

СИНТЕЗ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ЦИФРОВЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ С ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ

Бугров В.Н., к.т.н., доцент Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского, e-mail: bug@rf.unn.ru;

Морозов Н.С., зав. лабораторией Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского, e-mail: nsmorozov@rf.unn.ru.

INTEGER DESIGN OF FIR FILTERS WITH LINEAR PHASE

Bugrov V.N., Morozov N.S.

This paper presents the formulation and solution of the problem of synthesis of digital FIR-filter with linear phase by integer nonlinear mathematical programming. The article considers solutions of the problem of synthesizing an FIR-filter with symmetrical and with free integer coefficients. Comparative evaluation of selective ability according to the results of software implementation of those integer filters on a digital platform is presented.

Key words: the digital FIR-filter, multifunctional synthesis, integer nonlinear programming, digital filter with linear phase, integer design.

Ключевые слова: цифровой КИХ-фильтр, многокритериальный синтез, целочисленное нелинейное программирование, цифровой фильтр с линейной фазой, целочисленное проектирование.

Введение

Линейность фазовой характеристики является одним из ключевых требований к цифровым фильтрам, осуществляющим селекцию полезного сигнала в заданном частотном диапазоне. Нелинейность фазы коэффициента передачи фильтра может вызывать значительные искажения полезного сигнала при его частотной селекции, что делает невозможным практическое использование такого фильтра в широком спектре задач цифровой обработки сигналов (ЦОС). Поэтому современные требования весьма жёстко регламентируют фазовую линейность коэффициента передачи цифрового фильтра – фазовые искажения $\Delta\varphi(\omega)$ для большинства приложений ЦОС не должны превышать 1–3 градусов в рабочей полосе частотной селекции полезного сигнала.

Цифровой КИХ-фильтр является, как известно, дискретной системой, для которой соотношение между входной x_n и выходной y_n временными последовательностями определяется уравнением линейной свёртки

$$y_n = \sum_{k=0}^N h_k \cdot x_{n-k}, \quad (1)$$

где постоянные коэффициенты h_k являются отсчётами импульсной характеристики фильтра. Входное окно фильтра составляет $N+1$ отсчётов, при этом значение N определяет порядок КИХ-фильтра. Его передаточная функция имеет вид

$$H(z) = \sum_{k=0}^N h_k \cdot z^{-k},$$

а частотная характеристика представляет собой тригонометрический полином:

Приводится постановка и решение задачи синтеза КИХ-фильтра с линейной фазой методами дискретного программирования. Рассмотрены варианты решения задачи синтеза целочисленного КИХ-фильтра с симметричными и свободными коэффициентами. Проводится сравнительная оценка их селективной способности по результатам программной реализации фильтров на целочисленной цифровой платформе.

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^N h_k e^{j\omega k} = |H(e^{j\omega})| e^{j\phi(\omega)}. \quad (2)$$

С фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) фильтра $\varphi(\omega)$ связаны фазовая τ_p и групповая (ГВЗ) τ_g задержки, определяемые соотношениями:

$$\tau_p(\omega) = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega} \quad \text{и} \quad \tau_g(\omega) = -\frac{\partial\varphi(\omega)}{\partial\omega}.$$

Классическим вариантом обеспечения линейности фазовой характеристики КИХ-фильтра является, как известно, условие симметрии (или антисимметрии) его импульсной характеристики:

$$h_k = \pm h(N-k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

Принято считать, что данное условие оказывается полезным и с точки зрения размерности задачи синтеза фильтра, поскольку оно приводит к уменьшению числа переменных (искомых коэффициентов фильтра) в два раза, забывая, правда, о том, как это отразится на селективной способности фильтра. Ведь данное условие определяет теоретическую линейность фазы коэффициента передачи на всём главном интервале цифровых частот от нуля и до частоты Найквиста, то есть как в полосе (αx) пропускания фильтра, так и в переходной полосе и полосе непропускания. Требование линейности фазы в полосе пропускания фильтра (то есть по отношению к полезному сигналу) совершенно корректны и необходимы, как мы уже отмечали. Однако вне полосы пропускания по отношению к неполезным сигналам фазовая линейность коэффициента передачи совершенно избыточна – ведь подавлять сигналы можно при любой фазе коэффициента передачи цифрового фильтра.

На сегодняшний день классическими методами расчета КИХ-фильтров с линейной фазой являются, как известно, методы взвешивания с помощью окна, методы частотной выборки, методы расчета оптимальных (по Чебышеву) фильтров и некоторые другие подходы [1–6]. Данные методы, однако, не позволяют спроектировать КИХ-фильтр с линейностью фазы только в требуемой полосе пропускания. Другой особенностью является то, что классическое проектное решение может быть получено только в вещественном или даже комплексном (для структур с частотной выборкой, например) многомерном пространстве состояний, что существенно осложняет или даже делает невозможным реализацию такого решения на цифровых платформах с целочисленной арифметикой цифровых вычислений, прежде всего на программируемой логике и микроконтроллерах.

Целью данной публикации является:

1) рассмотреть решение задачи синтеза КИХ-фильтра, реализуемого на основании свёртки (1) и обеспечивающего линейность ФЧХ только в требуемой полосе пропускания фильтра;

2) получить решение данной задачи в целочисленном пространстве состояний, что позволит легко его реализовать на любых целочисленных цифровых платформах;

3) оценить на конкретном примере уровень выигрыша в селективности данного решения по сравнению с вариантом классической симметрии импульсной характеристики фильтра.

В работах [7–9] была показана возможность решения такой задачи, то есть обеспечения технической линейности фазы только в полосе пропускания, для целочисленного БИХ-фильтра при его проектировании методами целочисленного нелинейного программирования (ЦНП). В данной статье рассматривается возможность применения данного подхода и для синтеза каскадных целочисленных КИХ-фильтров с линейной ФЧХ.

Моделирование целочисленного КИХ-фильтра

Среди множества структур построения КИХ-фильтров на практике наиболее часто используется каскадная (последовательная) структура. Передаточная функция для целочисленного КИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения m -звеньев второго порядка, имеет следующий вид [8, 9]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i}}, \tag{4}$$

где комплексная переменная $z = e^{j\omega}$, а $\omega = \frac{2\pi f}{F_d}$ – приведенная круговая частота.

Принципиальной особенностью является принадлежность коэффициентов b_k и a_0 знакопеременному ряду целых чисел, который может быть как натуральным, так и биномиальным (для нормирующего коэффициента a_0). Интервал изменения коэффициентов при этом определяется разрядностью представления данных в используемой цифровой платформе. Из соотношения (4) легко получается разностное уравнение для одного звена фильтра:

$$y_n = (b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2})/a_0 \tag{5}$$

Как видно из (5), при вычислении отклика фильтра должна выполняться операция деления на целочисленный коэффициент a_0 , которая может быть реализована операцией сдвига при условии принадлежности каждого i -го нормирующего коэффициента биномиальному целочисленному ряду:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = 0, W_k \quad i = \overline{1, m}, \tag{6}$$

где W_k – длина битового слова целочисленных коэффициентов фильтра.

На рис. 1 приведена типичная структура целочисленного нерекурсивного звена, соответствующая уравнению (5). Как видно, при вычислении отклика фильтра y_n кроме традиционных операций сложения, умножения и задержки на такт присутствует операция сдвига на $B = \log_2 a_0$ бит, с помощью которой, как уже сказано, реализуется целочисленное деление на биномиальный коэффициент a_0 .

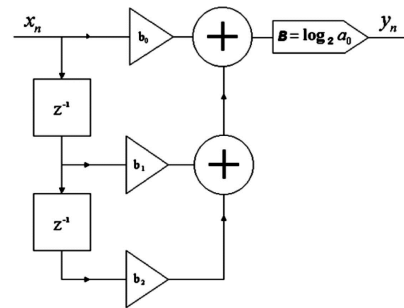


Рис. 1. Структура целочисленного звена КИХ-фильтра

Таким образом, при расчёте отклика КИХ-фильтра используется минимальное количество базовых операций, причём все эти операции целочисленные, что определяет высокое быстродействие фильтра при работе в реальном времени.

Важным достоинством целочисленных фильтров, как известно, является отсутствие процедуры квантования данных (коэффициентов фильтра и результатов промежуточных вычислений) в ходе расчёта отклика фильтра в реальном времени, а, следовательно, и отсутствие таких негативных последствий квантования данных, как искажение частотных характеристик фильтра и появление шумов квантования. Здесь квантование заменено целочисленной дискретизацией многомерного пространства коэффициентов перед синтезом КИХ-фильтра с получением целочисленного решения (вектора целочисленных коэффициентов \mathbf{IX}^0) с нулевой ошибкой его реализации на цифровой платформе или кристалле с заданной длиной W_k слова целочисленных коэффициентов.

Что же касается результатов необходимых для расчёта отклика промежуточных вычислений, то все они также являются целочисленными, и при заданной битовой разрядности квантования входного сигнала W_x (в аналого-цифровом преобразователе, например) легко выделить внутренний аккумуляторный регистр с разрядностью

$$W_{ak} = W_x + W_k + 2 \text{ [бит]} \tag{7}$$

для хранения результата целочисленного умножения с накоплением, осуществляемого по алгоритму (5). Колебаний переполнения, то есть возникновения больших

пределных циклов, вызванных переполнением разрядной сетки регистра-аккумулятора, при таком расчёте его разрядности никогда не возникает, особенно если учесть, что накопление результата целочисленного умножения в (5) осуществляется алгебраически, с учётом знака слагаемых, что существенно понижает разрядность результата.

Необходимое масштабирование сигнала в каскадном КИХ-фильтре может быть выполнено прямым введением требования малого разброса коэффициентов передачи отдельных звеньев фильтра непосредственно в ходе его синтеза. Это позволяет каскадному фильтру работать в широком динамическом диапазоне входных сигналов. Формально требование масштабирования записываются двусторонними функциональными ограничениями экстремальной задачи ЦНП-синтеза целочисленного КИХ-фильтра.

Синтез КИХ-фильтра с симметричными коэффициентами

Общая постановка задачи целочисленного нелинейного программирования для машинного синтеза каскадного КИХ-фильтра подробно приведена в работах [8, 9]. Поэтому в данном разделе рассмотрим только решение конкретной задачи синтеза КИХ-фильтра нижних частот с симметричной импульсной характеристикой, что методологией ЦНП легко может быть обеспечено. Требования к АЧХ фильтра представлены на рис. 2. В полосе пропускания 0–480 Гц коэффициент передачи фильтра должен иметь единичное усиление $K = 1.0$, а в полосе непропускания (580–1000 Гц) должен обеспечивать подавление сигнала на уровне не хуже 0.1 при частоте дискретизации $F_d = 2$ кГц.

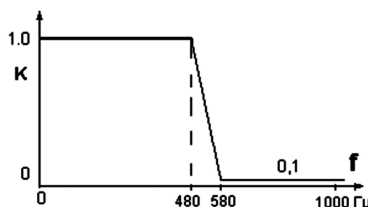


Рис. 2. Требуемая АЧХ фильтра

Обычно при проектировании КИХ-фильтров оперируют не порядком передаточной функции N , а длиной импульсной характеристики L (длиной фильтра или числом отводов), соответствующей $N = L - 1$ порядку передаточной функции. Для определённости выберем вариант чётной импульсной характеристики фильтра длиной $L = 8$ с чётной же её симметрией (рис. 3), когда $h_n = h(L-n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, 7$. Такой вариант, как известно, наиболее подходит для реализации фильтров нижних частот.

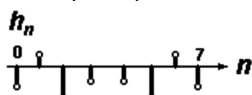


Рис. 3. Чётная симметрия импульсной характеристики

Тогда при целочисленных коэффициентах расчёт отклика фильтра определяется следующим свёрточным уравнением:

$$y_n = \sum_{k=0}^7 \frac{b_k}{a_0} \cdot x_{n-k}.$$

Передаточная функция целочисленного КИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения четырёх звеньев второго порядка, имеет следующий вид:

$$H(z) = \prod_{i=1}^4 \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_0}. \quad (8)$$

Задача целочисленного нелинейного программирования для синтеза ФНЧ с чётной симметрией целочисленных коэффициентов и длиной их битового представления $Wk = 13$ записывается так:

$$F^o(\mathbf{IX}^o) = \min F(\mathbf{IX}) \quad (9)$$

$$\mathbf{IX} \in I^4,$$

$$-8191 \leq b_i \leq 8191, \quad i = \overline{1, 4}, \quad (10)$$

$$b_0 = b_7, \quad b_1 = b_6, \quad b_2 = b_5, \quad b_3 = b_4, \quad (11)$$

$$a_0 = 8192. \quad (12)$$

Таким образом, минимизация целевого функционала осуществлялась на 4-мерном целочисленном пространстве параметров в допустимой области их изменения (10) при условии (11) попарного дублирования (симметрии) коэффициентов и с нормирующим коэффициентом (12). Целевой функционал $F(\mathbf{IX})$ данной задачи определялся стандартной среднеквадратичной ошибкой σ выполнения требований к АЧХ фильтра

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \sum_{n=1}^p [Y_n(\mathbf{IX}) - Y_n^T]^2} \quad (13)$$

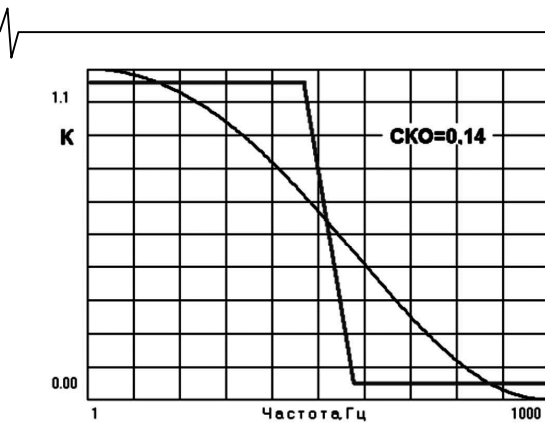
где $Y_n(\mathbf{IX})$ – текущее значение модуля коэффициента передачи фильтра на n -ой дискретной частоте диапазона определения, а Y_n^T – требуемое значение частотной характеристики,

Поисковое итеративное решение экстремальной задачи ЦНП-синтеза (9) в заданном пространстве целочисленных параметров КИХ-фильтра осуществлялось с помощью программного алгоритмического комплекса [9, 10], обращаясь к модельному блоку программы для расчёта текущих функциональных характеристик фильтра. Вектор \mathbf{IX}^o , минимизирующий скалярную целевую функцию на множестве допустимых целочисленных решений (10), является эффективным решением задачи синтеза целочисленного КИХ-фильтра с симметричными коэффициентами. Таким образом, найденное оптимальное решение \mathbf{IX}^o определялось следующими коэффициентами

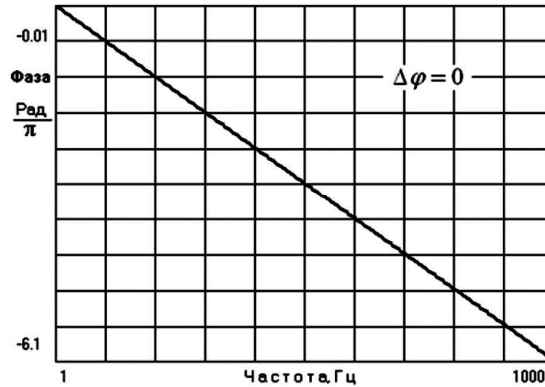
$$\begin{aligned} b_0 = b_7 = -5861, \quad b_1 = b_6 = -6401, \\ b_2 = b_5 = -6349, \quad b_3 = b_4 = 349. \end{aligned} \quad (14)$$

На рис. 4а и 4б приведены АЧХ и ФЧХ фильтра в точке данного целочисленного оптимума. При этом среднеквадратичная ошибка (СКО) выполнения требований к АЧХ фильтра была равна $\sigma = 0,14$, а фаза строго линейна.

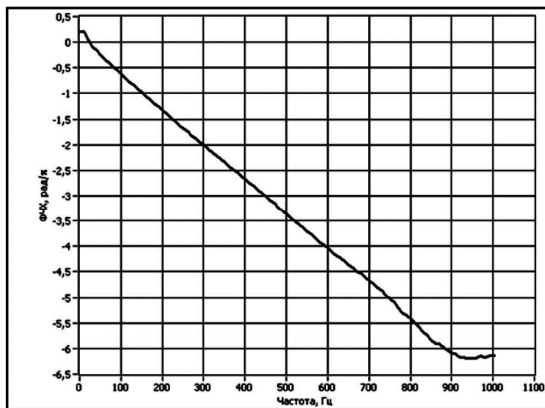
Программная реализация данного решения осуществлялась на целочисленной цифровой платформе – многофункциональном микроконтроллере MSP430F1611 фирмы Texas Instruments [11] с целочисленным RISC-ядром. Отличительными особенностями данного микроконтроллера является его низкое энергопотребление и невысокая стоимость.



а) требуемая и реальная АЧХ по синтезу



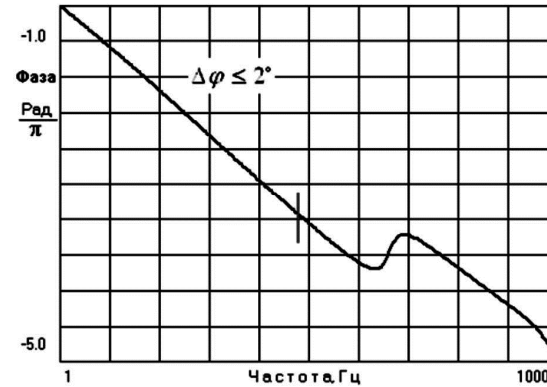
б) ФЧХ фильтра по синтезу



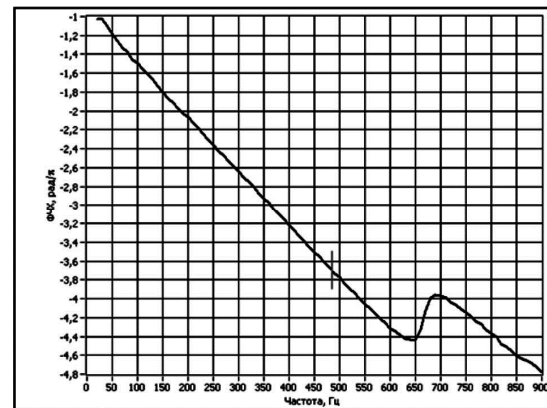
в) экспериментальная ФЧХ фильтра
Рис. 4. Характеристики КИХ-фильтра с симметричными коэффициентами



а) требуемая и реальная АЧХ по синтезу



б) ФЧХ фильтра по синтезу



в) экспериментальная ФЧХ фильтра
Рис. 5. Характеристики КИХ-фильтра со свободными коэффициентами

Измерения АЧХ и ФЧХ фильтра осуществлялись в автоматическом режиме на панорамном измерителе частотных характеристик цифровых фильтров, реализованном в среде виртуальных приборов LabVIEW. Примечательно практически полное соответствие экспериментальных и теоретических (по синтезу) характеристик фильтра, что и характерно для цифровых систем. Экспериментальная ФЧХ данного фильтра приведена на рис. 4в. Предоставляем читателю самому оценить, насколько выполняется теоретическое условие «строгой линейности» фазы при практической реализации КИХ-фильтров с симметричной импульсной характеристикой.

Синтез КИХ-фильтра со свободными коэффициентами

Рассмотрим решение данной задачи синтеза КИХ-фильтра нижних частот уже со свободными значениями

целочисленных коэффициентов. Требования к АЧХ фильтра остались, естественно, прежними, (рис. 2), а фазовую линейность необходимо обеспечивать только в полосе пропускания (0–480 Гц) при той же длине фильтра.

При свободных коэффициентах задача ЦНП-синтеза КИХ-фильтра записывается так:

$$F^o(IX^o) = \min F(IX), \tag{15}$$

$$IX \in I^8,$$

$$-8191 \leq b_i \leq 8191, \quad i=1,8, \tag{16}$$

$$a_0 = 8192.$$

Здесь минимизация целевого функционала осуществлялась уже на 8-мерном целочисленном пространстве параметров в допустимой области их изменения (16).

Можно отметить, что проектируемый КИХ-фильтр в последовательной форме его построения, очевидно

обладает всеми признаками дискретной минимально-фазовой системы, в которой модуль и аргумент частотного коэффициента передачи связаны преобразованием Гильберта [12]

$$|K(e^{j\omega})| = \mathbf{H}\varphi(\omega).$$

А это означает, что нельзя независимо управлять фазой коэффициента передачи – это приведёт к неизбежному изменению его модуля, т.е. АЧХ фильтра. Поэтому ужесточение требований по фазе синтезируемого фильтра возможно только за счёт снижения его амплитудной селективности, так как эти два показателя являются принципиально противоречивыми. Используя прежнюю оценку селективных свойств фильтра среднеквадратичной ошибкой σ выполнения требований к АЧХ, можно отобразить эту связь амплитудной селекции и фазовых искажений $\Delta\varphi(\omega)$ фильтра следующим образом:

$$\sigma \cdot \Delta\varphi(\omega) \approx \text{const} \approx \frac{k}{L},$$

где L – длина КИХ-фильтра.

Фазовые искажения при этом определяются максимальным отклонением текущей фазы фильтра от линейной в требуемой полосе пропускания

$$\Delta\varphi(\omega) = \max_i |\varphi_i(\mathbf{IX}) - \varphi_i^{lin}|, \quad (17)$$

где φ^{lin} – требуемая линейная ФЧХ фильтра.

При поисковом синтезе КИХ-фильтра с линейной фазой целевая функция формировалась в виде взвешенной суммы двух частных целевых функций $f_{АЧХ}(\mathbf{IX})$ и $f_{ФЧХ}(\mathbf{IX})$, обеспечивающих соответственно выполнение требований как к амплитудной селекции фильтра, так и к линейности его фазы

$$F(\mathbf{IX}) = \beta_1 f_{АЧХ}(\mathbf{IX}) + \beta_2 f_{ФЧХ}(\mathbf{IX}). \quad (18)$$

Частная целевая функция $f_{АЧХ}(\mathbf{IX})$ при этом определяется соотношением (13) а функция $f_{ФЧХ}(\mathbf{IX})$ – соотношением (17). В ходе решения экстремальной задачи ЦНП-синтеза (15) с целевой функцией (18) при значениях весовых коэффициентов характеристик $\beta_1=1$ и $\beta_2=2$ были найдены следующие оптимальные целочисленные коэффициенты фильтра (табл. 1).

На рис. 5а и 5б приведены АЧХ и ФЧХ фильтра по синтезу в точке данного целочисленного оптимума. При этом среднеквадратичная ошибка (СКО) выполнения требований к АЧХ фильтра уменьшилась в три раза ($\sigma = 0,05$), а нелинейность фазы в полосе пропускания фильтра не превышала 2 градусов. Эти же значения подтвердились данными экспериментального измерения АЧХ и ФЧХ фильтра при его программной реализации на том же микроконтроллере MSP430F1611. График экспериментальной ФЧХ приведён на рис. 5в.

Любопытно сравнить решение данной задачи синте-

за КИХ-фильтра нижних частот с решением той же задачи целочисленным БИХ-фильтром, обеспечивающим линейность фазы в полосе пропускания при том же порядке фильтра. Результаты синтеза фильтра методами ЦНП представлены на рис. 6-7. Как видно, при выполнении требований по фазовой линейности, среднеквадратичная ошибка выполнения требований к АЧХ целочисленного БИХ-фильтра не превышала $\sigma = 0,013$.

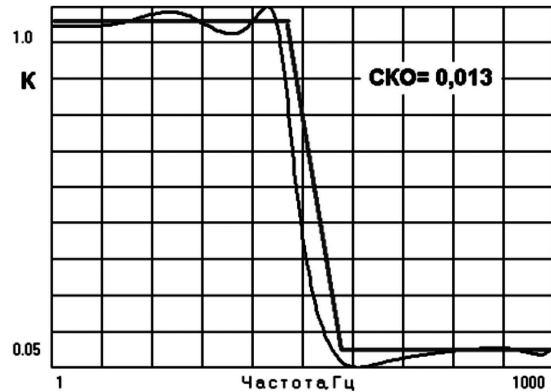


Рис. 6. АЧХ целочисленного БИХ-фильтра

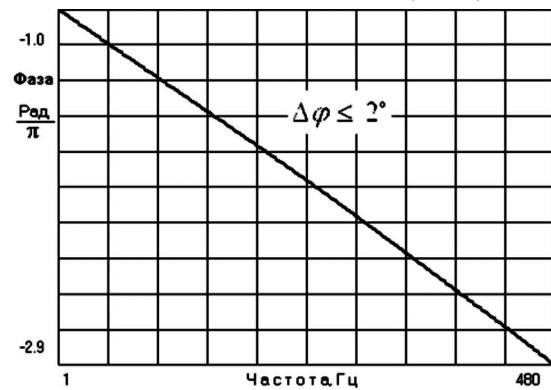


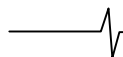
Рис. 7. ФЧХ фильтра в полосе пропускания

Заключение

КИХ-фильтры с линейной фазовой характеристикой особенно важны в случаях, когда приходится учитывать дисперсионные искажения, связанные с нелинейностью фазовой характеристики (например, при обработке речи и передаче данных). Требование фазовой линейности может быть полностью выполнено при переходе к прямому синтезу КИХ-фильтра методами целочисленного нелинейного программирования. Современные алгоритмические комплексы целочисленной минимизации позволяют решать задачу ЦНП-синтеза весьма надёжно и эффективно при выполнении всех внешних требований и ограничений к работе цифрового фильтра. Это даёт возможность обеспечить фазовую линейность только в заданной полосе пропускания, что существенно

Таблица 1.

Звено фильтра	Коэффициенты передаточной функции фильтра			
	a_0	b_0	b_1	b_2
1	8192	-53	955	-5918
2	8192	1205	1196	1181
3	8192	15744	1100	-3872
4	8192	-3623	7942	13263



повышает качество проектируемого фильтра и сокращает время его разработки. Из материалов, приведённых в статье, можно сделать следующие выводы:

1. Возможность классического синтеза КИХ-фильтров по требуемой совокупности частотных характеристик крайне ограничена. Известными подходами в принципе может быть обеспечена требуемая форма АЧХ фильтра, но произвольная форма ФЧХ или ГВЗ при этом реализована быть не может. При симметрии коэффициентов КИХ-фильтр может иметь только теоретически линейную фазовую характеристику на всём главном интервале цифровых частот;

2. Условие симметрии импульсной характеристики является очень жёстким ограничением на параметры (коэффициенты фильтра), а, следовательно, и на селективную способность проектируемого фильтра. На приведённом примере синтеза КИХ-фильтра нижних частот видно, что при симметричных коэффициентах его селективная способность в три раза меньше по сравнению с решением со свободными коэффициентами и более чем на порядок меньше по сравнению с решением той же задачи целочисленным БИХ-фильтром. Очевидно, что этот эффект будет ещё сильнее для узкополосных фильтров, где фазовые искажения невелики уже сами по себе и в узкой полосе пропускания их гораздо проще устранить прямым ЦНП-синтезом при свободных коэффициентах, ничего не теряя в селективной способности фильтра. Таким образом, при ЦНП-синтезе каскадного КИХ-фильтра с линейностью фазы только в заданной полосе длина фильтра может быть существенно уменьшена при полном выполнении функциональных требований к АЧХ и ФЧХ фильтра.

3. Целочисленная дискретизация пространства варьируемых параметров КИХ-фильтра позволяет получать проектные решения в целых числах, что снимает все ограничения по арифметике вычислений при аппаратной реализации фильтра на любых целочисленных цифровых платформах.

Литература

1. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.
2. Антонию А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование. М.: Радио и Связь, 1983. – 320 с.
3. Каппелини В., Константиноидис А. Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983. 360 с.
4. Lim Y.C., Parker S.R. A discrete coefficient FIR digital filter design based upon an LMS criteria. – Proc. IEEE ISCAS.-1982. – pp. 796-799.
5. Lim Y.C., Parker S.R., Constantinides A. G. Finite word length FIR filter design using integer programming over a discrete coefficient space//IEEE Trans.-1982.-Vol. ASSP-30, № 4. – P. 661-664.
6. Siohan P., Benslimane A. Design of optimal finite word-length linear phase FIR filters: New applications//Proc. IEEE ICASSP. – 1984. – P. 30.1.1-30.1.4.
7. Артемьев В.В., Бугров В.Н. Синтез цифровых рекурсивных фильтров с линейной фазой. М., Компоненты и технологии, № 7, 2013, – с. 132-134.
8. Бугров В.Н. Проектирование цифровых фильтров методами целочисленного нелинейного программирования. // Вестник ННГУ, 2009, № 6. – с. 61–70.
9. Шкелев Е.И., Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. Целочисленные цифровые фильтры – эффективное решение для 8-битовых цифровых платформ. М., Компоненты и технологии, № 10, 2013.
10. Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. М.: Наука, 2007, – 730 с.
11. Семенов Б.Ю. Микроконтроллеры MSP430. Первое знакомство, М.: Изд-во «Солон-пресс», 2006, – 120 с.
12. Лем Г. Аналоговые и цифровые фильтры. М., Мир, 1990, – 590 с.