

Целых Александр Николаевич – Южный федеральный университет; e-mail: ant@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79185562047; кафедра ИАСБ; д.т.н.; профессор.

Васильев Владислав Сергеевич – e-mail: vsvasilev@sfedu.ru; тел.: +79185983647; кафедра ИАСБ; к.т.н.; доцент.

Целых Лариса Анатольевна – Таганрогский институт им. А.П. Чехова (филиал) Ростовского государственного экономического университета (РИНХ); e-mail: l.tselykh58@gmail.com; г. Таганрог, Россия.; тел.: +79185695760; кафедра экономики и предпринимательства; к.э.н.; доцент.

Tselykh Alexander Nikolayevich – Southern Federal University; e-mail: ant@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79185562047; the department IASB; dr. of eng. sc.; professor.

Vasilev Vladislav Sergeevich – e-mail: vsvasilev@sfedu.ru; phone: +79185983647; the department IASB; dr. of eng. sc.; the senior lecturer.

Tselykh Larisa Anatolievna – Chekhov Taganrog Institute (branch) of Rostov State University of Economics; e-mail: l.tselykh58@gmail.com; Taganrog, Russia; phone: +79185695760; the department of Economics and business; dr. of ec. sc., the senior lecturer.

УДК 621.396.1

DOI 10.18522/2311-3103-2021-4-187-199

Т.В. Шушкевич, А.А. Морозов, И.И. Турулин

**АНАЛИЗ НЕКОТОРЫХ ВЕСОВЫХ ФУНКЦИЙ (ОКОН) И ИХ
АППРОКСИМАЦИЙ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ НА ИХ ОСНОВЕ
УПРАВЛЯЕМЫХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ
С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ**

Существуют различные типы весовых функций, так называемых окон, при цифровой обработке сигналов, такие как прямоугольное (окно Дирихле), треугольное (окно Бартлетта), окно Валле – Пуссена, окно Кайзера – Бесселя, окна Барсилона – Темеша, окна Ханна, Бохмана, Блэкмана, Гаусса (Вейеритрасса), Дольфа – Чебышева, Хэмминга и многие другие и идеальные характеристики стандартных фильтров, таких как фильтры нижних и верхних частот, полосовые фильтры. Целью данной обзорной статьи является определение наиболее подходящей весовой функции для реализации на её основе управляемого рекурсивного фильтра нижних частот с конечной импульсной характеристикой. В данной статье представлен анализ лишь некоторых из вышеперечисленных окон и их аппроксимаций, а именно окна Дольфа – Чебышева, окна Гаусса (Вейеритрасса) и окна Хэмминга. Помимо анализа, был рассмотрен синтез рекурсивных цифровых фильтров с КИХ для весовой обработки данных на основе выбранных окон и их аппроксимаций. Рассмотрен метод синтеза окон Дольфа-Чебышева. Рассмотрена реализация окна Гаусса (Вейеритрасса). Рассмотрены способы аппроксимации окна Хэмминга и методы и несколько алгоритмов разработки фильтров с конечной импульсной характеристикой в виде данного окна. Проведено оценивание взаимосвязи между параметрами быстрых окон, выбранных для анализа, от максимального уровня боковых лепестков. На основе полученных данных были сделаны выводы по выбору наиболее подходящих и демонстрирующих наибольшее быстродействие окон, подходящих для реализации на её основе управляемого рекурсивного фильтра нижних частот с конечной импульсной характеристикой.

Цифровая обработка сигналов (ЦОС); весовая обработка сигналов; фильтр; весовая функция (окно); аппроксимация; импульсная характеристика (ИХ); амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); конечная импульсная характеристика (КИХ).

T.V. Shushkevich, A.A. Morozov, I.I. Turulin

ANALYSIS OF CERTAIN WEIGHT FUNCTIONS (WINDOWS) AND THEIR APPROXIMATIONS FOR IMPLEMENTATION OF CONTROLLED RECURSIVE LOW-PASS FILTERS WITH A FINITE IMPULSE RESPONSE ON THEIR BASIS

There are various types of weighting functions, the so-called windows in digital signal processing, such as rectangular (Dirichlet window), triangular (Bartlett window), Vallee-Poussin window, Kaiser-Bessel window, Barsilon-Temesh window, Hann, Bohman, Blackman, Gauss (Weierstrass), Dolph - Chebyshev, Hamming windows and many others and ideal characteristics of standard filters such as low-pass, high-pass, bandpass filters. The purpose of this review article is to determine the most suitable weighting function for implementation on its basis of a controlled recursive low-pass filter with a finite impulse response. This article presents an analysis of only some of the above windows and their approximations, namely the Dolph - Chebyshev window, the Gauss (Weierstrass) window and the Hamming window. In addition to the analysis, the synthesis of recursive filters with a finite impulse response for weighting data based on the selected windows and their approximations was considered. The method of synthesis of Dolph-Chebyshev windows is considered. The implementation of the Gauss (Weierstrass) window is considered. Methods for approximating the Hamming window and methods and several algorithms for developing filters with FIR in the form of this window are considered. The estimation of parameters dependencies some quick window of the maximum level of the side lobes. Based on the data obtained, conclusions were drawn about the selection of the most suitable and demonstrating maximum performance windows, suitable for implementation on its basis of a controlled recursive low-pass filter with a finite impulse response.

Digital signal processing (DSP); weight processing of signals; filter; weight function (window); approximation; impulse response (IR); amplitude-frequency response (AFR); finite impulse response (FIR).

Введение. В современной технике, в том числе радиотехнике, используются управляемые цифровые фильтры [1]. Это, в первую очередь, различные адаптивные системы. Весовая обработка сигналов может выполняться при сглаживании данных, формировании характеристик направленности антенных решеток, а также как специфические фильтры нижних частот. Цифровые фильтры могут представлять собой алгоритм для реализации на универсальном, сигнальном процессорах либо специализированном микроэлектронном устройстве [2, 3].

Так же как и нерекурсивные, рекурсивные КИХ-фильтры могут обладать линейной фазочастотной характеристикой (ФЧХ), но при значительно уменьшенной вычислительной сложности, что важно при реализации на микроконтроллерах, ПЛИС, универсальных микропроцессорах, а также в виде специализированных микросхем. При всем этом требования к качеству АЧХ (уровень пульсаций в полосах заграждения и пропускания, коэффициент прямоугольности) таких фильтров зачастую невысоки, что обеспечивает возможность использования фильтров для весовой обработки с колоколообразными АЧХ [4–6].

Чаще используются окно Блэкмана-Харриса, окно Ханна или же окно Хэмминга. Они, как и другие, дают возможность понизить пульсации и выбросы, которые из-за явления Гиббса возникают при усечении идеальной импульсной характеристики [7–9].

Далее рассмотрим окно Дольфа-Чебышева, окно Гаусса (Вейерштрасса) и окно Хэмминга в качестве основы для реализации управляемого РКИХ фильтра.

Окно Дольфа-Чебышева. Рассмотрим проектирование антенн. Функция амплитудного распределения Дольфа-Чебышева представляет из себя результат, дающий наименьшую ширину основного лепестка при назначенном уровне боковых лепестков [10]. Непрерывное решение возникшей проблемы содержит в себе выбросы на границах, из-за чего имеется возможность выполнить её при помощи

разложения в ряд Тейлора в непрерывных окнах, но лишь примерно. Дискретное окно не обладает схожими ограничениями, благодаря чему может быть реализовано точно [10]. В ЦОС эта функция используется при присутствии близкорасположенных и удаленных помех, сравнимых по силе с мощностью сигнала. Частотная характеристика описывается выражением (1) [10–12]:

$$W(\omega) = \frac{\cos \left[(N-1) \arccos \left\{ \beta \cos \left(\frac{\omega T}{2} \right) \right\} \right]}{\text{ch}[(N-1) \text{arch}(\beta)]}, \quad (1)$$

где $\beta = \text{ch} \left[\frac{\text{arch}(10^\alpha)}{(N-1)} \right]$.

С помощью обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) представляется возможным получить временные отсчеты, если применить его к частотной характеристике, а после полученные отсчеты привести к норме по отношению к максимально возможной амплитуде.

α – логарифм отношения главного максимума АЧХ к уровню боковых. $\alpha = 3$ соответствует максимально возможному уровню боковых лепестков 60 дБ.

Воспользовавшись прореживанием изначальной импульсной характеристики и восстановлением ее с помощью двух фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ, структура которых представлена на рис. 1, получим частотную характеристику, описанную выражением (2).

$$W_{\text{РЕЗ}}(\omega) = \frac{1}{iT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{\text{ИСХ}} \left(\omega - \frac{2\pi n}{iT} \right) \cdot W_{\text{Д}}^2(\omega). \quad (2)$$

Логарифмические АЧХ быстрого окна (окно с малой вычислительной сложностью) $H(\omega)$ и окна Дольфа–Чебышева 55 порядка ($\alpha=2$) $W(\omega)$ продемонстрированы на рис. 2. Быстрое окно структурно получается каскадным соединением двух фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ 5-го порядка и фильтра, обладающего прореженной импульсной характеристикой с шагом прореживания, равным пяти.

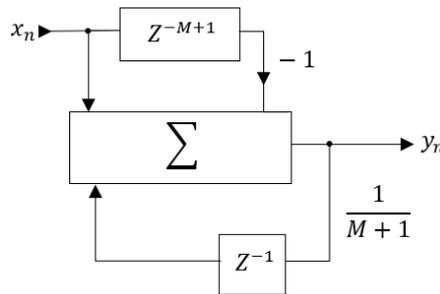


Рис. 1. Структурная схема фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ

Окна с АЧХ, схожей с равноволновой, удастся получить при небольших порядках фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ. На рис. 2 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) окна со структурной схемой, содержащей три фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ с длинами импульсных характеристик 5, 5 и 7, включенных каскадно [13–15]. Тем не менее в таких окнах уровень боковых лепестков менять не представляется возможным. Уровень боковых лепестков приблизительно равен – 40дБ.

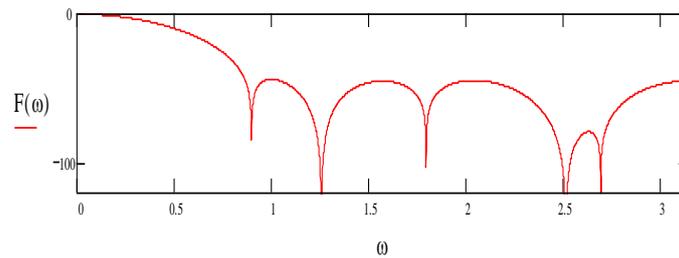


Рис. 2. АЧХ окна, структурная схема которого содержит три фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ, включенных каскадно

Окно Гаусса (Вейерштрасса). Окно Гаусса (Вейерштрасса) есть не что иное, как положительная гладкая функция с преобразованием Фурье, обладающим высокими и узкими главными лепестками [10]. Сигнал с его преобразованием Фурье синхронно ограничить не представляется возможным исходя из принципа неопределенности. $T_{cp} W_{cp} \geq \frac{1}{4\pi}$, где T_{cp} и W_{cp} – среднеквадратические длительность и полоса частот соответственно. Исходя из чего получаем, что достигается данное равенство лишь для импульса, имеющего гауссову огибающую. Следующим выражением (7) можно задать Окно Гаусса.

$$w(n) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\alpha \frac{n}{(N-1)/2}\right)^2\right], \quad n = -\frac{N-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2}. \quad (7)$$

Ширина спектра окна является величиной. Если ширина главного лепестка увеличивается, уровень боковых – падает.

Если при помощи вышеизложенного способа аппроксимировать окно Гаусса, шаг прореживания i будет обусловлен параметром α , потому что именно данный параметр фиксирует наивысший уровень боковых лепестков окна [16].

Логарифмические АЧХ окна Гаусса $W(\omega)$ 55-го порядка ($N=55$) и аппроксимирующего окна $H(\omega)$ продемонстрированы на рис. 3. Для данного случая шаг прореживания $i = 5$, параметр $\alpha = 2.5$ и кратность $r = N/i = 11$. Величина максимума боковых лепестков $W(\omega)$ составляет -44.2 дБ, а амплитуда максимального выброса $H(\omega)$ имеет значение в -45.2 дБ. Если говорить проще, амплитуду боковых лепестков $W(\omega)$ не должны превышать выбросы. Частота первого нуля аппроксимирующего окна опустилась. Её относительная погрешность теперь составляет 1.7%. Наблюдается относительное уменьшение энергии главного и боковых лепестков, имеющее значение в 2% и 35% соответственно. Но при этом длина КИХ аппроксимирующего окна повысится на $(i-1)=4$ дискреты.

На основе полученных данных, кратность должна быть не менее 11 для окна Гаусса с α 2 и 2.5. Другими словами, шаг прореживания i берётся как $i = N/11$. Как пример, первоначальную 33-элементную КИХ можно прореживать шагом $i = 3$, а шагом $i = 5$ – от 55 элементов и т.д.

При выбросы АЧХ аппроксимирующего меньше максимального уровня боковых лепестков исходных окон. Частота первого нуля аппроксимирующего окна стала меньше, а её относительная погрешность теперь составляет 1.5–2 %, наблюдается относительное снижение энергии главного лепестка и энергии бокового поля, составляющее 1.5–2 % и 35–57 % соответственно. Единовременное уменьшение энергии основного и боковых лепестков есть следствие того, что энергия исходного окна больше, чем у аппроксимирующего окна.

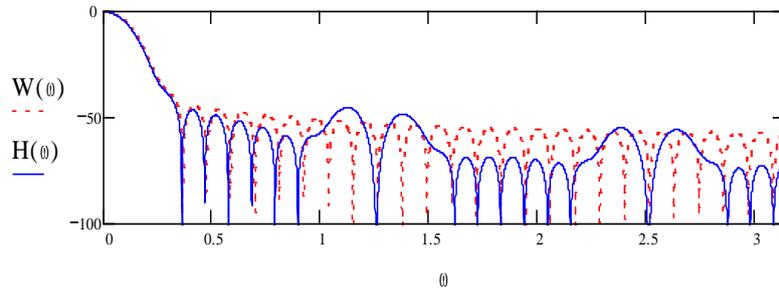


Рис. 3. Логарифмические АЧХ окна Гаусса $W(\omega)$ и аппроксимирующего окна $H(\omega)$

В конечном счете, кратность должна быть меньше для окон с $\alpha = 2$, если мы будем соблюдать только условие неперевышения максимума боковых лепестков. Между тем в прореженной импульсной характеристике с уменьшением числа дискрет структура боковых лепестков изменяется в полном объеме и растёт число выбросов АЧХ [16].

Также стоит отметить, что длина импульсной характеристики аппроксимирующего окна вырастает на величину $(i-1)$, если сравнивать с исходным окном.

При такой аппроксимации вычислительные затраты (вычислительная сложность) равняются $\left(\frac{N}{i} + 3\right)$ сложений и $\left(\frac{N/i + 1}{2}\right)$ умножений. При этом всем вы-

числительные затраты 2-ух каскадно включенных фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ, порядки которых равняются i , учитываются.

Окно Хэмминга. В весовой обработке сигналов зачастую применяют окно Дольфа–Чебышева или окно Хэмминга [17]. Окно Дольфа–Чебышева нереально аппроксимировать при значительных длинах КИХ с необходимой точностью и минимально возможными вычислительными затратами.

Разберём некоторые из способов аппроксимации окна Хэмминга [17–18].

Так как максимально возможный уровень боковых лепестков больше -50 дБ, то окно Хэмминга представляется возможным аппроксимировать достаточно просто. Хотя также можно представить и другие окна, которые имеют форму АЧХ, схожую с АЧХ окна Хэмминга [12]. При помощи следующего выражения (8) можно задать окно Хэмминга [10–11]:

$$w(n) = \alpha + (1 - \alpha) \cos\left(\frac{2\pi}{N-1} n\right), \quad n = -\frac{N-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2}. \quad (8)$$

При показателе $\alpha = \frac{25}{46} = 0.543478261$ возможно совершить идеальное подавление первого бокового лепестка при частоте $\omega T = 2.5 \frac{2\pi}{N-1}$. Ноль появляется

при $\omega T = 2.6 \left[\frac{2\pi}{N-1} \right]$, если α выставляют значение 0.54, благодаря чему достигается

значительное, хоть и неполное, понижение уровня первого бокового лепестка. Окно и будет окном Хэмминга при заданном α . Заданное значение α будет применяться в дальнейшем.

Логарифмическая АЧХ окна с малым первым боковым лепестком проиллюстрирована на рис. 4. Фильтры Хогенауэра с прямоугольной КИХ имеют порядки 13, 17, 17. В структурной схеме фильтры Хогенауэра с прямоугольной КИХ под-

ключены каскадно [13–15]. АЧХ представленного окна может использоваться для аппроксимации последнего, так как её форма аналогична АЧХ окна Хэмминга. Допустим, что мы знаем порядок окна Хэмминга, нужный нам для реализации весовой обработки, т.е. первый ноль устанавливаемой функции является известным. Данным предположением мы будем пользоваться и в дальнейшем.

Окна с подобными характеристиками возможно получить при использовании алгоритма [17–18]:

1. Указывается начальное (искомое) окно Хэмминга. Если же известен первый ноль АЧХ, то задаем его;

2. Для того, чтобы получить четное окно нужно, чтобы порядок искомого окна Хэмминга соответствовал условию $N=31+4n$, где $n \geq 0$ и целое. Вместе с тем образуются множества длин возможных импульсных характеристик. Каждое множество содержит по 7 элементов. К примеру, 1-ое множество $\{M_1\}$ находится благодаря формуле $N=31+4n$, где $0 \leq n \leq 6$, выходит $M_1=\{31, 35, 39, 43, 47, 51, 55\}$. Множество $\{M_2\}$ находится из той же формулы для $7 \leq n \leq 13$. Получаем, что множество $\{M_k\}$ можно найти по данной формуле для $7k \leq n \leq 7k+6$, при этом $k = 0, 1, 2, \dots$;

3. В каскадном соединении порядки двух звеньев устанавливаются как $M_2=M_3=(N-1)/2$;

4. Чтобы вычислить порядок 3-го звена нужно определить к какому множеству длина исходного окна Хэмминга относится. Порядок 1-го окна множества $\{M_k\}$ устанавливается как $(31+28k)$, $k \geq 0$ и целое. Множество, к которому относится длина искомого окна, разделяется на два подмножества: первое включает в себя три элемента, второе - четыре. Коэффициент первого подмножества рассчитывается по формуле $C_1=4(k+1)$, а для второго – $C_2=4(k+1)+2$. Для первого подмножества длина импульсной характеристики фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ вычисляется по формуле $M_1 = M_2 - C_1$, для второго, соответственно – $M_1=M_2-C_2$.

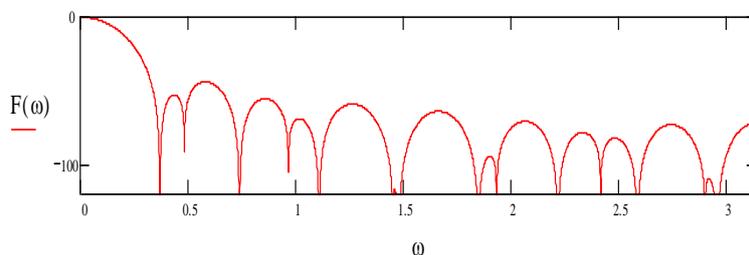
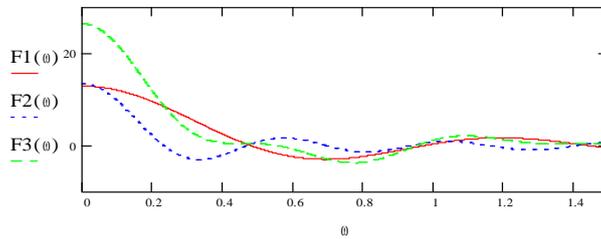


Рис. 4. Логарифмическая АЧХ окна с малым первым боковым лепестком

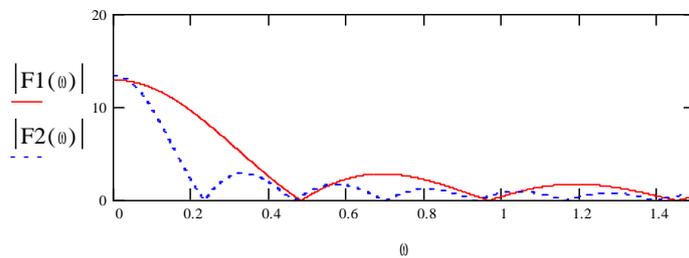
Чтобы получить окна с малым первым боковым лепестком, можно применить параллельно-каскадное соединение фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ [13–15].

Окно с малым первым боковым лепестком можно получить, если объединить параллельно два фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ, порядки которых различаются вдвое. Вдобавок нужно поставить масштабный множитель 0.5 перед звеном с большим порядком и подать на сумматор сигналы с выходов обоих фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ. Данная идея проиллюстрирована на рис. 5. На рис. 5,а $F_1(\omega)$ обозначает АЧХ фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ меньшего порядка (13), $F_2(\omega)$ является АЧХ фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ с учетом масштабного множителя 0.5 фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ большего порядка (27), а $F_3(\omega)$ представляет собой суммарную АЧХ. На рис. 5,б для наглядности продемонстрированы модули характеристик $F_1(\omega)$ и $F_2(\omega)$. Заметно,

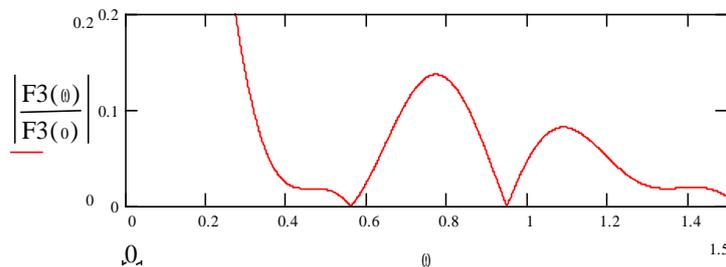
что их характеристики практически совпадают на конкретном участке, но у них разные знаки – из части основного лепестка характеристики $F1(\omega)$ вычитается первый боковой лепесток характеристики $F2(\omega)$. Итог такого сложения показан на рис. 5, в. Рис. 5 не имеет логарифмический масштаб, но характеристика $F3(\omega)$ нормирована. Перед первым боковым лепестком отлично показан промежуток характеристики. Затем через последовательное подключение с сумматором ещё одного фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ формируется первый малый боковой лепесток. Первый ноль фильтра должен попадать на начало пологого участка характеристики $F3(\omega)$. Возможно каскадно подключить еще один фильтр Хогенауэра с прямоугольной КИХ для понижения общего уровня боковых лепестков. Первая из аналогичных схем проиллюстрирована на рис. 6. Вычислительные затраты схем такого типа составляют для любых порядков фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ десять сложений и одно умножение. К этой схеме можно рекомендовать два алгоритма нахождения порядков фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ.



а – АЧХ фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ меньшего порядка $F1(\omega)$ и большего порядка $F2(\omega)$ и их суммарная АЧХ $F3(\omega)$



б – модули характеристик $F1(\omega)$ и $F2(\omega)$



в – результат сложения характеристик $F1(\omega)$ и $F2(\omega)$

Рис. 5. Параллельно-каскадное соединение фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ

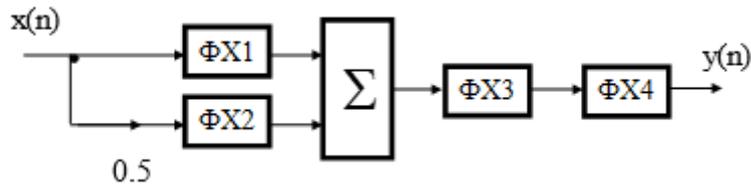


Рис. 6. Структурная схема параллельно-каскадного соединения фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ

Первый алгоритм [17–18]:

1. Сначала указывается длина N импульсной характеристики подлежащего аппроксимации окна Хэмминга;

2. Порядок первого фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ ($\Phi X1$) $M_1 = \lfloor 0.4 \cdot \lfloor N \rfloor_2 \rfloor_1$, где $\lfloor K \rfloor_1$ – операция взятия ближнего нечетного целого числа, меньшего или равного K ; $\lfloor N \rfloor_2$ – операция взятия ближнего четного целого числа, которое меньше N ;

3. Для второго фильтра Хогенауэра с прямоугольной КИХ ($\Phi X2$) $M_2 = 2M_1 + 1$. Перед данным звеном ставится множитель $0,5$;

4. Последовательный третий фильтр Хогенауэра с прямоугольной КИХ ($\Phi X3$) – $M_3 = \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor_1$;

5. Последовательный четвертый фильтр Хогенауэра с прямоугольной КИХ ($\Phi X4$) – $M_4 = \left\{ \frac{M_1}{3} \right\}_1$, где $\{ \cdot \}_1$ – операция взятия ближнего нечетного целого числа.

АЧХ окна с порядками 23, 47, 29, 7, которое было построено по первому алгоритму, представлена на рис. 7.

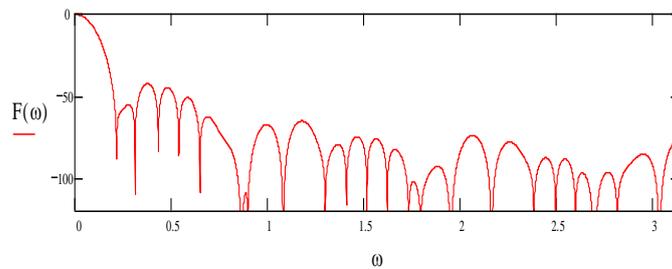


Рис. 7. АЧХ окна, построенного по первому алгоритму

Второй алгоритм по описанию аналогичен первому, поэтому далее будут представлены только выражения [17–18]:

$$1) M_1 = \lfloor 0.4 \cdot \lfloor N \rfloor_2 \rfloor_1 + 2;$$

$$2) M_2 = 2M_1 + 1;$$

$$3) M_3 = \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor_1;$$

$$4) M_4 = \left\{ \frac{M_1}{3} \right\}_1 + 4.$$

АЧХ окна с порядками 25, 51, 29, 9, которое было построено по второму алгоритму, представлена на рис. 8. Стоит сказать, что синтез окон по этим алгоритмам возможно выполнять и без использования N , поскольку третий фильтр Хогенауэра с прямоугольной КИХ устанавливает первый ноль АЧХ. Исходя из этого, можно рассчитать порядки фильтр Хогенауэра с прямоугольной КИХ, зная частоту этого нуля [19–20].

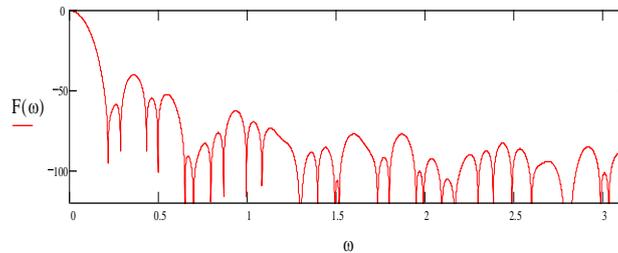


Рис. 8. АЧХ окна, построенного по второму алгоритму

Приведенную на рис. 6 схему можно слегка усложнить, добавив к ней третий параллельный фильтр Хогенауэра с прямоугольной КИХ. Этот фильтр с правильным множителем в дополнении будет убирать плоский участок характеристики $F_3(\omega)$. На рис. 9 этот фильтр 3-го порядка, а на рис. 10 – короткозамкнутая или пустая линия. У множителя имеются различные значения для окон разных порядков. Окна синтезированны в соответствии схеме с рис. 9 и по следующему алгоритму:

- 1) $M_1 = \lfloor 0.4 \cdot [N]_2 \rfloor_1$;
- 2) $M_2 = 2M_1 + 1$;
- 3) $M_3 = \lfloor \frac{N-1}{2} \rfloor_1$.

По сути своей алгоритм синтеза схож с алгоритмом для предыдущей схемы. На рис. 11 показана АЧХ окна с фильтрами Хогенауэра с прямоугольной КИХ с множителем $k = 0.181$ и порядками 13, 27, 17.

На рис. 12 отображена АЧХ окна, которое было построено по схеме рис. 11 с фильтрами Хогенауэра с прямоугольной КИХ, порядки которых равны 13, 27, 17, 9, а $k = 0.571$.

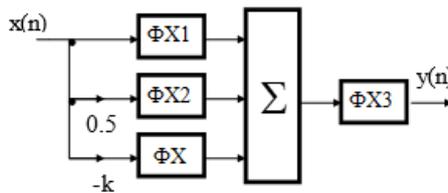


Рис. 9. Структурная схема параллельно-каскадного соединения фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ с фильтром третьего порядка

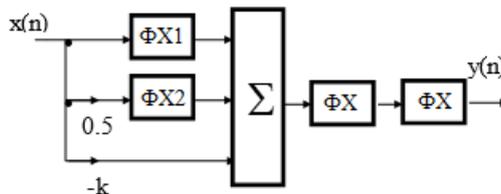


Рис. 10. Структурная схема параллельно-каскадного соединения фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ с пустой (короткозамкнутой) линией

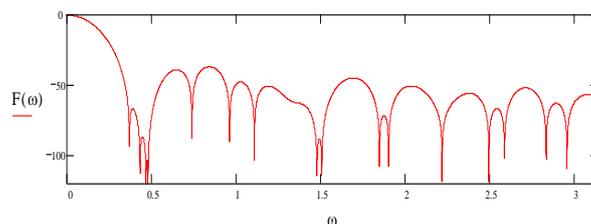


Рис. 11. АЧХ окна с фильтрами Хогенауэра с прямоугольной КИХ с множителем $k = 0.181$ и порядками 13, 27, 17

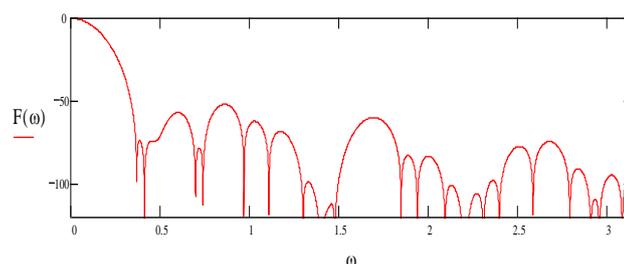


Рис. 12. АЧХ окна с фильтрами Хогенауэра с прямоугольной КИХ с множителем $k = 0.571$ и порядками 13, 27, 17, 9

Из продемонстрированных выше примеров видно, что вычислительные затраты неизменны для любой конкретной схемы соединения фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ вне зависимости от порядков результирующих окон, при этом они значительно меньше вычислительных затрат при применении аппроксимации с прореживанием и прямой реализации окна. Таким образом, для окна, которое получено последовательным соединением трех фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ, вычислительные затраты составили шесть сложений и одно или два масштабирования, если необходимо, на одну выходную дискрету. 10 сложений и 2 умножения + 1 или 2 масштабирования для схемы с рис. 10. 10 сложений и 2 умножения + от 1 до 3 масштабирования (зависит от разрядности входных чисел и порядков фильтров Хогенауэра с прямоугольной КИХ) для схемы с рис. 11. При всем этом амплитуда первого бокового лепестка может составлять $-45 \div -90$ дБ и ниже [17–18].

Выводы. По результатам проведения анализа весовых функций Дольфа – Чебышева, Гаусса и Хэмминга, стоит отметить, что для уменьшения вычислительных затрат способом прореживания выгодно аппроксимировать лишь те окна, которые имеют максимально возможный уровень боковых лепестков не менее -50 дБ, благодаря чему кратность r будет равняться 11, 15 или 30. Любую весовую функцию можно аппроксимировать с помощью фильтров Хогенауэра, если интересующими параметрами являются энергия бокового поля, максимальный уровень боковых лепестков, а не форма окна.

Схемы, которые осуществляют аппроксимацию окна Хэмминга каскадно-параллельным или каскадным способами, демонстрируют наивысшее быстроедействие.

Данный тип окон выгодно использовать для реализации на их основе управляемых рекурсивных КИХ-фильтров нижних частот для весовой обработки сигналов, поскольку частота среза фильтров определяется величиной задержки в цепях прямых связей фильтров Хогенауэра и примерно обратно пропорциональна этой задержке.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Турулин И.И., Шушкевич Т.В. Основы цифровой обработки сигналов. – Таганрог: Изд-во Таганрог ин-та им. А.П. Чехова, 2015. – 88 с.
2. Турулин И.И., Олейникова Т.В. Быстродействующие рекурсивные фильтры с конечной импульсной характеристикой для весовой обработки. Деп. в ВИНТИ. – Таганрог: ТРТУ, 1998. – 26 с.
3. Олейникова Т.В., Турулин И.И. Реализация быстродействующих цифровых фильтров для весовой обработки сигналов // Тез. докл. всерос. науч. конф. “Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления”. – Таганрог, 1996. – С. 225.
4. Карташев В.Г. Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров. – М.: Высш. школа, 1982. – 109 с.
5. Турулин И.И. Метод проектирования рекурсивных фильтров общего вида с конечной импульсной характеристикой // Известия вузов. Электроника. – 2001. – № 6. – С. 97-98.
6. Турулин И.И. Расчет и применение быстродействующих цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой: монография. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999. – 87 с.
7. Хэмминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Сов. радио, 1980. – 224 с.
8. Турулин И.И. Метод ограничения длины импульсной характеристики цифрового фильтра // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2000. – № 2. – С. 52-58.
9. Турулин И.И. Метод ограничения импульсной характеристики цифрового рекурсивного фильтра с помощью компенсирующих прямых связей // Радиотехника. – 2000. – № 11. – С. 36-39.
10. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе метода дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. – 1978. – Т. 66, № 1. – С. 60-96.
11. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
12. Буренин Н.И. Радиолокационные станции с синтезированной антенной. – М.: Сов. радио, 1972. – 160 с.
13. Турулин И.И. Метод каскадно-параллельной реализации цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой // Автометрия. – 2002. – № 3. – С. 113-118.
14. Турулин И.И. Каскадно-децимарная реализация цифровых фильтров с периодической импульсной характеристикой // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2000. – № 1. – С. 26-36.
15. Турулин И.И., Верич Ю.Б. Применение системы MATLAB для синтеза узкополосных нерекурсивных фильтров // Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 3. – С. 44-45.
16. Турулин И.И. Проектирование цифровых рекурсивных фильтров с прореженной знакочередующейся импульсной характеристикой // Известия вузов. Электроника. – 2000. – № 3. – С. 102-103.
17. Олейникова Т.В. Исследование алгоритмов рекурсивных фильтров с конечными импульсными характеристиками для весовой обработки сигналов: дисс. ... канд. техн. наук. – Таганрог, 1999. – 150 с.
18. Олейникова Т.В. Весовая обработка близкорасположенных сигнала и помехи окнами с характеристиками типа окна Хэмминга // Тез. докл. всерос. науч. конф. “Радиоэлектроника, микроэлектроника, системы связи и управления”. – Таганрог, 1997. – С. 232-233.
19. Турулин И.И. Некоторые методы синтеза рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой. Деп. в ВИНТИ. – Таганрог: ТРТУ, 1997. – 40 с.
20. Турулин И.И. Основные методы синтеза рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой. Деп. в ВИНТИ. – Таганрог: ТРТУ, 1998. – 111 с.

REFERENCES

1. Turulin I.I., Shushkevich T.V. Osnovy tsifrovoy obrabotki signalov [Fundamentals of digital signal processing]. Taganrog: Izd-vo Taganrog in-ta im. A.P. Chekhova, 2015, 88 p.
2. Turulin I.I., Oleynikova T.V. Bystrodeystvuyushchie rekursivnye fil'try s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy dlya vesovoy obrabotki [High speed recursive finite impulse response filters for weight processing]. Dep. v VINITI. Taganrog: TRTU, 1998, 26 p.

3. *Oleynikova T.V., Turulin I.I.* Realizatsiya bystrodeystvuyushchikh tsifrovyykh fil'trov dlya vesovoy obrabotki signalov [Implementation of high-speed digital filters for weight signal processing], *Tez. dokl. vseros. nauch. konf. "Tekhnicheskaya kibernetika, radioelektronika i sistemy upravleniya"* [Thesis of the report of the All-Russian scientific conference "Technical cybernetics, radio electronics and control systems"]. Taganrog, 1996, pp. 225.
4. *Kartashev V.G.* Osnovy teorii diskretnyykh signalov i tsifrovyykh fil'trov [Foundations of the theory of discrete signals and digital filters]. Moscow: Vyssh. shkola, 1982, 109 p.
5. *Turulin I.I.* Metod proektirovaniya rekursivnykh fil'trov obshchego vida s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy [Method of designing recursive filters of general form with finite impulse response], *Izvestiya vuzov. Elektronika* [Proceedings of universities. Electronics], 2001, No. 6, pp. 97-98.
6. *Turulin I.I.* Raschet i primeneniye bystrodeystvuyushchikh tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy: monografiya [Calculation and application of high-speed digital recursive filters with finite impulse response: monograph]. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1999, 87 p.
7. *Khemming R.V.* Tsifrovyye fil'try [Digital Filters]. Moscow: Sov. radio, 1980, 224 p.
8. *Turulin I.I.* Metod ogranicheniya dliny impul'snoy kharakteristiki tsifrovogo fil'tra [Method of limiting the length of the impulse response of a digital filter], *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika* [Proceedings of Russian universities. Radio electronics], 2000, No. 2, pp. 52-58.
9. *Turulin I.I.* Metod ogranicheniya impul'snoy kharakteristiki tsifrovogo rekursivnogo fil'tra s pomoshch'yu kompensiruyushchikh pryamykh svyazey [Method of limiting the impulse response of a digital recursive filter using compensating direct connections], *Radiotekhnika* [Radiotechnic], 2000, No. 11, pp. 36-39.
10. *Kherris F.Dzh.* Ispol'zovanie okon pri garmonicheskom analize metoda diskretnogo preobrazovaniya Fur'e [Using windows in harmonic analysis of the discrete Fourier transform method], *TIER* [Proceedings of the Institute of Electronics and Radio Electronics Engineers], 1978, Vol. 66, No. 1, pp. 60-96.
11. *Marpl S.L.* TSifrovoy spektral'nyy analiz i ego prilozheniya [Digital spectral analysis and its applications]. Moscow: Mir, 1990, 584 p.
12. *Burenin N.I.* Radiolokatsionnye stantsii s sintezirovannoy antennoy [Synthesized antenna radars]. Moscow: Sov. radio, 1972, 160 p.
13. *Turulin I.I.* Metod kaskadno-parallel'noy realizatsii tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy [Method of cascade-parallel implementation of digital recursive filters with finite impulse response], *Avtometriya* [Autometry], 2002, No. 3, pp. 113-118.
14. *Turulin I.I.* Kaskadno-detsimarnaya realizatsiya tsifrovyykh fil'trov s periodicheskoy impul'snoy kharakteristikoy [Cascade-decimar implementation of digital filters with periodic impulse response], *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika* [Proceedings of Russian universities. Radio electronics], 2000, No. 1, pp. 26-36.
15. *Turulin I.I., Verich Yu.B.* Primeneniye sistemy MATLAB dlya sinteza uzkopolosnykh nerekursivnykh fil'trov [Application of the MATLAB system for the synthesis of narrow-band non-recursive filters], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital Signal Processing], 2003, No. 3, pp. 44-45.
16. *Turulin I.I.* Proektirovaniye tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s prorezhennoy znakochereduyushchey impulsnoy kharakteristikoy [Design of digital recursive filters with decimated alternating impulse response], *Izvestiya vuzov. Elektronika* [Proceedings of universities. Electronics], 2000, No. 3, pp. 102-103.
17. *Oleynikova T.V.* Issledovaniye algoritmov rekursivnykh fil'trov s konechnymi impul'snymi kharakteristikami dlya vesovoy obrabotki signalov: diss. ... kand. tekhn. nauk [Research of algorithms of recursive filters with finite impulse characteristics for weight signal processing: cand. of eng. sc. diss.]. Taganrog, 1999, 150 p.
18. *Oleynikova T.V.* Vesovaya obrabotka blizkoraspolozhennykh signala i pomekhi oknami s kharakteristikami tipa okna Khemmigna [Weight processing of closely spaced signals and interference with windows with characteristics of the Hamming window type], *Tez. dokl. vseros. nauch. konf. "Radioelektronika, mikroelektronika, sistemy svyazi i upravleniya"* [Thesis of the report of the All-Russian scientific conference "Technical cybernetics, radio electronics and control systems"]. Taganrog, 1997, pp. 232-233.

19. *Turulin I.I.* Nekotorye metody sinteza rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy [Some methods of synthesis of recursive filters with finite impulse response]. Dep. v VINITI. Taganrog: TRTU, 1997, 40 p.
20. *Turulin I.I.* Osnovnye metody sinteza rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy [Basic methods of synthesis of recursive filters with finite impulse response]. Dep. v VINITI. Taganrog: TRTU, 1998, 111 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Н. Чернов.

Шушкевич Татьяна Викторовна – Южный федеральный университет; e-mail: tvshushkevich@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371638; к.т.н.; доцент; зам. директора института нанотехнологий, электроники и приборостроения по учебной работе.

Морозов Андрей Алексеевич – e-mail: morozov@sfedu.ru; тел.: +79034538971; аспирант.

Турулин Игорь Ильич – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; тел.: +78634371638; д.т.н.; профессор.

Shushkevich Tatyana Viktorovna – Southern Federal University; e-mail: tvshushkevich@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371638; cand. of eng. sc.; associate professor; deputy director of the Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation for academic affairs.

Morozov Andrey Alekseevich – e-mail: morozov@sfedu.ru; phone: +79034538971; postgraduate student.

Turulin Igor Ilyich – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; phone: +78634371638; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 681.51-355.11

DOI 10.18522/2311-3103-2021-4-199-209

С.А. Боцвин, В.А. Хватков

ОБОСНОВАНИЕ ОБЛИКА ПЕРСПЕКТИВНОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УЧЕТА ЛИЧНОГО СОСТАВА ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Ведение учета личного состава Вооруженных Сил Российской Федерации (ВС РФ) осуществляется с использованием нескольких узкоспециализированных автоматизированных систем, что не позволяет решать задачи в едином информационном пространстве. В ходе исследования определены проблемные вопросы, возникающий при решении задач учета личного состава ВС РФ, такие как низкая оперативность, использование различных носителей информации, низкая достоверность информации из-за отсутствия механизмов синхронизации между системами и т.д. Выявлены основные подсистемы и определен перечень элементов для построения функциональной структуры перспективной автоматизированной системы, которая будет обеспечивать оперативный доступ неограниченного количества должностных лиц к информации и решение в автоматическом режиме задач сбора, обобщения и представления количественных (статистических) данных. На основании проведенного анализа топологической структуры кадровых органов ВС РФ предлагается для построения перспективной автоматизированной системы использовать иерархическую (древовидную) структуру и осуществлять трансфер информации между базами данных разных уровней для снижения избыточности информации и нагрузки на серверное оборудование. Приоритетный вариант организации хранения данных - распределенное хранение, который был выбран на основании требований, предъявляемых к устойчивости и надежности функционирования перспективной автоматизированной системы, особенно в военное время. При этом использование механизмов репликации позволит обеспечить мгновенную синхронизацию информации на всех уровнях. Произведен расчет требуемых ресурсов для хранения и обработки информации на различных уровнях в зависимости от количества военнослужащих по каждому уровню, частоты возникновения кадровых событий и объема памяти, необходимого для хранения персональных сведений. На основании чего оп-