

УДК 681.3.06(075.8)

Д. т. н. В. В. ИВАНОВ, д. т. н. В. К. ШАКУРСКИЙ¹, М. В. ШАКУРСКИЙ

Россия, г. Тольятти, Поволжский гос. университет сервиса, ¹Тольяттинский гос. университет

E-mail: Ivanov@tolgas.ru

КИХ-ФИЛЬТРЫ С НЕЗАВИСИМЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Рассматривается структурная реализация цифровых КИХ-фильтров методом частотной выборки с возможностью управления фазочастотной характеристикой в реальном времени. Приводятся характеристики элементарных цифровых фильтров, алгоритм сложения их выходных сигналов и способ смещения фазочастотной характеристики.

Ключевые слова: цифровые фильтры, КИХ-фильтры, комплексное преобразование Фурье, управление фазочастотной характеристикой.

Проектирование цифровых КИХ-фильтров связано с решением задач обеспечения заданного быстродействия и заданных амплитудочастотных и фазочастотных характеристик (**АЧХ** и **ФЧХ**). Ряд цифровых устройств, например цифровые управляемые автоколебательные системы [1], фазовые модуляторы, системы синхронизации и другие, требует использования фильтров с возможностью двухстороннего смещения ФЧХ при неизменной АЧХ.

Одним из вычислительно эффективных методов реализации цифровых КИХ-фильтров, который позволяет реализовать управление ФЧХ, является метод частотной выборки [2, с. 418]: заданная АЧХ аппроксимируется рядом Котельникова, а каждая составляющая ряда реализуется элементарным цифровым фильтром (**ЭЦФ**). Такой подход позволяет распараллелить вычисления и получить максимальное быстродействие. Смещение ФЧХ достигается введением комплексного множителя для дополнительного поворота на необходимый угол вектора выходного сигнала.

Целью настоящей работы является синтез вычислительно эффективных КИХ-фильтров с независимыми АЧХ и ФЧХ.

Этапы проектирования КИХ-фильтров

На первом этапе проектируются ЭЦФ. Для этого используется скользящее дискретное преобразование Фурье выборки сигнала и формируются комплексные значения текущих отсчетов заданных составляющих спектра выборки сигнала. В этом случае не используется импульсная характеристика фильтра, которая нужна в сверточных алгоритмах, и нет необходимости выполнять обратное преобразование Фурье [3].

Определим комплексное значение отсчета выходного сигнала n -го ЭЦФ следующим образом:

$$\underline{U}_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp \frac{j \cdot 2\pi nk}{N}, \quad (1)$$

где X_k — массив нормированных отсчетов текущей выборки сигнала;

k — номер отсчета;

N — количество отсчетов в выборке;

j — мнимая единица.

На каждом шаге дискретизации происходит смещение выборки входного сигнала на один отсчет. При этом происходит удаление самого старого отсчета и добавление нового. При смещении выборки на один отсчет удаляется первое слагаемое в векторной сумме (1) и добавляется одно новое. Все остальные слагаемые остаются неизменными, изменяются лишь их порядковые номера на единицу, что эквивалентно повороту суммарного вектора на угол $-j \cdot 2\pi n / N$. Таким образом комплексное значение текущего отсчета выходного сигнала можно определить на основании комплексного значения предыдущего отсчета.

Используя допущение $N-1 \approx N$ [4], задачу можно упростить. В результате (1) преобразуется к виду

$$\underline{U}_{n,i} = \underline{U}_{n,i-1} \exp \frac{j \cdot 2\pi n}{N} - X_0 + X_i, \quad (2)$$

где i — номер отсчета выходного сигнала;

X_0 — самый старый нормированный отсчет предыдущей выборки;

X_i — новый нормированный отсчет текущей выборки.

Выражение (2) является алгоритмом работы ЭЦФ и позволяет проектировать его структуру. Импульсная характеристика ЭЦФ при фильтрации первой гармонической составляющей яв-

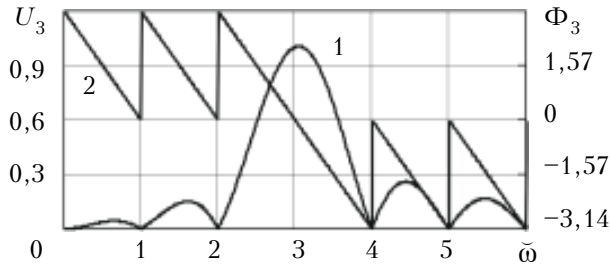


Рис. 1. АЧХ (1) и ФЧХ (2) элементарного цифрового фильтра

ляется конечной и описывается одним периодом косинусоиды, который равен длительности выборки T сигнала. При фильтрации n -й гармонической составляющей импульсная характеристика описывается n периодами косинусоиды. Известно, что АЧХ ЭЦФ в этом случае описывается sinc-функцией на интервале частот $\pm\infty$, максимум которой совпадает с частотой n -й гармонической составляющей текущего спектра, а ФЧХ фильтра является линейной функцией. Частотная характеристика ЭЦФ в области положительных частот описывается выражением

$$\underline{S}_n(\tilde{\omega}) = \frac{2T^2 \tilde{\omega} \sin(-2\pi\tilde{\omega})}{2\pi(T^2 n^2 + 2Tn - T^2 \tilde{\omega}^2 + n^2)} - \frac{2jT^2 \tilde{\omega} (\cos(-2\pi\tilde{\omega}) - 1)}{2\pi(T^2 n^2 + 2Tn - T^2 \tilde{\omega}^2 + n^2)}, \quad (3)$$

где $\tilde{\omega}$ — нормированная угловая частота.

Примеры АЧХ и ФЧХ для ЭЦФ при $n=3$ приведены на рис. 1 (Φ_3 — фазовый сдвиг выходного сигнала третьего ЭЦФ относительно входного на соответствующей нормированной угловой частоте).

На втором этапе проектируется алгоритм сложения комплексных значений отсчетов выходных сигналов ЭЦФ по методу частотной вы-

борки. С учетом необходимости согласованного сложения ФЧХ получим следующее выражение:

$$\underline{U}_i = \sum_n (-1)^n A_n \underline{U}_{n,i}, \quad (4)$$

где A_n — коэффициенты, определяемые по заданной АЧХ с учетом асимметрии АЧХ ЭЦФ.

На третьем этапе определяется алгоритм управления смещением эквивалентной ФЧХ проектируемого фильтра. Оптимальным является введение управляемого поворота вектора выходного сигнала (4) умножением его на единичный вектор $e^{j\psi}$, где ψ — угол смещения ФЧХ фильтра. Как показали исследования, в этом случае отсутствует динамическая погрешность при изменении угла поворота вектора выходного сигнала, а АЧХ остается прежней. Значения отсчетов выходного сигнала проектируемого фильтра определяются выражением

$$u_i = \text{Re}(\underline{U}_i e^{j\psi}). \quad (5)$$

Реализация фильтров

Структурная схема фильтра, которая реализует алгоритмы (2), (4), (5), приведена на рис. 2 [5]. Цифровой фильтр содержит блок 1 памяти текущего входного отсчета, блок 2 памяти всех отсчетов скользящей выборки сигнала, n идентичных по структуре вычислителей частичных вещественных и мнимых составляющих отсчета выходного сигнала ($V_1 \dots V_n$), входной вычитатель 3. В каждый из вычислителей $V_1 \dots V_n$ введены блок 4 памяти predetermined coefficients, четыре умножителя 5–8, вычитатель 9, первый сумматор 13 и второй 10, первый 15 и второй 16 выходные блоки суммирования n частичных вещественных составляющих отсчета выходного сигнала, преобразователь 17 угла единичного вектора в его проекции, первый 18 и второй 19 выходные умножители, выходной вычитатель 20, выход которого является выходом фильтра.

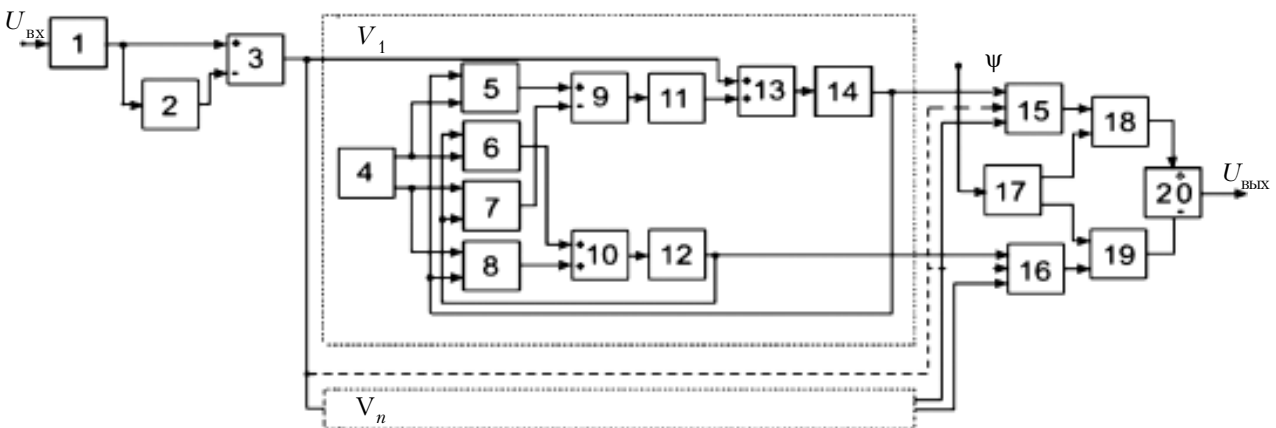


Рис. 2. Структурная схема фильтра

АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра определяются суперпозицией характеристик элементарных фильтров, которые являются результатом работы вычислителей частичных составляющих отсчета выходного сигнала.

Перед каждым этапом вычислений на интервале дискретизации состояние схемы фильтра следующее. В блоке памяти 1 записано нормированное значение последнего отсчета сигнала, полученное на предыдущем интервале дискретизации. Выход блока 2 памяти всех отсчетов является выходом ячейки, где хранится значение самого старого отсчета выборки. В блоке 4 записаны вещественная b_{re} и мнимая b_{im} части единичного вектора поворота $e^{j\frac{2\pi n}{N}}$. В блоке памяти 14 хранится вещественная часть x_{re} комплексного значения последнего выходного отсчета, в блоке памяти 12 — его мнимая часть x_{im} .

Операцию поворота комплексного значения последнего выходного отсчета представим в алгебраической форме:

$$\underline{U}_{n,i-1} \exp \frac{j \cdot 2\pi n}{N} = b_{re} x_{re} - b_{im} x_{im} + \\ + j (b_{re} x_{im} + b_{im} x_{re}).$$

Эта операция выполняется с помощью умножителей 5–8, вычитателя 9 и сумматора 10. При необходимости смещения ФЧХ фильтра аналогичным образом поворачивается и результирующий комплексный отсчет, который формируется блоками суммирования 15 и 16. Для этого используются преобразователь 17 угла единичного вектора в его проекции, умножители 18 и 19, и вычитатель 20, с помощью которого выделяется вещественная часть комплексного значения выходного отсчета, являющаяся выходным сигналом. В зависимости от решаемой задачи, блок 17 может хранить необходимое количество значений проекций единичного вектора поворота или вычислять их по известным алгоритмам.

На каждом интервале дискретизации текущий нормированный отсчет входного сигнала записывается на место предыдущего отсчета в блок памяти 1. В вычитателе 3 из него вычитается значение самого старого отсчета. В сумматоре 13 каждого вычислителя полученная разность складывается с вещественной частью комплексного значения предыдущего выходного отсчета, а результат записывается в блок памяти 14. После этого выполняется перерасчет x_{re} и x_{im} , которые записываются в блоки памяти 11 и 12. Одновременно в блок памяти отсчетов 2 вместо самого старого отсчета записывается последний отсчет и выполняется переадресация выхода блока 2. Вещественная и мнимая части результирующего комплексного сигнала вычисляются суммированием в блоках 15 и 16 значений со своими знаками и коэффициентами, которые хранятся в блоках памяти 14 и 12 каждого вычислителя. В умножителях 18 и 19 вещественная и мнимая части результирующего комплексного сигнала умножаются на соответствующие проекции единичного вектора, значения которых определяются текущим углом управления ФЧХ в блоке 17. В выходном вычитателе 20 вычисляется текущий вещественный отсчет выходного сигнала.

Пример проектирования фильтра

При проектировании цифрового фильтра с заданной АЧХ и управляемой ФЧХ используем приведенные координаты. В этом случае номер деления по оси абсцисс соответствует номеру ЭЦФ. Реальные частоты при этом будут определяться умножением приведенной частоты на величину $(N\Delta t)^{-1}$, где Δt — интервал дискретизации.

Пусть задана АЧХ трапецевидной формы, представленная на рис. 3 зависимостью 1. Использование коэффициентов A_n ЭЦФ по отсчетам трапеции дает результат, представленный зависимостью 2 в линейных координатах и зависимостью 3 в логарифмических.

Как видно из рисунка, результирующая АЧХ обладает достаточно сильными биениями в по-

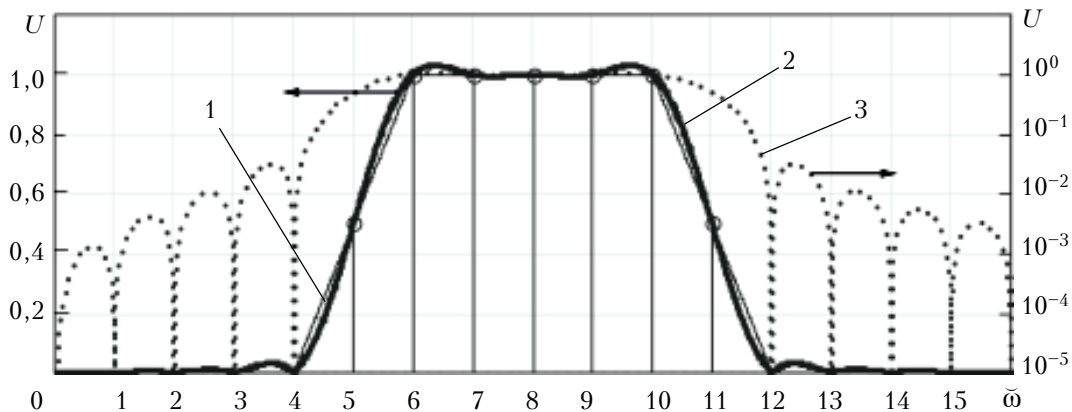


Рис. 3. Исходная (1) и результирующая (2, 3) АЧХ

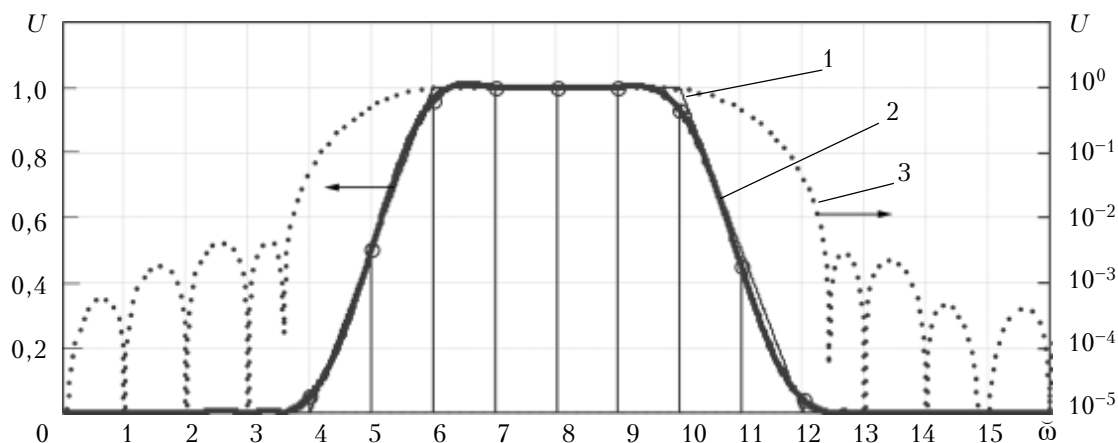


Рис. 4. Исходная (1) и результирующая (2, 3) АЧХ после подбора коэффициентов

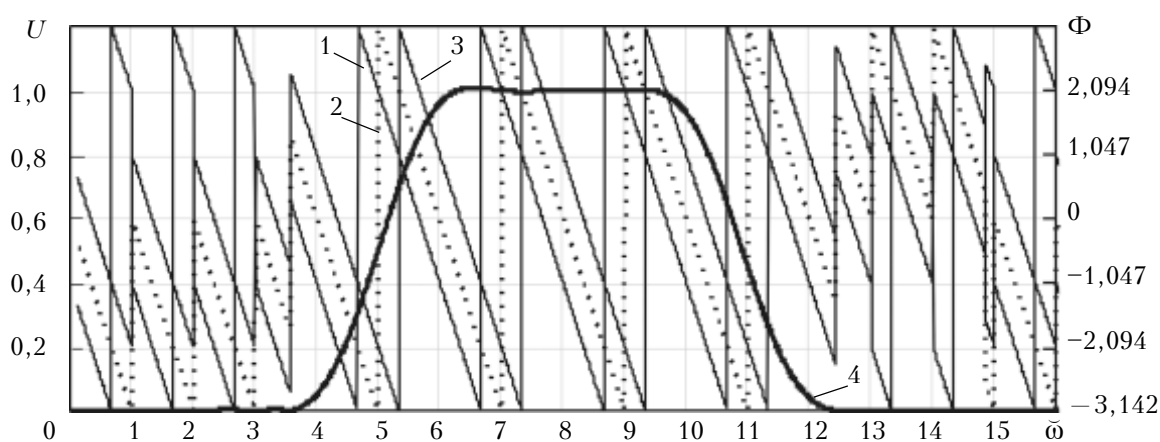


Рис. 5. ФЧХ исходная (1), смещенная на -60° (2) и на $+60^\circ$ (3), а также исходная АЧХ (4)

Таблица 1

n	4	5	6	7	8	9	10	11	12
A_n	0,05	0,5	0,96	1	1	1	0,93	0,45	0,04

Таблица 2

Угол смещения в градусах	-60	0	60
Вещественная составляющая вектора поворота	0,5	1	0,5
Мнимая составляющая вектора поворота	$-0,866$	0	$0,866$

лосе пропускания и невысокой степенью подавления вне полосы пропускания. Для более точного соответствия результирующей АЧХ заданной требуется ввести дополнительные ЭЦФ и подобрать значения коэффициентов A_n .

После проведенного подбора по разработанной технологии были получены коэффициенты, приведенные в **табл. 1**.

Результирующая АЧХ после подбора коэффициентов представлена на **рис. 4** (зависимости 2 и 3), где видно, что АЧХ заметно улучшилась. Асимметрия амплитудных коэффициентов

вызвана асимметрией АЧХ ЭЦФ для положительных частот (рис. 1).

На **рис. 5** приведена исходная ФЧХ (пунктирная линия 2) и смещенные ФЧХ на углы -60° и $+60^\circ$ (линии 1 и 3), что демонстрирует возможность независимого смещения ФЧХ. Смещенные ФЧХ получены с помощью векторов поворота, значения вещественной и мнимой частей которых приведены в **табл. 2**.

Составляющие вектора поворота следует рассматривать как управляющий сигнал, который может вводиться в фильтр в динамическом режиме. При таком управлении переходный процесс для фазы выходного сигнала отсутствует, что является преимуществом разработанных фильтров. АЧХ при этом остается прежней (см. рис. 5, кривая 4). Смещение ФЧХ происходит без изменения ее угла наклона, из чего следует, что разработанный алгоритм управления не является аналогом цифровой линии задержки.

Выводы

В отсутствие жестких требований к подавлению вне полосы пропускания проектирование цифровых КИХ-фильтров следует вести методом частотной выборки. В этом случае достига-

ется большее быстродействие, чем при использовании сверточных алгоритмов.

Наличие в алгоритме работы фильтра отсчетов выходного сигнала в комплексной форме позволяет смещать его ФЧХ путем умножения отсчета на единичный комплексный вектор поворота. Смещение ФЧХ не вызывает переходного процесса для фазы выходного сигнала и не влияет на АЧХ.

Разработанная структура фильтра минимизирует количество последовательных вычислений на интервале дискретизации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шакурский В.К., Иванов В.В., Нагаев Д.А. Цифровые генераторные преобразователи повышенной чувствительности для систем управления и контроля // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2008. — №1. — С.13—15. [Shakurskii, V.K., Ivanov V.V., Nagaev D.A. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi apparature. 2008. N 1. P.13]

2. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. — М.: Издат. дом «Вильямс», 2004. [Aificher, E.S., Dzhervis B.U. Tsifrovaya obrabotka signalov: prakticheskii podkhod. Moscow: Izdat. dom «Vil'yams», 2004]

3. Шакурский М.В. Алгоритм синтеза цифровых фильтров на основе прямого и обратного преобразования Фурье с промежуточной обработкой спектра // Инфокоммуникационные технологии (ИКТ). — 2010. — Т. 8, №4. — С. 29—32. [Shakurskii M.V. // Infokommunikatsionnye tekhnologii (IKT). 2010. Vol. 8, N 4. P. 29]

4. Шакурский М.В., Воловач В.И. Метод увеличения быстродействия цифровых фильтров на основе скользящего дискретного преобразования Фурье // Электротехнические и информационные комплексы и системы, 2010. — №3. — С. 20—22. [Shakurskii, M.V., Volovach V.I. // Elektrotekhnicheskie i informatsionnye komplekсы i sistemy, 2010. N 3. P. 20]

5. Патент РФ на полезную модель № 113597. Цифровой фильтр со смещаемой фазочастотной характеристикой / Шакурский В.К., Шакурский М.В. — 20.02.2012. — Бюл.

№ 5. [Patent RF na poleznuyu model' N 113597. 20.02.2012. — Bull. 5 // Shakurskii V.K., Shakurskii M.V.]

*Дата поступления рукописи
в редакцию 07.09 2011 г.*

Ivanov V. V., Shakurskiy V. K., Shakurskiy M. V.
**Designing of digital FIR-filters with independently
controlled phase-frequency characteristic.**

*Keywords: digital filters, FIR-filters, complex Fourier
transform, phase-frequency characteristic control.*

The structural realization of digital FIR-filters using frequency sampling with real time control of phase-frequency characteristic is considered. The characteristics of elementary digital filters, the algorithm of their output signals summation and the way of phase-frequency characteristic shift are given.

Rissia, Togliatti, Volga region State University of Service, State University of Togliatti.

Иванов В. В., Шакурский В. К., Шакурский М. В.
**Проектирование цифровых КИХ-фильтров с независи-
мым управлением фазочастотной характеристикой.**

*Ключевые слова: цифровые фильтры, КИХ-фильтры,
комплексные преобразования Фурье, управление фа-
зочастотной характеристикой.*

Розглядається проектування та структурна реалізація цифрових КИХ-фільтрів методом частотної вибірки з можливістю управління фазочастотною характеристикою в реальному часі. Наводяться характеристики елементарних цифрових фільтрів, алгоритм складання їх вихідних сигналів і спосіб зміщення фазочастотної характеристики.

Росія, м. Тольятті, Поволзький держ. ун-т сервісу, Тольяттінський держ. ун-т.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Голдсмит А. Беспроводные коммуникации.— Москва: Техносфера, 2011.— 904 с.

Книга знакомит читателей с основами теории и технологиями беспроводной связи, а также с аналитическими инструментами исследований в этой области. Она способствует формированию у читателя комплексного понимания фундаментальных принципов, лежащих в основе систем беспроводной связи. Приведен обзор беспроводных систем и стандартов, представлены характеристики беспроводных каналов, включая ограничения их пропускной способности. Детально рассматриваются различные методы модуляции и кодирования, а также схемы обработки сигнала, включая современную адаптивную модуляцию, технологии широкополосной передачи, модуляции нескольких несущих. Подробно рассмотрены технологии многоэлементных антенных систем. Последние главы посвящены системам множественного доступа, созданию сотовых систем и специальных беспроводных сетей.

Предназначена для широкого круга специалистов, работающих в области беспроводной связи.

