

4. Andreev V. et al. Quality of LAN cables – the basis for reliable work of SCS and broadband networks. *Pervaya milya*, 2020, no. 1 (86), pp. 34–37. (In Russ.)
5. Grodnev I.I., Sergeychuk K.Ya. *Shielding of Equipment and Communication Cables*. Moscow: Svyaz'izdat, 1960, 316 p. (In Russ.)
6. Grodnev I.I. *Electromagnetic Shielding in a Wide Frequency Range*. Moscow: Svyaz', 1972, 111 p. (In Russ.)
7. Shvartsman V.O. *Mutual Influences in Communication Cables*. Moscow: Svyaz', 1996, 416 p. (In Russ.)
8. GOST R 70042-2022. Symmetrical communication cables for broadband access networks. General technical conditions. Moscow: Rossijskij institut standartizacii, 2022, 42 p. (In Russ.)
9. Andreev V.A. et al. *Guiding Telecommunication Systems: Textbook for Universities*. Ed. by V.A. Andreeva. 8th ed. Moscow: Goryachaya liniya-Telekom, 2018, 396 p. (In Russ.)
10. Popov B.V., Popov V.B., Sabirov R.N. Electrical characteristics of transmission cables with multi-wire conductors. *Avtomatika, svyaz', informatika*, 2023, no. 10, pp. 27–29. (In Russ.)

Received 03.07.2024

АНТЕННЫ, АФУ И УСТРОЙСТВА СВЧ

УДК 681.586

ПРЕДКОРРЕКЦИЯ ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Шакурский М.В.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

E-mail: m.shakurskiy@psuti.ru

Статья посвящена синтезу компьютерной модели цифрового фильтра с нулевой фазочастотной характеристикой. Известна структурная реализация цифрового фильтра с нулевой фазочастотной характеристикой на основе двойной фильтрации сигнала в прямом и обратном направлениях, а также на основе фильтров с конечной импульсной характеристикой. В данной статье рассматривается реализация фильтра с нулевой фазочастотной характеристикой на основе фильтров с бесконечной импульсной характеристикой. Реализация предкоррекции фазочастотной характеристики фильтра достигается путем использования двухканальной структурной схемы с переносом спектра входного сигнала. Сложность использования фильтров с бесконечной импульсной характеристикой обусловлена ее нелинейностью, что требует предварительной коррекции с целью линеаризации фазочастотной характеристики. В статье рассматривается как математическая модель прохождения сигнала через структурную схему, так и компьютерную модель в среде Matlab-Simulink в статическом и динамическом режимах.

Ключевые слова: цифровой фильтр, нулевая фазочастотная характеристика, моделирование, система реального времени, структурная реализация фильтра

Введение

В задачах цифровой обработки сигналов [1; 2] реализация фильтра с нулевой фазочастотной характеристикой (ФЧХ) относится к нереализуемым задачам, так как она подразумевает нулевую задержку сигнала. Однако ее реализация невозможна только в реальном времени. Вне реального времени существуют решения для цифровой фильтрации с нулевой ФЧХ. Для фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) существует оригинальное решение относительно реализации цифрового фильтра за счет двукратной фильтрации сигнала в прямом и обратном направлениях последовательности отсчетов с

помощью стандартного алгоритма фильтрации, что позволяет получить фильтр с нулевой фазочастотной характеристикой. Один из наиболее известных примеров – функция `filtfilt` [3] в среде MATLAB. Для фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) существуют решения на основе задержки сигнала [4–6].

Однако также известна реализация цифрового фильтра с нулевой ФЧХ в реальном времени, в которой сохраняется фундаментальный принцип задержки. В качестве примера такой реализации рассмотрим гармонический сигнал. Если допустить, что выходной сигнал отстает на один или несколько периодов, то фактически фазовый сдвиг будет равен нулю. Распространяя на полосу

частот можно получить утверждение, что если в пределах полосы фазовый сдвиг между входным и выходным сигналом равен нулю, при том, что имеет место фактическое отставание сигнала, то такая система окажется реализуемой. Реализация такой системы возможна с помощью структурной схемы, приведенной на рисунке 1 [7].

Структурная схема содержит идентичные полосные фильтры 1 и 4, блок 2 выделения несущего сигнала с удвоенной частотой, умножитель 3.

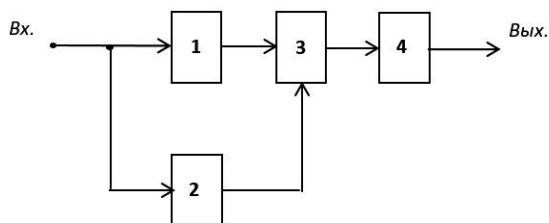


Рисунок 1. Структурная схема фильтра с нулевой фазочастотной характеристикой

В работах [8–10] для реализации данной структуры использовались КИХ фильтры, реализуемые методом частотной выборки. Целью данной работы является реализация модели данной структурной схемы на основе цифровых БИХ фильтров, так как данные фильтры обладают, как правило, повышенным быстродействием за счет рекурсивных схем реализации. Их использование предпочтительно, однако нелинейность ФЧХ фильтров ограничивает их использование.

Постановка задачи

Фазочастотная характеристика цифровых фильтров определяется алгоритмом их работы. Например, если используются только отсчеты входного сигнала, то создаются условия реализации линейной ФЧХ. Если используются отсчеты входного и выходного сигналов, то реализовать линейную ФЧХ становится невозможно. Рекурсивные БИХ фильтры требуют выполнения условий устойчивой реализации. Достоинством последних фильтров является более компактный алгоритм работы. Общим недостатком цифровых фильтров является большой диапазон изменения фазового сдвига в рабочей полосе, зависящий от порядка фильтров. Это приводит, например, к многозначности частот с одинаковым фазовым сдвигом [7].

Актуальной задачей является приведение ФЧХ цифровых фильтров к заданному виду в реальном времени. Оптимальным видом ФЧХ после коррекции будем считать нулевой эквивалентный фазовый сдвиг в полосе пропускания фильтра, нулевую ФЧХ, которая, к тому же, линеаризуется [10].

Описание работы структурной схемы

Рассмотрим реализацию структурной схемы, приведенной на рисунке 1. В устройстве использовано известное свойство преобразования узкополосных сигналов путем гетеродинного переноса их спектров в заданные области частот. Если частота гетеродина больше средней частоты узкополосного сигнала, и после перемножения выделяется спектр с разностными частотами, то начальные фазы гармоник вычитаются из начальной фазы сигнала гетеродина.

Продemonстрируем работу устройства на примере прохождения через него гармонического сигнала, частота которого находится в полосе пропускания фильтров 1 и 4. Изменениями амплитуды пренебрегаем.

Входной сигнал устройства:

$$u_{\text{вх}} = \sin(\omega t + \theta)$$

на выходе фильтра 1 получит дополнительный фазовый сдвиг:

$$u_1 = \sin(\omega t + \theta + \varphi).$$

Входной сигнал устройства на выходе блока 2 после удвоения частоты примет вид:

$$u_2 = \sin(2\omega t + 2\theta + \psi).$$

В умножителе 3 оба сигнала перемножаются. С помощью фильтра 4 выделяется сигнал с разностью частот перемножаемых сигналов, который примет вид:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \sin(2\omega t - \omega t + 2\theta - \theta - \phi + \phi + \psi) = \\ &= \sin(\omega t + \theta + \psi). \end{aligned}$$

Видно, что фазовые сдвиги в фильтрах 1 и 4 компенсируют друг друга. В выходном сигнале возникает фазовый сдвиг ψ , вызванный прохождением сигнала через блок 2, и его необходимо уменьшить при реализации устройства до возможного минимума.

Компьютерное моделирование

Анализ работы указанного устройства при прохождении через него узкополосного сигнала и при использовании рекурсивных фильтров высокого порядка потребовал дополнительных исследований, которые выполнены с помощью модели устройства в среде MATLAB.

На рисунке 2 приведена разработанная компьютерная модель устройства предкоррекции ФЧХ рекурсивного цифрового фильтра и вспомогательные блоки.

Модель содержит три идентичных полосных фильтра Filter 2, 3 и 4. Коррекции подвергается ФЧХ фильтра 2. Фильтр 3 необходим для внесе-

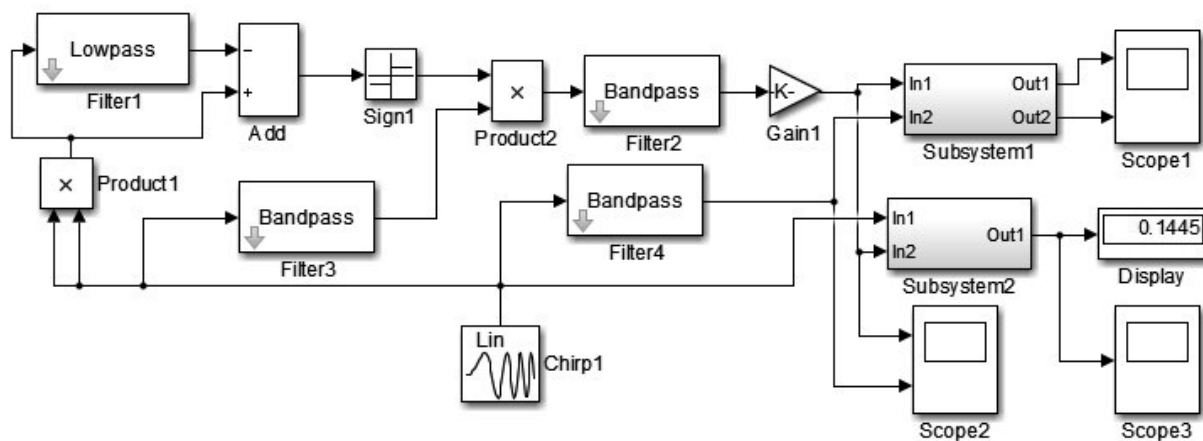


Рисунок 2. Компьютерная модель цифрового фильтра с нулевой ФЧХ

ния в сигнал необходимого фазового сдвига, а контрольный фильтр 4 используется для сравнения результатов эксперимента. Перемножитель Product 1, фильтр нижних частот Filter 1, блок вычитания Add и ограничитель амплитуды Sign необходимы для выделения из входного узкополосного сигнала несущего колебания с удвоенной частотой. Во втором перемножителе Product 2 перемножаются несущее колебание с удвоенной частотой и выходной сигнал фильтра 3, получивший дополнительный фазовый сдвиг относительно входного сигнала устройства.

Умножение входного сигнала устройства на себя дополнительно дает постоянную составляющую:

$$\sin^2 a = 0.5(1 - \cos 2a).$$

Постоянная составляющая выделяется фильтром 1 и вычитается из сигнала. Ограничитель Sign 1 необходим для снятия амплитудной модуляции несущего колебания.

Результат второго перемножения определяется выражением:

$$\begin{aligned} \sin \beta (-\cos 2\alpha) &= \\ &= 0.5(\sin(\beta - 2\alpha - \pi) + \sin(\beta + 2\alpha + \pi)). \end{aligned}$$

Второе слагаемое не попадает в полосу пропускания фильтра 2 и исключается. На выходе фильтра 2 будет сигнал вида $\sin(2\alpha - \beta)$, сигнал с частотой входного сигнала.

Для снятия частотных характеристик модель содержит генератор гармонического сигнала с линейно изменяющейся частотой Chirp1, блок синхронных детекторов Subsystem 1 и блок измерения текущего фазового сдвига Subsystem 2. В целях визуального контроля результатов используются осциллографы Scope 1, 2, 3 и Display.

Разработанная модель позволяет исследовать предкоррекцию любых цифровых полосных фильтров, а также сформировать алгоритм про-

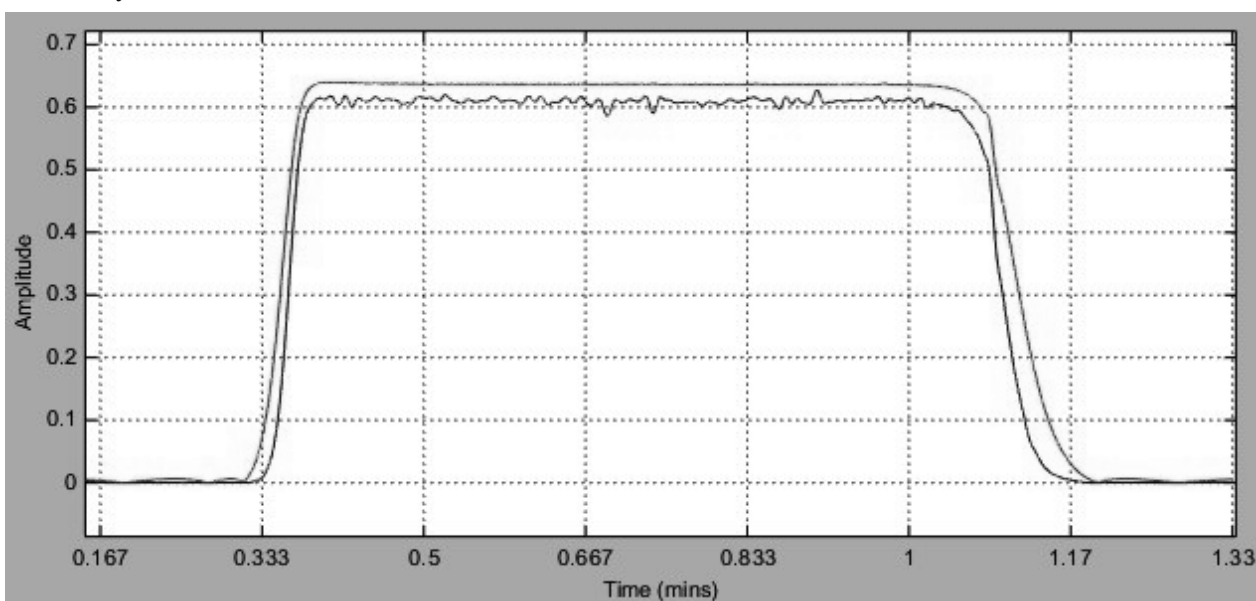


Рисунок 3. АЧХ рекурсивного фильтра используемого в модели

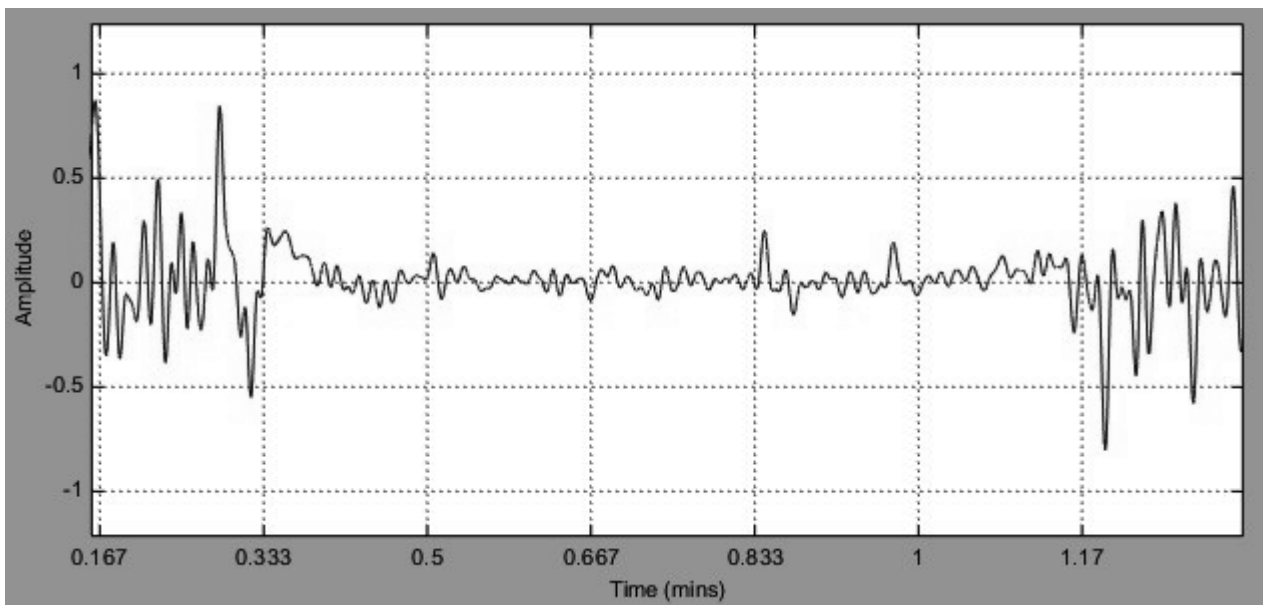


Рисунок 4. Результат работы модели – выходной сигнал фазометра

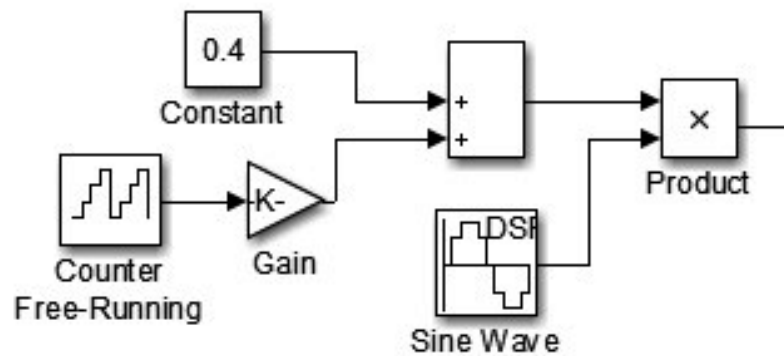


Рисунок 5. Модель генератора периодического узкополосного сигнала

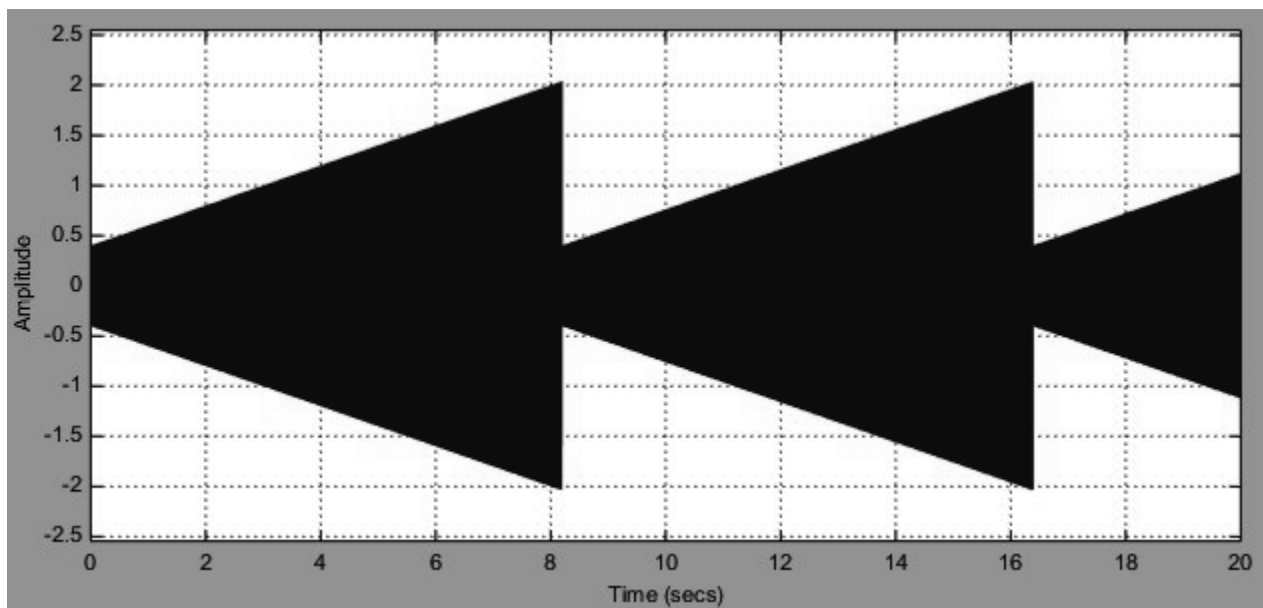


Рисунок 6. Выходной сигнал генератора периодического узкополосного сигнала

граммной реализации цифровых фильтров с нулевой ФЧХ, работающих в реальном времени.

В качестве доказательства эффективности предварительной коррекции приведем результаты эксперимента, выполненного с помощью данной модели.

В эксперименте использовался рекурсивный фильтр, АЧХ которого приведена на рисунке 3 (верхняя кривая). ФЧХ фильтра является нелинейной, а фазовый сдвиг в полосе пропускания изменяется на 15 радиан.

Эквивалентная АЧХ устройства с предварительной коррекцией приведена на рисунке 3 (нижняя кривая). Полоса пропускания стала уже, так как сигнал проходит через каскадное соединение двух одинаковых фильтров 3 и 2.

Эквивалентная ФЧХ устройства с предварительной коррекцией приведена на рисунке 4. Пренебрегая погрешностью измерения фазового сдвига из-за быстрого сканирования будем считать ФЧХ нулевой. Измерение фазового сдвига выполнялось на каждом периоде сигнала. Исследовалось прохождение через фильтр произвольного периодического узкополосного сигнала с предварительной коррекцией, который формировался с помощью модели, представленной на рисунке 5, и вид которого приведен на рисунке 6.

На рисунке 7 приведены огибающие выходных сигналов контрольного фильтра 4 (верхняя кривая) и фильтра с предварительной коррекцией (нижняя кривая).

Видно, что введение предварительной коррекции существенно не сужает полосу пропускания фильтра, незначительно увеличивает задержку сигнала, а характер переходного процесса на

фронтах сигнала остается прежним.

Согласно результатам выполненных исследований можно сделать следующие выводы:

Использование разработанной технологии предварительной коррекции ФЧХ рекурсивных полосных цифровых фильтров позволяет получить нулевую линейную эквивалентную ФЧХ в реальном времени.

Разработанная технология предварительной коррекции реализуется с помощью программных средств.

Введение предварительной коррекции незначительно влияет на полосу пропускания фильтра, на задержку сигнала и на характер переходных процессов, в сравнении с фильтром без предварительной коррекции.

Литература

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2005. 604 с.
2. Автоколебательные системы с управляемой фазой внешнего воздействия / Д.А. Крылосова [и др.] // Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2023. Т. 31, № 5. С. 549–565. DOI: 10.18500/0869-6632-003057
3. Kormylo J., Jain.V. Two-pass recursive digital filter with zero phase shift // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1974. Vol. 22, no. 5. P. 384–387. DOI: 10.1109/TASSP.1974.1162602
4. Zero-phase FIR filter design algorithm for repetitive controllers / P.V.S.G. de Lima [et al.] // Energies. 2023. Vol. 16, no. 5. URL: https://www.researchgate.net/publication/369056353_Zero-Phase_

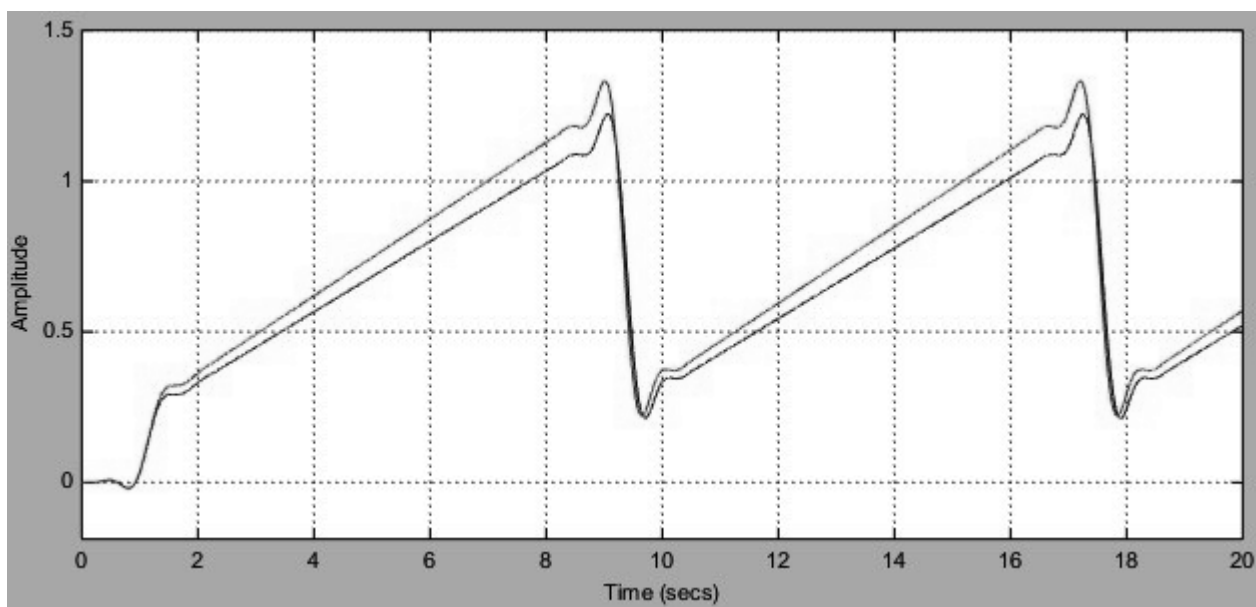


Рисунок 7. Огибающие выходных сигналов

- FIR_Filter_Design_Algorithm_for_Repetitive_Controllers (дата обращения: 25.05.2024).
5. Chang G., Yan S., Wang Y. Application of zero-phase digital filter on non-stationary signal processing // Journal of Beijing Jiaotong University. 2011. Vol. 35, no. 6. P. 49–56.
 6. Ang W.T., Krichane M. Zero phase filtering for active compensation of periodic physiological motion // Biomedical Robotics and Biomechanics (BioRob 2006). 2006. P. 182–187.
 7. Иванов В.В., Шакурский В.К. Генератор-ные, фазовые и частотные преобразователи и модуляторы. М.: Радио и связь, 2003. 184 с.
 8. Цифровой фильтр с нулевой фазочастотной характеристикой: патент 109619. Российская Федерация. № 2011123825 / В.К. Шакурский (RU), М.В. Шакурский (RU); заявл. 10.06.2011; опублик. 20.10.2011, бюл. № 29.
 9. Шакурский В.К., Шакурский М.В. Математическая модель цифровых фильтров, реализуемых методом частотной выборки // Вектор науки Тольяттинского государственного университета. 2011. № 2 (16). С. 98–100.
 10. Цифровой фильтр с предкоррекцией фазочастотной характеристики: патент 221361. Российская федерация. № 2023125738. М.В. Шакурский (RU); заявл. 09.10.2023; опублик. 02.11.2023, бюл. № 31.

Получено 01.06.2024

Шакурский Максим Викторович, д.т.н., заведующий кафедрой информационной безопасности Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. 443090, Российская Федерация, г. Самара, Московское шоссе, 77. Тел. +7 927 772-98-73. E-mail: m.shakurskiy@psuti.ru

PRE-CORRECTION OF PHASE-FREQUENCY CHARACTERISTICS OF DIGITAL FILTERS

Shakurskiy M.V.

*Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation
E-mail: m.shakurskiy@psuti.ru*

The article is devoted to the synthesis of a digital filter computer model with zero phase-frequency characteristic. A predetermined structural implementation of the digital filter with zero phase-frequency response is based on double filtering of the signal in the forward and reverse directions, as well as on filters with a finite impulse response. This article discusses the implementation of a filter with zero phase-frequency response based on filters with infinite impulse response. The implementation of pre-correction of the phase-frequency response of the filter is achieved due to the use of the two-channel structural diagram with the input signal spectrum transfer. The complexity of using filters with an infinite impulse response is associated with its nonlinearity, which requires pre-correction in order to linearize the phase-frequency response. The article discusses both a mathematical model of signal passage through a block diagram and a computer model in the Matlab-Simulink environment in static and dynamic modes.

Keywords: *digital filter, zero phase response, simulation, real-time system, structural implementation of the filter*

DOI: 10.18469/ikt.2024.22.1.07

Shakurskiy Maxim Viktorovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 77, Moskovskoe shosse, Samara, 443090, Russian Federation; Head of Information Security Department, Doctor of Technical Sciences. Tel. +7 927 772-98-73. Email: m.shakurskiy@psuti.ru

References

1. Sergienko A.B. *Digital Signal Processing*. Saint Petersburg: Piter, 2005, 604 p. (In Russ.)
2. Krylosova D.A. et al. Self-oscillating systems with controlled phase of external force. *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedenij. Prikladnaya nelinejnaya dinamika*, 2023, vol. 31, no. 5, pp. 549–565. DOI: 10.18500/0869-6632-003057 (In Russ.)
3. Kormylo J., Jain V. Two-pass recursive digital filter with zero phase shift. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1974, vol. 22, no. 5, pp. 384–387. DOI: 10.1109/TASSP.1974.1162602

4. De Lima P.V.S.G. et all. Zero-phase FIR filter design algorithm for repetitive controllers. *Energies*, 2023, vol. 16, no. 5. URL: https://www.researchgate.net/publication/369056353_Zero-Phase_FIR_Filter_Design_Algorithm_for_Repetitive_Controllers (accessed: 25.05.2024).
5. Chang G., Yan S., Wang Y. Application of zero-phase digital filter on non-stationary signal processing. *Journal of Beijing Jiaotong University*, 2011, vol. 35, no. 6, pp. 49–56.
6. Ang W.T., Krichane M. Zero phase filtering for active compensation of periodic physiological motion. *Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob 2006)*, 2006, pp. 182–187.
7. Ivanov V.V., Shakurskiy V.K. *Generator, Phase and Frequency Converters and Modulators*. Moscow: Radio i svyaz', 2003, 184 p. (In Russ.)
8. Digital Filter with Zero-Phase Characteristic: patent 109619. Russian Federation. No. 2011123825 / V.K. Shakurskiy (RU), M.V. Shakurskiy (RU); zayavl. 10.06.2011; opubl. 20.10.2011, byul. no. 29. (In Russ.)
9. Shakurskiy V.K., Shakurskiy M.V. Mathematical model of digital filters based on frequency selection method. *Vektor nauki Tol'yatinskogo gosudarstvennogo universiteta*, 2011, no. 2 (16), pp. 98–100. (In Russ.)
10. Digital Filter with Phase Response Pre-Correction: patent 221361. Russian Federation. No. 2023125738 / M.V. Shakurskiy (RU); zayavl. 09.10.2023; opubl. 02.11.2023, byul. no. 31. (In Russ.)

Received 01.06.2024

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА, ТЕЛЕВИДЕНИЕ

УДК 621.396

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ ФВМС НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНО-НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ СПРОТТА, РЕАЛИЗОВАННОЙ НАД КОНЕЧНЫМ ПОЛЕМ ГАЛУА

Логинов С.С., Ишимев И.И., Сивинцева О.А.

*Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева – КАИ,
Казань, РФ*

E-mail: sivinceva96@mail.ru

В данной статье проведен сравнительный анализ методов снижения пик-фактора сигналов системы мульти-плексирования на основе программных средств моделирования с использованием банка фильтров с помощью дискретно-нелинейной системы Спротта, реализованной над конечным полем Галуа. Исследуются методы частичной последовательности передачи, скремблирования, а также комбинированный метод, который включает в себя оба способа. Каждый метод заключается в формировании псевдослучайной последовательности на основе системы Спротта. По итогам работы для каждого метода оценен пик-фактор и представлена дополнительная кумулятивная функция распределения. Кроме того, оценено влияние количества итераций и окон, использующихся в методе частичной последовательности передачи, на пик-фактор. Полученные в ходе проведенного исследования результаты могут быть применены при проектировании систем передачи информации.

Ключевые слова: мультиплексирование с использованием банка фильтров, пик-фактор, дополнительная кумулятивная функция распределения, псевдослучайные последовательности, система Спротта

Введение

На сегодняшний день беспроводные технологии являются одним из самых быстроразвивающихся и перспективных направлений в телекоммуникационной индустрии. Беспроводная связь сохраняет высокую доступность для абонентов за счет эффективной организации множественного доступа.

Хорошо известные принципы временного, кодового или частотного разделения абонентов уже не позволяют в полной мере соответствовать предъявляемым требованиям к современным системам. Поэтому в данной сфере активно ведутся исследования с целью создания новых более эффективных методов множественного доступа.