2. –С. 49–61.
  10. Testbench for the filter testing. [http://kanyevsky.kpi.ua/usefulcores\\_VHDLlab.html](http://kanyevsky.kpi.ua/usefulcores_VHDLlab.html)
  11. OpenCores project site. <http://opencores.org>