

УДК 621.314+621.341.572

Замаруєв Володимир Васильович, канд. техн. наук, доц., проф.

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислової і біомедичної електроніки», м. Харків, Україна., вул. Фрунзе, 21, м. Харків, Україна, 61002. Тел. (057) 70-76-312, 70-76-914. E-mail: v vz@kpi.kharkov.ua

ВИКОРИСТАННЯ АНТИАЛІАСИНГОВОГО ФІЛЬТРУ В ЦИФРОВИХ СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Для виключення змішання спектрів у системах із цифровою обробкою сигналів використовуються антиаліасингові фільтри. Цифрові системи керування перетворювачами електричної енергії, як системи реального часу, накладають на характеристики цих фільтрів додаткові обмеження. В статті визначені особливості використання антиаліасингових фільтрів у системах реального часу. Проведене математичне моделювання найпоширеніших типів фільтрів у застосуванні до цифрових систем керування. Сформульовані вимоги до характеристик фільтрів залежно від спектрального складу вхідного сигналу системи.

Ключові слова: антиаліасинговий фільтр, частота зрізу, полоса пропускання, цифрова обробка сигналів, цифрова система керування, перетворювач електричної енергії.

Замаруєв Владимир Васильевич, канд. техн. наук, доц., проф.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», кафедра «Промышленная и биомедицинская электроника», г. Харьков, Украина, ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, Украина, 61002. Тел. (057) 70-76-312, 70-76-914. E-mail: v vz@kpi.kharkov.ua

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АНТИАЛІАСИНГОВОГО ФИЛЬТРА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Для исключения смешения спектров в системах с цифровой обработкой сигналов используются антиалиасинговые фильтры. Цифровые системы управления преобразователями электрической энергии, как системы реального времени, накладывают на характеристики этих фильтров дополнительные ограничения. В статье определены особенности применения антиалиасинговых фильтров в системах реального времени. Проведено математическое моделирование наиболее распространенных типов фильтров в приложении к цифровым системам управления. Сформулированы требования к характеристикам фильтров в зависимости от спектрального состава входного сигнала системы.

Ключевые слова: антиалиасинговый фильтр, частота среза, полоса пропускания, цифровая обработка сигналов, цифровая система управления, преобразователь электрической энергии.

Zamaruiev Volodymyr Vasylovych, PhD, Assoc. Prof., Prof.

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", The Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine, Frunze str. 21, Kharkiv, Ukraine, 61002. Tel. +38-057-70-76-312, +38-057-70-76-914. E-mail: v vz@kpi.kharkov.ua

THE USE OF ANTIALIASING FILTER IN POWER CONVERTERS DIGITAL CONTROL SYSTEM

Anti-aliasing filters are used to exclude mixing spectra in systems with digital signal processing. Digital control system of electric power converters, as real-time systems, applies additional restrictions to the response of these filters. The paper defines features of the application of anti-aliasing filters in real-time systems. Mathematical modeling of the most common types of filters in the application to digital control systems has been made. The requirements to the characteristics of filters, depending on the spectral composition of the input signal have been formulated.

Key words: anti-aliasing filter, cutoff frequency, band pass, digital signal processing, digital control system, power converter.

Введение

В настоящее время развитие преобразовательной техники идет путем расширения функциональных возможностей преобразователей электрической энергии и систем на их основе. Повышение сложности схемных решений силовой части преобразователей позволяет снизить удельные затраты на их производство и эксплуатацию. С другой стороны, повышение сложности схемных решений и требования к расширению функциональности преобразовательных систем приводят к существенному усложнению систем управления преобразователями. Оставаясь в рамках использования аналоговых систем управления, невозможно выполнить современные требования к преобразовательным системам как в отношении надежности, устойчивости и динамических характеристик, так и в отношении их

функциональности [1, 2]. Растущие требования к качеству электрической энергии, поставляемой потребителям, при одновременном росте реактивных и нелинейных нагрузок, подключенных к энергетической системе, приводят к необходимости использования силовых активных фильтров (САФ) или преобразователей, выполняющих, наряду со штатными функциями, и фильтровые функции. Задача управления подобными системами требует использования новых алгоритмов, в том числе, частотного прогноза. Простейшими методами управления, основанными на частотном прогнозе, являются методы, использующие частотный анализ. Аналоговая реализация систем управления с частотно-избирательными звеньями отличается несколькими особенностями: чем более качественные частотно избирательные устройства используются, тем худшие динамические показатели имеет система, тем сложнее ее настройка на текущие параметры системы электроснабжения. Цифровая реализация методов, использующих частотный прогноз, позволяет, используя алгоритмы дискретного преобразования Фурье и модифицированные методы повторяющегося управления, улучшить динамические показатели системы, обеспечить подавление избранных гармонических составляющих [3], ввести в канал управления функции с возможностью прогнозного изменения управляющих воздействий. Однако, цифровые системы управления, широко применяемые для управления технологическими процессами, движением объектов, обработки информации и т.д., при использовании в преобразовательной технике, приобретают ряд особенностей, нуждающихся в дополнительном исследовании.

Целью работы являлось определение особенностей применения антиалиасинговых фильтров в цифровых системах управления преобразователями электрической энергии..

Цифровая обработка сигналов. Усложнение алгоритмов управления преобразователями электрической энергии, повышение требований к функциональности, размерам и стоимости их систем управления явилось причиной перехода к цифровым системам управления преобразователями. Цифровые системы управления, в отличие от аналоговых, не имеют возможности непосредственного использования аналоговой информации, поступающей с датчиков обратных связей. Для обработки и преобразования информации в цифровой системе необходимо провести дискретизацию непрерывных сигналов во времени и их квантование по уровню, что, как правило, производится с помощью аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). Эти действия являются первой и необходимой частью обработки сигналов в цифровой системе. Второй частью цифровой обработки сигналов (ЦОС) является собственно целевой процесс математической обработки потока цифровых данных [4].

Процесс цифровой обработки сигналов может быть классифицирован в соответствии с требованиями к времени обработки сигнала (рис. 1). Система ЦОС, работающая в режиме Off line, предполагает получение оцифрованных данных непрерывного сигнала, сохранение их на произвольном носителе и последующую обработку сохраненных данных с целью хранения (архивирование, сжатие информации), анализа или визуализации (рис. 1а). Требования к временному сдвигу между входным сигналом и соответствующим ему выходным сигналом не предъявляется. Система ЦОС, работающая в режиме On line, получает оцифрованные данные соответствующие входному сигналу, обрабатывает их и формирует выходной сигнал с фиксированной временной задержкой. Значение временного сдвига между входным сигналом и соответствующим ему выходным сигналом не является величиной, определяющей работоспособность системы в целом. На параметры системы On line ЦОС может накладываться ограничение по максимальной величине временного сдвига. Примером подобной системы является обработка звука, изображения и т. д. (рис. 1б). Система ЦОС, работающая в режиме Real time, имеет ограничение на величину временного сдвига между входным сигналом и соответствующим ему выходным сигналом. Отклонение значения временного сдвига от заданного значения приводит к потере работоспособности системы. Примером подобной системы являются системы с обратными связями, например, цифровая система управления преобразователем электрической энергии (рис. 1в), для

работоспособности которой величина временного сдвига между входным сигналом и соответствующим ему выходным сигналом должна быть равна либо кратной периоду основной частоты системы или периоду частоты преобразования.

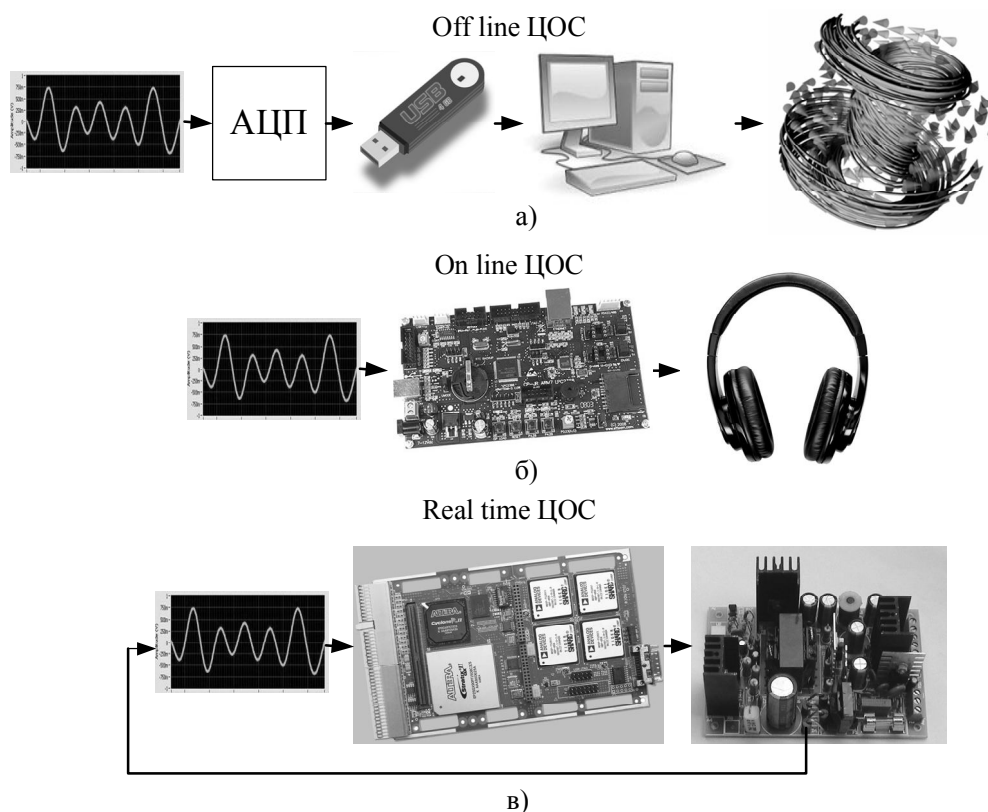


Рис. 1. Режимы цифровой обработки сигналов: а) Off line ЦОС, б) On line ЦОС, в) Real time ЦОС

Структурная схема цифровой системы управления. Основной теоремой, определяющей построение структурной схемы цифровой системы управления (ЦСУ), является теорема Котельникова – «Любую функцию $f(t)$, состоящую из частот от 0 до f_c , можно непрерывно передавать с любой точностью при помощи чисел, следующих друг за другом через $1/(2f_c)$ секунд» [5]. Если максимальная частота в сигнале превышает половину частоты дискретизации, то способа восстановить сигнал из дискретного в аналоговый без искажений не существует [6]. Следовательно, на вход цифровой системы управления (системы ЦОС) должен поступать сигнал f_c , удовлетворяющий требованию

$$f_c \leq 0,5 * f_s, \quad (1)$$

где f_s – частота дискретизации.

Частоту $0,5 * f_s$ часто называют частотой Найквиста [2, 7] f_N .

Для ограничения спектра входного сигнала частотой Найквиста, на входе цифровой системы управления обязательно присутствует аналоговый фильтр низких частот (ФНЧ) – антиалиасинговый фильтр. Этот фильтр предотвращает наложение спектров при цифровой обработке сигналов не удовлетворяющих (1). Структурная схема цифровой системы управления с антиалиасинговым фильтром (АФ) на входе, приведена на рис. 2. На выходе фильтра максимальная частота сигнала $f_{c,max}$ удовлетворяет (1).

Как следует из требований к Real time ЦОС, величина временного сдвига между входным сигналом и соответствующим ему выходным сигналом должна быть равна либо кратной периоду основной частоты системы или периоду частоты преобразования (характерному периоду объекта управления). В данном случае под объектом управления понимается преобразователь электрической энергии с нагрузкой.

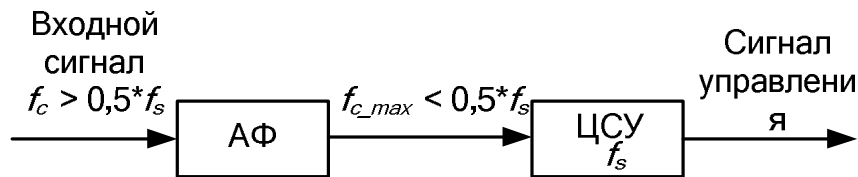


Рис. 2. Структурная схема цифровой системы управления:
 f_c – частота входного сигнала системы, f_s – частота дискретизации ЦСУ,
 $f_{c,max}$ – максимальная частота сигнала на входе ЦСУ

Развернутая структурная схема системы, включающей в себя объект управления с системой управления (СУ) включающей в себя ФНЧ и Real time ЦСУ приведена на рис. 3. На рисунке показаны возможные источники временных сдвигов между сигналом обратной связи и соответствующим сигналом управления.

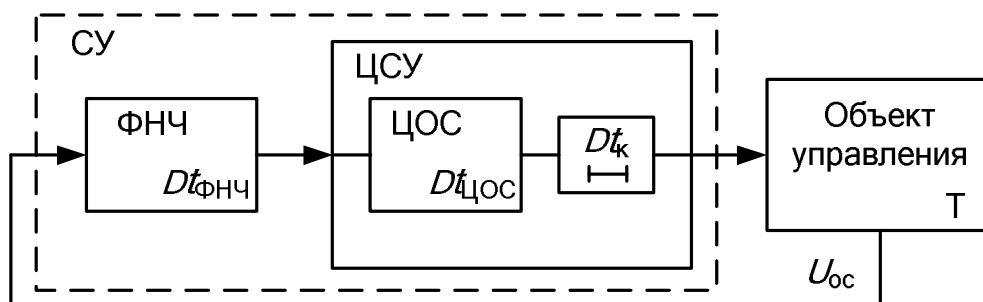


Рис. 3. Структурная схема системы: СУ – система управления, ФНЧ – антиалиасинговый фильтр, ЦСУ – цифровая система управления, ЦОС – блок цифровой обработки сигнала, Δt – соответствующая временная задержка

Для обеспечения работоспособности системы должно выполняться равенство

$$\Delta t_{\text{ФНЧ}} + \Delta t_{\text{ЦОС}} + \Delta t_k = nT, \quad (2)$$

где $\Delta t_{\text{ФНЧ}}$ – временная задержка, вносимая ФНЧ; $\Delta t_{\text{ЦОС}}$ – временная задержка, вносимая при цифровой обработке сигнала; Δt_k – временная задержка, вносимая для коррекции временных параметров ЦСУ;

$n = 0, 1, 2, \dots$; T – период повторяемости (характерное время преобразователя электрической энергии).

Входные фильтры цифровой системы управления. Необходимость применения антиалиасингового фильтра определяется положением частотного спектра сигнала обратной связи U_{oc} относительно частоты Найквиста [4, 6]. При узкополосном сигнале обратной связи, удовлетворяющем (1), необходимости в АФ нет, входной ФНЧ может использоваться для подавления высокочастотных помех на входе ЦСУ (рис. 4 а). Этот случай характерен для ряда преобразователей постоянного напряжения, преобразователей с нагрузкой, обладающей фильтрующими свойствами и т. д. Широкополосный сигнал обратной связи, не удовлетворяющий (1), требует ограничения своего спектра при помощи АФ (рис. 4 б). Исключением из правила является случай, при котором $U_{oc}(f_N) \ll \delta$, где δ – допустимая ошибка регулирования. Эффектом от наложения спектра сигналов в этом случае можно пренебречь и структура СУ сводится к первому рассмотренному примеру.

В случае узкополосного низкочастотного сигнала с наложением высокочастотных пульсаций, например сигнал обратной связи понижающего широтно-импульсного преобразователя, при отсутствии АФ будет наблюдаться отражение спектра пульсаций в окрестность спектра полезного сигнала, как показано штриховой линией на рис. 4 г. Применение АФ с частотой среза менее частоты Найквиста, обеспечивает выполнение

условия (1). Однако, отсутствие сигналов с частотами, лежащими в окрестности частоты Найквиста, дает возможность упростить АФ и расширить полосу его пропускания до границы спектра высокочастотных пульсаций (заштрихованная зона на рис. 4, г), что исключает обработку высокочастотных пульсаций в ЦСУ и не нарушает условия (1). При этом характер АЧХ фильтра в полосе $f_1 - f_2$ на функционирование системы не влияет.

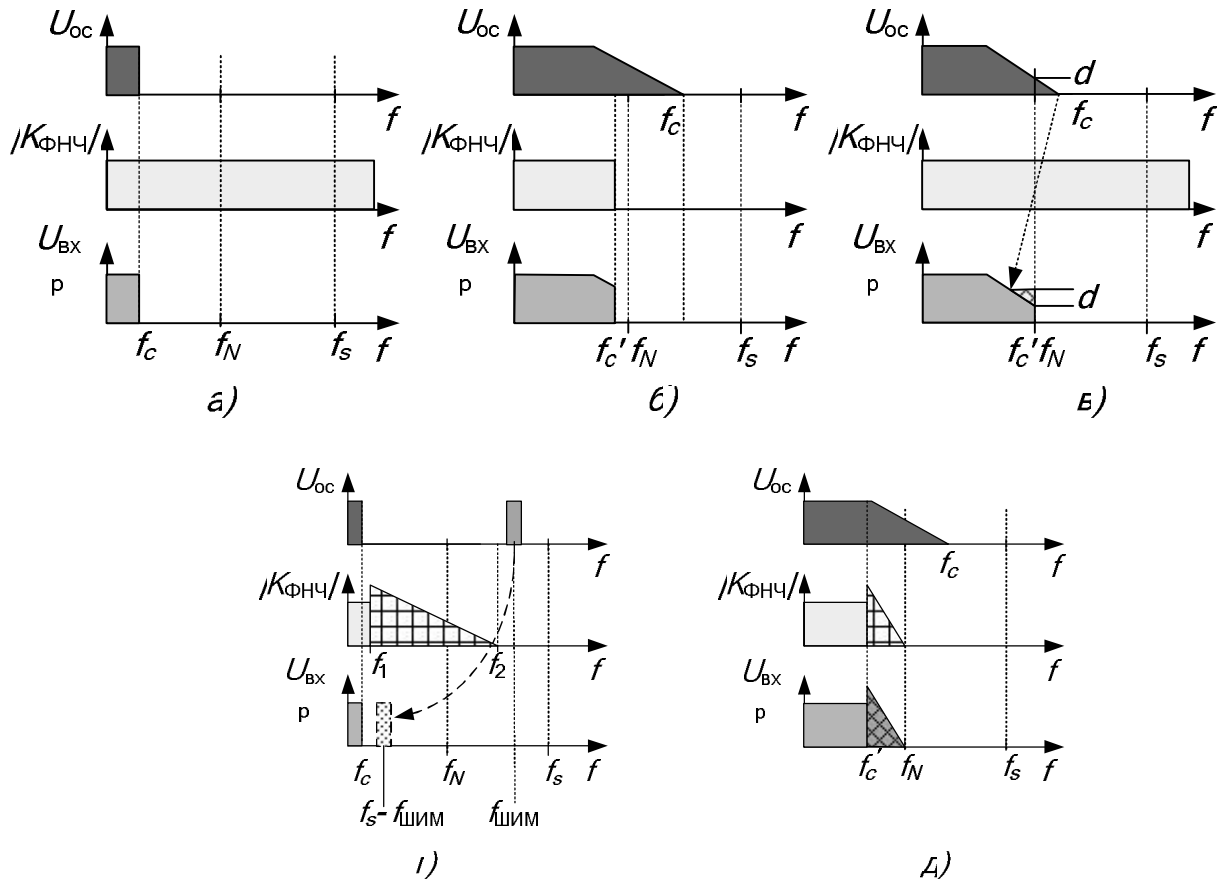


Рис. 4. Взаимное влияние спектра сигнала обратной связи, коэффициента передачи антиалиасингового фильтра и спектра сигнала на входе цифровой системы управления: U_{oc} – сигнал обратной связи, $K_{ФНЧ}$ – коэффициент передачи антиалиасингового фильтра, $U_{вхр}$ – сигнал на входе цифровой системы управления

В случае широкополосного сигнала (рис. 4 д), отклонение АЧХ фильтра от идеальной, приводит к появлению на входе системы управления некорректного значения напряжения, что видно при сравнении напряжения $U_{вхр}$ на интервале $f_c' - f_N$ на рис. 4 б и рис. 4 д.

Характеристики реальных фильтров существенно отличаются от параметров идеального фильтра (Рис. 5) – единичный коэффициент передачи K и нулевой фазный сдвиг ϕ в полосе пропускания.

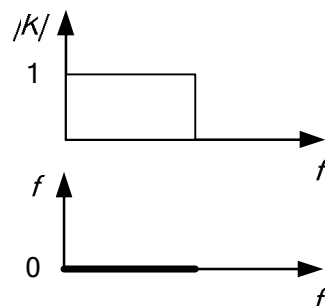


Рис. 5. АЧХ и ФЧХ идеального фильтра низких частот

Поясним влияние реальных параметров антиалиасингового фильтра на работу СУ. В общем случае, сигнал задания $U_{\text{зад}}$ в СУ является линейной комбинацией нескольких гармоник. В установившемся режиме работы разница между сигналами обратной связи и задания равны нулю для астатических систем и некоторой величине – для статических. Введение в цепь обратной связи идеального ФНЧ с заданной полосой пропускания не изменит сигнала обратной связи

$$U_{\text{ФНЧ}} = U_{\text{ос}}, \quad (3)$$

где $U_{\text{ФНЧ}}$ – напряжение на выходе идеального ФНЧ, $U_{\text{ос}}$ – напряжение обратной связи на входе идеального ФНЧ.

Использование вместо идеального ФНЧ – фильтра с реальными параметрами приводит к появлению в цепи обратной связи линейной комбинации гармоник с коэффициентами линейной комбинации, которые отличны от комбинации, предусмотренной в сигнале задания, что приводит к соответствующему искажению регулируемого параметра.

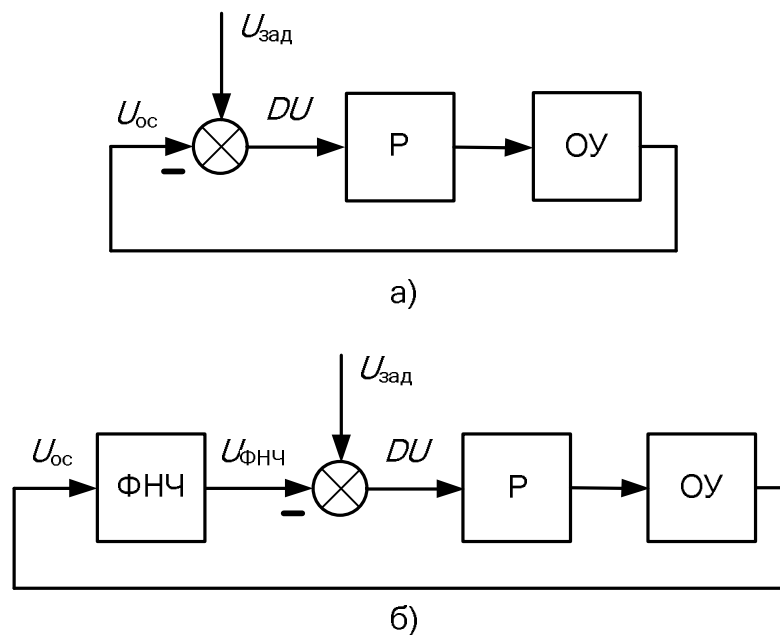


Рис. 6. Структура системы управления: а) без дополнительных фильтров, б) с антиалиасинговым фильтром (ФНЧ)

Для определения влияния фильтра в цепи обратной связи на сигнал на входе системы управления можно использовать вычислительную схему, приведенную на рис. 7. На вход фильтра подается испытательный сигнала $U_{\text{и}}$, иммитирующий сигнал обратной связи $U_{\text{и}} = U_{\text{ос}}$. Отклонение ΔU сигнала $U_{\text{ФНЧ}}$ после реального фильтра от испытательного сигнала является мерой влияния фильтра на поведение системы.

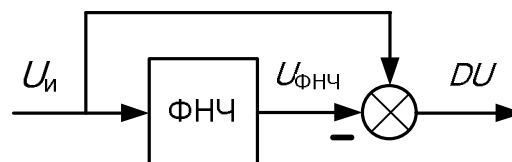


Рис. 7 Вычислительная схема определения влияния фильтра

Пассивный фильтр первого порядка. Принято считать полосу пропускания фильтра (усилителя и т.д.) ограниченной коэффициентом передачи $|K| = 2^{-0.5} \approx 0.707$, что соответствует частоте среза $f_{\text{ср}}$ [8]. Простейший ФНЧ, находящий применение в качестве антиалиасингового фильтра – RC-фильтр. Формулы для АЧХ и ФЧХ фильтра соответствуют выражениям (4) и (5). Коэффициент передачи фильтра на частоте среза $f_{\text{ср}}$ $|K| = 2^{-0.5} \approx 0.707$, фазный сдвиг $\varphi = -45^\circ$.

$$|K| = (1 + (\omega RC)^2)^{-0.5} \quad (4)$$

$$\varphi = -\text{arctg}(\omega RC) \quad (5)$$

Переходя к относительной частоте $\omega r = \omega / \omega_{\text{ср}}$, получим характеристики RC-фильтра, применяемого в качестве антиалиасингового. Графики зависимости коэффициента передачи фильтра – рис. 8 а и его фазного сдвига в радианах – рис. 8 б от относительной частоты сигнала ωr соответствуют (4) и (5) и приведены для иллюстрации.

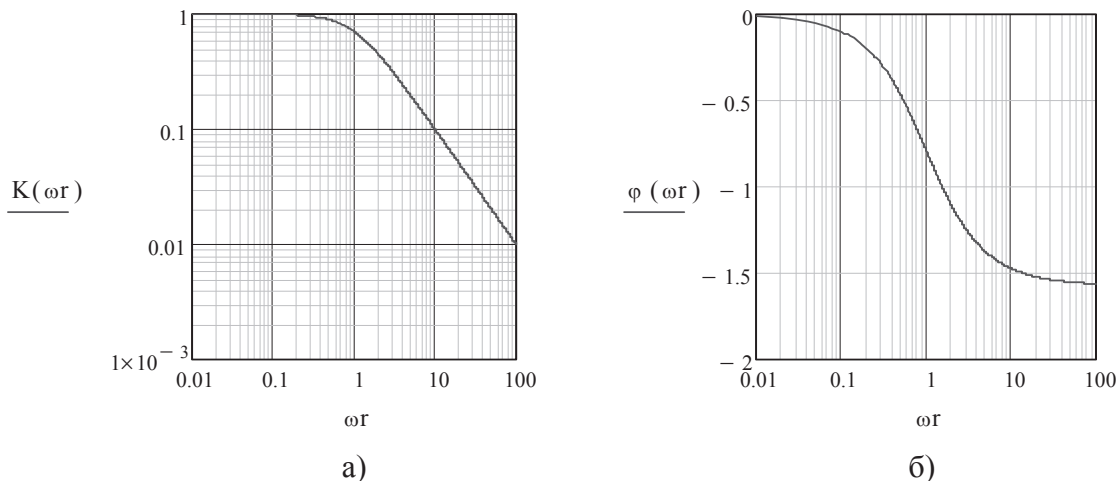


Рис. 8. Характеристики RC-фильтра: а) АЧХ, б) ФЧХ

Сигнал с нулевой частотой находится в полосе пропускания RC-фильтра в точке $|K| = 1$, $\varphi = 0$. Параметры фильтра соответствуют идеальному ФНЧ. Рассмотрим работу СУ в данном случае. Сигнал $U_{\text{и}}$ поступает на вход ФНЧ и, поскольку находится в полосе пропускания фильтра, без изменения амплитуды и фазы передается на его выход $U_{\text{ФНЧ}} = U_{\text{и}}$. Отклонение сигнала от обработанного идеальным ФНЧ отсутствует. Геометрическая интерпретация данного случая приведена на рис. 9 а.

Рассмотрим прохождение сигнала с частотой среза через схему (рис. 7). Напряжение на выходе фильтра $U_{\text{ФНЧ}} = 0,707 * U_{\text{и}}$, фазный сдвиг между напряжениями на выходе и входе фильтра $U_{\text{ФНЧ}}$ и $U_{\text{и}}$ $\varphi = -45^\circ$, напряжение на входе системы управления $\Delta U = 0,707 * U_{\text{и}}$, что приведет к 70 % отклонению регулируемого параметра от номинального значения. Геометрическая интерпретация данного случая приведена на рис. 9 б.

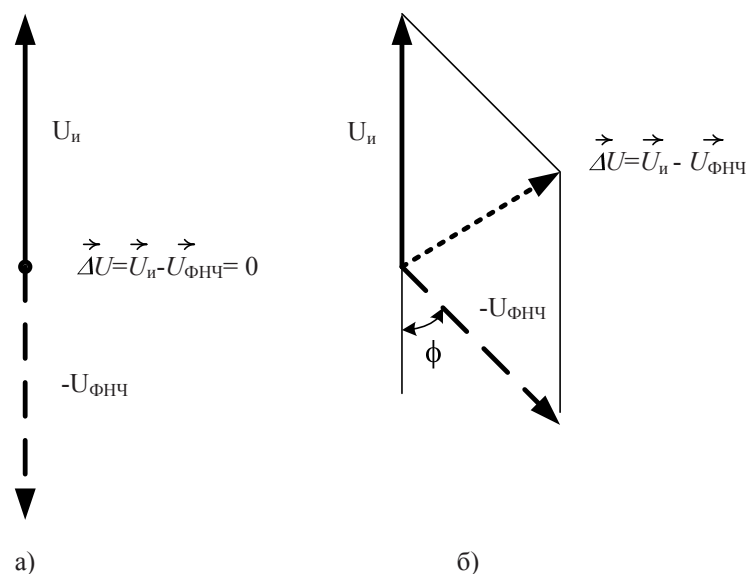


Рис. 9. Геометрическая интерпретация искажений, вносимых фильтром: а) идеальный фильтр, б) реальный фильтр

Искажения, вносимые фильтром, в сигнал на входе системы управления, могут быть определены из формулы

$$\Delta U = (U_{\text{ФНЧ}}^2 + U_{\text{и}}^2 - 2U_{\text{ФНЧ}}U_{\text{и}} \cos\varphi)^{0.5}, \quad (6)$$

или, в относительных единицах,

$$\Delta U / U_{\text{и}} = (|K_{\text{ФНЧ}}|^2 - 2|K_{\text{ФНЧ}}| \cos\varphi + 1)^{0.5}, \quad (7)$$

где ΔU – искажение, вносимое фильтром в сигнал на входе системы управления;
 $|K_{\text{ФНЧ}}|$ – модуль коэффициента передачи фильтра на частоте сигнала;

φ – фазный сдвиг, вносимый фильтром, на частоте сигнала;

На графике рис. 10 приведена зависимость отклонения выходного напряжения фильтра первого порядка от выходного напряжения идеального ФНЧ от относительной частоты сигнала ωr в соответствии с (7). На частотах ниже частоты среза ($\omega r < 1$) отклонение напряжения падает со скоростью 20дБ на декаду. Таким образом, для получения точности 10 %, частота сигнала ω не должна превышать $0,1\omega_{\text{ср}}$ и т. д. Для получения точности регулирования не хуже 5 % необходимо выполнение условия

$$f_c < 0.05 f_{\text{ср}}. \quad (8)$$

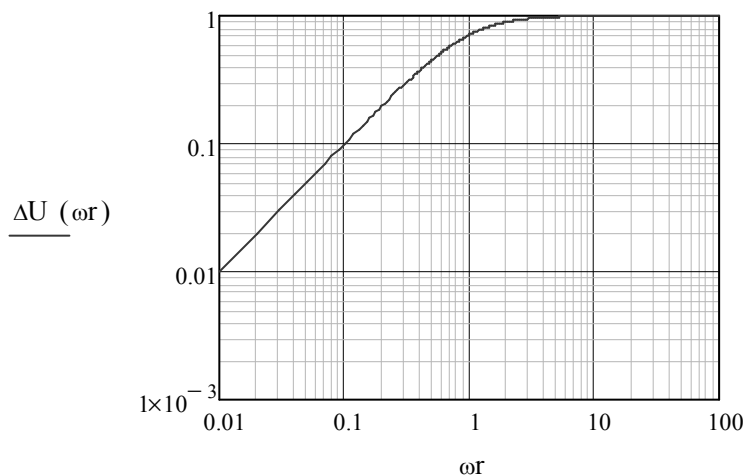


Рис. 10. Зависимость отклонения выходного напряжения

В переходной полосе и полосе задержания точность формирования выходного напряжения RC-фильтра не влияет на точность СУ, что дает возможность при расчете пользоваться стандартным графиком рис. 8 а.

RC-фильтр может использоваться в качестве антиалиасингового фильтра ЦСУ в случае узкополосного НЧ сигнала обратной связи с максимальной частотой f_c не превышающей (5–10) % частоты среза фильтра.

В случае узкополосного низкочастотного сигнала с наложением высокочастотных пульсаций (рис. 4 г) и ограничением в 5 % на точность регулирования, параметры фильтра выбираются из условия (8) для ограничения влияния неидеальности фильтра и неравенства

$$20f_{\text{ср}} < f_{\text{ШИМ}}, \quad (9)$$

определяющего влияние высокочастотных пульсаций с частотой ШИМ на уровне 5% при смешении спектров.

Для широкополосного сигнала обратной связи (рис. 4 д) применение данного фильтра, как антиалиасингового, не рекомендуется.

Применение неравенств (8) и (9) иллюстрируется рис. 11, где указаны соответствующие частоты. До частоты $0,05\omega r$ фильтр близок к идеальному ФНЧ с вносимым искажением менее 5 %, а на частотах выше $20\omega r$ коэффициент передачи фильтра менее 5 %, что ограничивает значение сигналов в случае смешения спектров на соответствующем уровне.

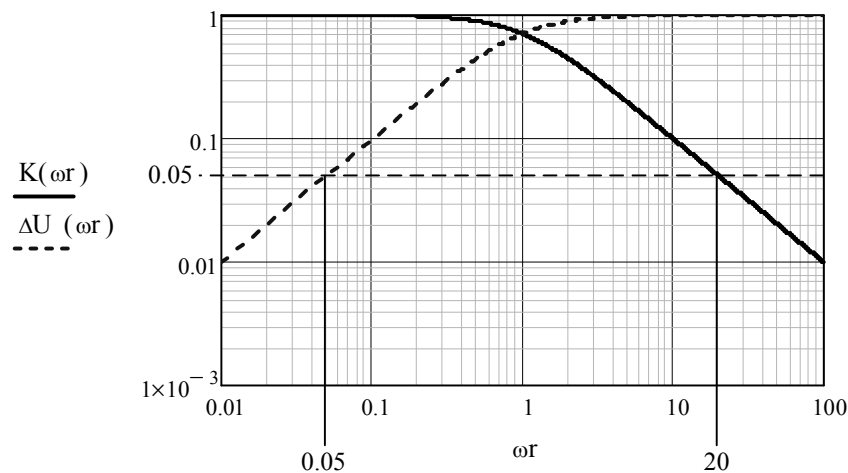


Рис. 11 Использование графиков коэффициента передачи фильтра K и отклонения выходного напряжения фильтра первого порядка от выходного напряжения идеального ФНЧ ΔU для согласования частотных характеристик сигнала обратной связи и антиалиасингового фильтра

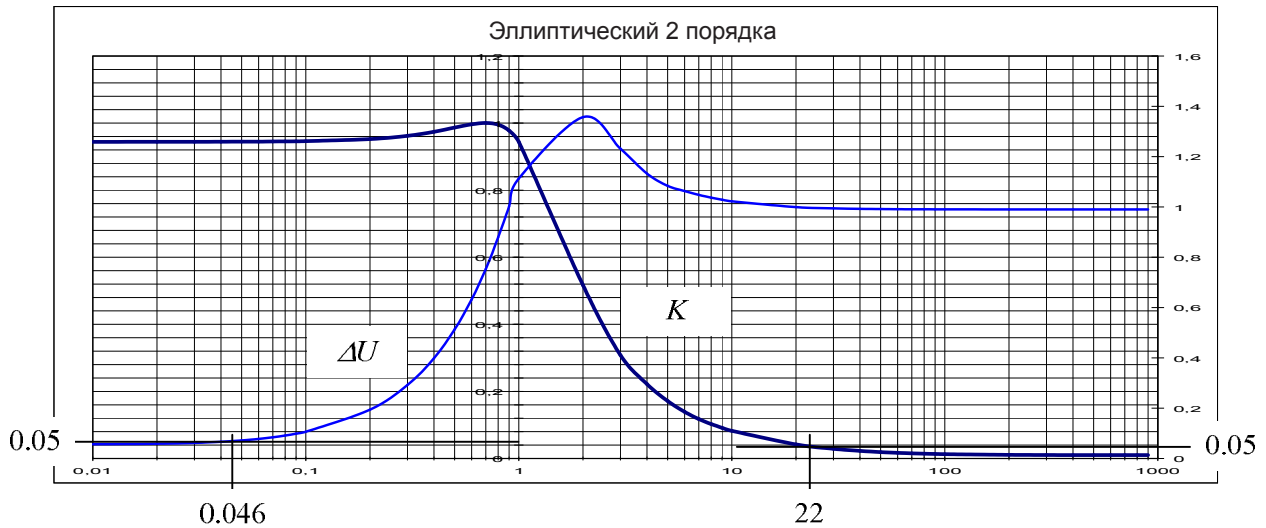
Пассивный фильтр второго и более высоких порядков. Фильтры второго и более высоких порядков синтезируются в соответствии с требованиями, предъявляемыми к АЧХ фильтра в полосе пропускания или подавления [8, 9]. Наиболее распространены следующие фильтры:

- Баттерворта – максимально гладкая АЧХ на частотах полосы пропускания;
- Чебышева – более крутой спад АЧХ и существенные пульсации амплитудно-частотной характеристики на частотах полос пропускания (фильтр Чебышева I рода) и подавления (фильтр Чебышева II рода), чем у фильтров других типов;
- эллиптический фильтр – очень крутой спад АЧХ, поэтому можно достигать более эффективного разделения частот, чем с помощью других линейных фильтров. Характерны пульсации АЧХ как в полосе пропускания, так и полосе подавления. Величина пульсаций в каждой из полос независима друг от друга. В зависимости от величины пульсаций в полосе пропускания и подавления фильтр может трансформироваться в один из фильтров Чебышева или фильтр Баттерворта.

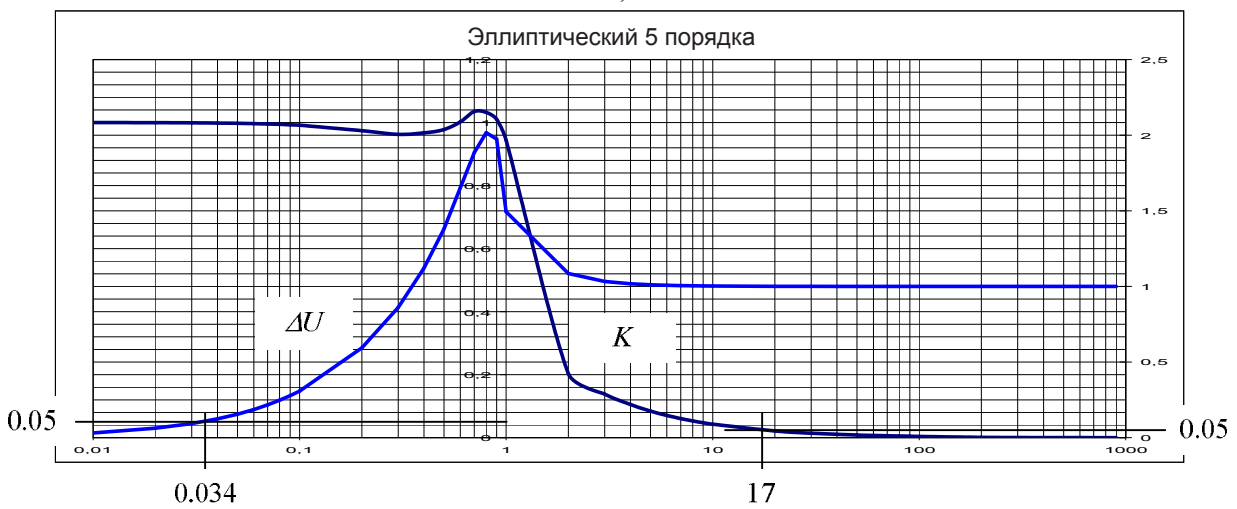
Однако при синтезе перечисленных фильтров не предъявляются требования к ФЧХ или эти требования формулируются пользователями Online систем ЦОС. Аналоговые фильтры высоких порядков имеют нелинейную ФЧХ и, как следствие, непостоянную групповую задержку. Это свойство фильтров определяет фазные искажения сигнала, прошедшего через фильтр, которые отсутствуют при условии постоянной групповой задержки (линейного изменения фазы сигнала, частный случай – нулевой фазный сдвиг). Применимость подобных фильтров в Real time системах ЦСУ требует подробного анализа после определения порядка фильтра и получения требуемой АЧХ.

Характеристики эллиптического фильтра 2-го, 5-го и 9-го порядков – АЧХ и отклонения выходного напряжения фильтра от выходного напряжения идеального ФНЧ ΔU , приведены на рис. 12. Задавшись допустимым значением влияния фильтра, например, 5 %, из графиков можно определить максимальную частоту сигнала, при которой искажение, вносимое фильтром, не превышает 5 % и, соответственно, минимальную частоту сигнала, который в случае наложения спектров окажет влияние не более 5 %.

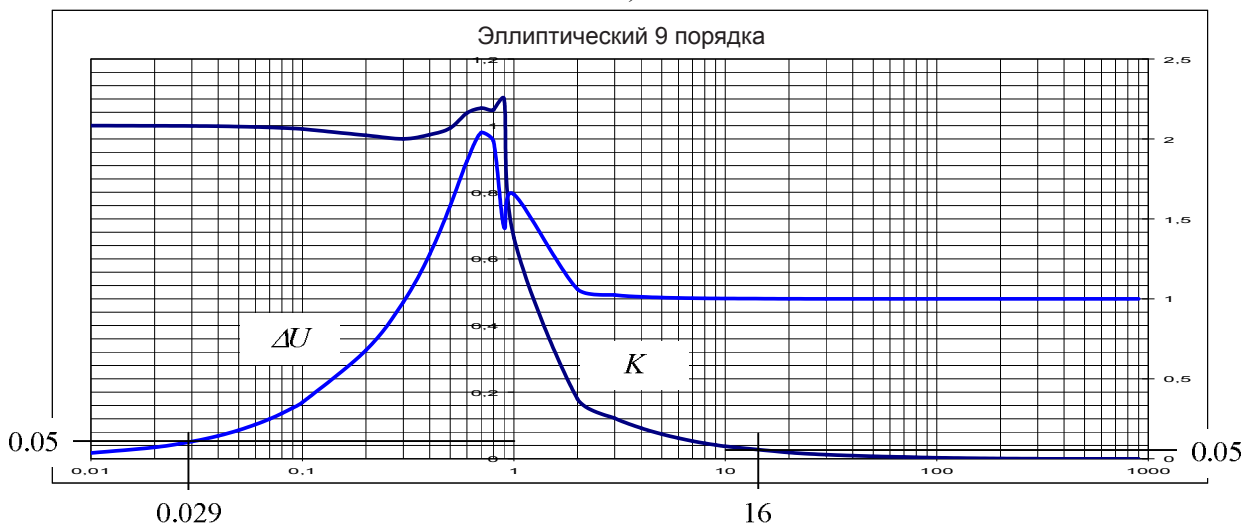
Повышение порядка фильтра снижает значение частоты, до которой фильтр близок к идеальному, что связано с характером ФЧХ фильтра [9]. Одновременно уменьшается и частота, соответствующая коэффициенту передачи $K = 0,05$, однако соотношение этих частот увеличивается несущественно.



а)



б)



в)

Рис. 12 Использование графиков коэффициента передачи эллиптического фильтра K и отклонения выходного напряжения фильтра от выходного напряжения идеального ФНЧ ΔU для согласования частотных характеристик сигнала обратной связи и антиалиасингового фильтра: а) – фильтр 2-го порядка, б) – фильтр 5-го порядка, в) – фильтр 9-го порядка

Выводы

1. В статье рассмотрены основные виды систем цифровой обработки сигнала в соответствии с требованиями к времени его обработки. Отмечены существенные различия Off line, On line и Real time ЦОС относительно фазного сдвига вносимого в обработанный сигнал. Для работоспособности Real time ЦОС необходимо постоянное время групповой задержки сигнала.

2. Выявлено взаимное влияние характера спектра сигнала обратной связи и коэффициента передачи антиалиасингового фильтра на спектр сигнала на входе цифровой системы управления. Сформулированы требования к коэффициенту передачи фильтра. Для широкополосного сигнала необходимо использовать близкий к идеальному антиалиасинговый фильтр, для узкополосного сигнала и узкополосного сигнала с высокочастотной составляющей возможно использование неидеального фильтра с соответствующими частотными характеристиками.

3. Показано, что отличие характеристик антиалиасингового фильтра от идеального в Real time системах цифровой обработки информации зависят как от АЧХ, так и от ФЧХ фильтра. Вычислены отклонения выходного напряжения реального антиалиасингового фильтра от выходного напряжения идеального ФНЧ в функции частоты сигнала для фильтров 1-9 порядков. Продемонстрировано, что использование общепринятой частоты среза как характеристики полосы пропускания антиалиасингового фильтра в Real time системах приводит к существенным искажениям сигнала, поступающего в систему управления.

4. Показано, в том числе и графически, как задавшись допустимым значением влияния фильтра, можно определить максимальную частоту сигнала, при которой искажение, вносимое фильтром, не превышает допустимого; определить минимальную частоту сигнала, который в случае наложения спектров окажет на систему управления влияние, не более заданного.

Список использованной литературы

1. Buso S., Mattavelli P., Digital control in power electronics, Morgan & Claypool Publishers, 2006, P. 151.
2. Luo F.L., Ye H., Rashid M., Digital power electronics and applications, Academic Press, 2005, P. 464.
3. Zamaruiev V.V., The use of the dirichlet kernel in the control systems of active filters for industrial power line, *IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2013, P.363–366.
4. Kester W., Mixed-Signal and DSP Design Techniques, Newnes, 2003, P. 410.
5. Котельников В. А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи – Всесоюзный энергетический комитет.//Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности, 1933. Репринт статьи в журнале УФН, т. 176, № 7, 2006, – С. 762–770.
6. Sozański K., Digital signal processing in power electronics control circuits, Springer, 2013, P. 266.
7. Nyquist H., Certain topics in telegraph transmission theory, *Trans. AIEE*, vol. 47, Apr. 1928, P. 617–644.
8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. 4-е изд. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
9. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры М: Мир, 1982. – 592 с.

References

1. Buso S., Mattavelli P., Digital control in power electronics, Morgan & Claypool Publishers, 2006, P. 151.
2. Luo F. L., Ye H., Rashid M., Digital power electronics and applications, Academic Press, 2005, P. 464.
3. Zamaruiev V. V., The use of the dirichlet kernel in the control systems of active filters for industrial power line, *IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2013, P.363–366.
4. Kester W., Mixed-Signal and DSP Design Techniques, Newnes, 2003, P. 410.
5. V A Kotel'nikov (2006) On the transmission capacity of 'ether' and wire in electric communications [O propusknoj sposobnosti efira i provoloki v elektrosvijzi] *PHYS-USP*, 2006, 49 (7), P. 762–770.
6. Sozański K., Digital signal processing in power electronics control circuits, Springer, 2013, P. 266.
7. Nyquist H., Certain topics in telegraph transmission theory, *Trans. AIEE*, vol. 47, Apr. 1928, P. 617–644.
8. Gonorovskj I.S. Radiotecnical circuits and sygnals [Radiotekhnicheskie cepi I signaly]. 4th-ed. – M.: Radio i svijz', 1986. – P. 512.
9. Lam H., Analog and digital filters; design and realization, Prentice-Hall, 1979 – P. 632.

Поступила в редакцию 20.07 2014 г.