
ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

*СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ
И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ (05.13.01)*

*ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ
И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ (05.13.05)*

УДК 681.5.034:681.521.7

DOI: 10.24160/1993-6982-2020-6-91-100

Снижение мощности высокочастотных помех в сигнале управления автоматических систем гребенчатыми фильтрами

М.А. Бабочкин, О.С. Колосов, А.А. Кузнецова

Рассмотрен вопрос снижения мощности шумовой составляющей в управляющем сигнале систем промышленной автоматике путем использования алгоритмов, реализующих свойства гребенчатых фильтров (ГФ) в регуляторах на базе микроконтроллеров. Проведен анализ специфических особенностей частотных характеристик разомкнутых и замкнутых систем управления промышленными объектами и совмещения их с характеристиками гребенчатых фильтров. Выполнено сравнение частотных свойств трех групп фильтров, традиционно используемых в непрерывных системах автоматического управления, и трех групп гребенчатых фильтров, реализующих подобные функции. К данным фильтрам в задачах управления относятся: реальные дифференцирующие звенья или фильтры верхних частот (ФВЧ) первого порядка, аperiodические звенья или фильтры нижних частот (ФНЧ) первого порядка и пропорциональные звенья. Определены соотношения между параметрами непрерывных фильтров и ГФ, обеспечивающих совпадение их частотных характеристик в области рабочих частот. Это позволяет провести синтез регуляторов систем с использованием известных методик. Показано, что ГФ в области высоких частот имеют «провалы» на амплитудно-частотных характеристиках, которые совместно уменьшают мощность высокочастотных помех до 30%. Достоинство ГФ в системах управления — их простая реализация в цифровом виде в управляющем микропроцессорном контроллере. Применение ГФ в системах автоматике позволяет «вырезать нежелательные» гармонические помехи большой амплитуды в управляющем сигнале.

Ключевые слова: мощность, сигнал, помеха, гребенчатый фильтр, частотные характеристики, система управления.

Для цитирования: Бабочкин М.А., Колосов О.С., Кузнецова А.А. Снижение мощности высокочастотных помех в сигнале управления автоматических систем гребенчатыми фильтрами // Вестник МЭИ. 2020. № 6. С. 91—100. DOI: 10.24160/1993-6982-2020-6-91-100.

Reducing the High-Frequency Noise Power in the Automatic Control System Signal by Using Comb Filters

M.A. Babochkin, O.S. Kolosov, A.A. Kuznetsova

The article addresses the matter of reducing the power of high-frequency noise in the control signal produced by industrial automatic systems through the use of algorithms implementing the properties of comb filters in microprocessor controllers. The specific features relating to the frequency responses of open- and closed-loop automatic control systems of industrial facilities are analyzed - both taken alone and in combination with the characteristics of comb filters. The frequency properties of three filter groups that are conventionally used in continuous automatic control systems are compared with three groups of comb filters that implement similar functions. As applied to control tasks, such filters include real differentiating sections or first-order high-pass filters, first-order lag sections or low-pass filters, and proportional sections. The ratios between the parameters of continuous filters and comb filters at which their frequency properties coincide in the operating frequency band are determined. These ratios known, it becomes possible to synthesize the controllers of systems using the existing techniques. It is shown that the amplitude-frequency responses of comb filters have dips in the high-frequency band, due to which the high frequency noise power is finally decreased by up to 30%. The advantage of comb filters in control systems lies in simplicity of implementing them in digital form in a microprocessor controller. The application of comb filters in automatic control systems makes it possible to cut undesirable harmonic noise of large amplitude in the control signal.

Key words: power, signal, noise, comb filter, frequency responses, control system.

For citation: Babochkin M.A., Kolosov O.S., Kuznetsova A.A. Reducing the High-Frequency Noise Power in the Automatic Control System Signal by Using Comb Filters. Bulletin of MPEI. 2020;6:91—100. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2020-6-91-100.

Введение

Снижение мощности высокочастотных помех в сигнале управления в системах промышленной автоматизации — хорошо известная проблема. Не касаясь источников возникновения помех в сигнале управления, следует отметить, что снижение мощности помех позволяет расширить полосу пропускания системы, обеспечивая повышение точности и быстродействия систем, а также уменьшает частоту срабатываний регулирующей аппаратуры в системах стабилизации. Например, в ПИД-регуляторы для ослабления влияния помех в управляющем сигнале, как правило, включены простейшие фильтры нижних частот (ФНЧ) первого порядка (аперiodические звенья) с тем, чтобы исключить влияние на устойчивость и качество работы системы в замкнутом состоянии. Подобный фильтр по отношению к производной управляющего сигнала является фильтром верхних частот (ФВЧ) или реальным дифференцирующим звеном. Интегрирующая составляющая управляющего сигнала на выходе регулятора обычно не требует дополнительной фильтрации. Величина, обратная постоянной времени в знаменателях передаточных функций таких фильтров, обычно на порядок больше частоты среза $\omega_{\text{ср}}$ разомкнутой системы, чтобы влияние фильтра на качество переходных процессов замкнутой системы было минимальным. Таким образом, указанные требования ограничивают возможности применяемых фильтров в части ослабления влияния помех на работу систем с обратными связями.

Появление импульсных элементов в структуре замкнутых систем управления, а вслед за ними и цифровых управляющих устройств позволило с помощью разработанных приемов теории импульсных систем управления [1, 2] объяснить многие эффекты, связанные с появлением дискретизации сигналов по времени и по

амплитуде. В частности, это относится к появлению характерной гребенчатой формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) системы на всех частотах, кратных частоте работы импульсного элемента (частоте обращения и фиксации значения входного сигнала) импульсной или цифровой системы. Относительно невысокое быстродействие первых промышленных управляющих контроллеров сильно ограничило круг объектов промышленной автоматизации, где они могли работать в «реальном времени».

Современный управляющий контроллер обладает достаточной разрядностью процессора и одновременно столь высокой частотой дискретизации обрабатываемых временных зависимостей, что может считаться практически аналоговым устройством по отношению к управляемому объекту промышленной автоматизации [3]. Отечественный 32-разрядный микроконтроллер серии 1986BE9х фирмы АО «ПКК Миландр» с тактовой частотой до 80 МГц позволяет реализовать законы ПИД-регулирования промышленных объектов в замкнутой системе с заданными требованиями по точности и быстродействию системы. Для объектов промышленной автоматизации эти требования, например по длительности переходных процессов, редко бывают менее 0,1с. Фактически полоса пропускания системы в этом случае не превышает 10...20 Гц или 100 рад/с. Таким образом, в управляющем контроллере с учетом его высокой тактовой частоты удается реализовать численными методами [4 — 6] алгоритмы, которые обычно применяют при синтезе непрерывных систем управления [7 — 9]. Вместе с тем существуют достаточно инерционные объекты, управляемые с использованием мощных электроприводов с многочисленными обратными связями от внутренних датчиков (подчиненное управление), образующими внутренние контуры с широки-

ми полосами пропускания. В этих случаях к анализу динамики подобных контуров необходимо подходить с позиций дискретных систем. В настоящей работе ориентация идет на возможность использования предлагаемых фильтров в качестве альтернативы аналоговым фильтрам в одноконтурных системах. В первую очередь, речь идет о традиционных ПИД-регуляторах.

Подобные системы в упрощенном линейном варианте имеют типовую структуру, изображенную на рис. 1.

В представленной структурной схеме управляющая аппаратура в общем виде описана интегрирующим звеном, имитирующим работу дозирующих устройств (кранов, задвижек и пр.). Коэффициент передачи интегратора отнесен к объекту управления. Уменьшение мощности высокочастотных помех в сигнале управления z_1 здесь, также как и в аналоговом варианте [10, 11], осуществляется реализацией в МК фильтров нижних частот (ФНЧ) при пропорциональном управлении и высоких частот (ФВЧ), если дополнительно требуется реализация операции дифференцирования [12 — 14]. В аналоговом варианте это чаще всего аperiodические и реальные дифференцирующие звенья первого порядка. Фильтры более высоких порядков (Баттерворта, Бесселя, Чебышева (1 и 2 родов) [15 — 17]) в замкнутых системах обычно не используют из-за проблем с устойчивостью системы. Таким образом, реализуемое в микроконтроллере (МК) подавление мощности высокочастотных помех в сигнале управления промышленными объектами сравнимо по эффективности с работой аналоговых управляющих устройств.

Выполнен сравнительный анализ эффективности ФНЧ и ФВЧ, реализуемых в МК численными методами, и тех же фильтров, выполняемых в МК с пропуском определенных интервалов отсчета входного сигнала (введение элемента запаздывания). В первом случае — это практически непрерывные фильтры, а во втором — также практически непрерывные фильтры с гребенчатой формой АЧХ в области высоких частот. Применительно к системам управления назовем их гребенчатыми фильтрами (ГФ). Во втором случае благодаря МК реализуется программное введение «чистого запаздывания» в алгоритме реализации ГФ, чего не удается сделать аналоговыми устройствами. И в первом, и во втором случаях благодаря высокой частоте дискретизации МК, реализуемые фильтры рассматриваются как непрерывные, предназначенные для работы

в непрерывных системах. Когда речь идет о высокой частоте дискретизации входных сигналов, поступающих на вход фильтров, подразумевается не тактовая частота МК, а частота, учитывающая программную обработку сигналов МК и динамику периферийных устройств (АЦП, ЦАП). Естественно, что исследуемые ГФ требуют дальнейшего углубленного изучения влияния их свойств на динамику систем в зависимости от места включения и разветвленности структуры системы.

Специфика использования гребенчатых фильтров в задачах управления промышленными объектами

Гребенчатые фильтры, как фильтры с пропуском определенного числа отсчетов входного сигнала, являются разновидностью цифровых фильтров (ЦФ). Исследованию свойств ЦФ посвящено большое количество публикаций, монографий и учебников [15 — 19]. Анализ их в большинстве случаев, вполне оправданно, проходит в частотной области с обращением к обычным передаточным функциям и уходом от Z -преобразования. Нисколько не умаляя достоинств Z -преобразования, чрезвычайно удобного для машинного синтеза цифровых алгоритмов управления, сделан анализ свойств ГФ как аналогового устройства для использования в непрерывной системе. Это позволяет «увидеть» свойства частотных характеристик ЦФ во всей области анализируемых частот и сопоставить их с частотными характеристиками объектов, взаимодействующих с ЦФ, что чрезвычайно важно в задачах управления замкнутыми системами, где ЦФ в определенных условиях выступает как самостоятельное непрерывное корректирующее устройство и в составе алгоритмического обеспечения цифрового регулятора, например ПИД-регулятора.

Гребенчатые фильтры в радиотехнике относятся к широкому классу цифровых фильтров. В классификации ЦФ [15] их выделяют в отдельный класс. Однако, на наш взгляд, применительно к системам управления, их не следует ставить в один ряд с известными ЦФ, отличающимися друг от друга математическими описаниями. ГФ, как известно [15, 18], — это фильтры с несколькими полосами подавления и пропускания, реализуемые в ЦФ за счет пропуска определенного числа дискретных отсчетов входного сигнала. Данный при-

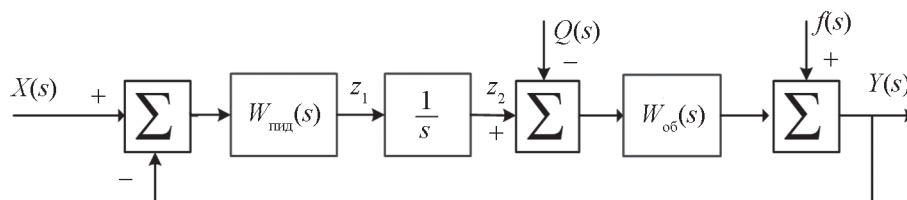


Рис. 1. Типовая структурная схема системы с ПИД-регулятором:

$X(s)$, $Q(s)$, $Y(s)$, $f(s)$ — изображения входного сигнала, возмущающего воздействия на объект, выходного сигнала, регистрируемого датчиком обратной связи и аддитивной помехи, приложенной к выходному сигналу

ем, называемый также редукцией или децимацией [15], ведет к дроблению оси частот амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик на участки меньшей протяженности по сравнению с вариантом без пропуска отсчетов. Указанный прием, применимый к любым ЦФ, превращает их в гребенчатые фильтры, частично сохраняя свойства исходного фильтра на получающихся укороченных частотных интервалах. Такая периодизация поясняется общей теорией импульсных систем [1, 2, 7, 8]. Граничные частоты подобных участков выражаются очевидным соотношением:

$$\omega_k = k \frac{2\pi}{m\Delta t_c} = k \frac{2\pi}{\tau}, \quad (1)$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$; m — число пропускаемых отсчетов входного сигнала Δt_c ; $\tau = m\Delta t_c$ — запаздывание или интервал пропуска, равный m отсчетам входного сигнала.

При исследовании разомкнутых систем управления частотные характеристики обычно рассматривают в диапазоне $0 < \omega < \infty$. При этом основное внимание уделяется диапазону частот $0 < \omega < \omega_{cp}$, так как именно он определяет точность и динамические свойства системы. Динамические свойства целиком определяются частотными характеристиками в окрестности частоты среза ω_{cp} . Именно поэтому пропускаемое число отсчетов применяемого в системе ГФ должно быть выбрано так, чтобы, как минимум, выполнялось условие теоремы Котельникова [2, 7, 8]:

$$\omega_{cp} \leq 0,5\omega_1 = \frac{\pi}{\tau}. \quad (2)$$

Обычно (2) при синтезе систем управления усиливают с целью обеспечения условий устойчивости и качества переходных процессов:

$$\omega_{cp} \leq 0,1\omega_1. \quad (3)$$

В этом случае все процедуры, связанные с синтезом «желаемых» частотных характеристик разомкнутой системы с учетом характеристик корректирующих фильтров, протекают в первом частотном диапазоне:

$$0 < \omega < \omega_1,$$

который при надлежащем синтезе обеспечивает нормальное функционирование системы в замкнутом состоянии. В данном диапазоне частотные характеристики, как непрерывных аналогов корректирующих фильтров, так и ГФ, должны несущественно отличаться друг от друга. Остальной частотный диапазон ГФ дополнительно ослабляет мощность шумовой составляющей управляющего сигнала в сравнении с непрерывными аналогами ФНЧ и ФВЧ. Существо ослабления связано с тем, что АЧХ ГФ в окрестностях граничных участков частот (1) имеют характерные «провалы», в отличие от непрерывных аналогов подобных фильтров, и интегрально все эти участки существенно понижают мощность шумовой составляющей. Практи-

ческая проверка данного утверждения выполнена с использованием пакета Matlab (Simulink), который достаточно качественно анализирует непрерывные низкочастотные сигналы и позволяет имитировать работу управляющего контроллера с заданными интервалами отсчета входного сигнала и определенными запаздываниями при реализации алгоритмов фильтрации.

Рассмотрим частотные свойства ГФ и сравним их с непрерывными аналогами фильтров, используемых в задачах управления

Фильтры верхних частот

Для теоретического обоснования эффекта появления «провалов» на АЧХ ГФ (или эффекта «гребенки») и последующей практической проверки проведем сравнительное исследование свойств непрерывного ФВЧ с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{Ks}{T_0s+1}, \quad (4)$$

где T_0 — эквивалентная постоянная времени непрерывного фильтра; s — оператор дифференцирования.

Рассмотрим для сравнения с (4) характеристики ГФ с передаточной функцией:

$$W(s) = (1 - e^{-s\tau}) \frac{K}{\tau} = (1 - e^{-s\tau}) \frac{K}{2T_0}. \quad (5)$$

Передаточная функция (5) соответствует структуре КИХ-фильтра (фильтра с конечной импульсной характеристикой [12]).

Определим частотные свойства фильтра (5) и обоснуем базовое соотношение, связывающее (5) с его непрерывным аналогом (4):

$$\tau = 2T_0. \quad (6)$$

Подтвердим описанное анализом часто рассматриваемого в [12] примера ГФ с комплексным коэффициентом передачи:

$$W(j\omega) = 1 - e^{-j\omega\tau} = \left| 2 \sin \frac{\omega\tau}{2} \right| e^{-j\frac{\omega\tau}{2} + j\frac{\pi}{2}}. \quad (7)$$

Подобный фильтр фактически реализует операцию численного дифференцирования с использованием первого слагаемого производной интерполяционного полинома Ньютона [2, 20, 21]:

$$\hat{y}' = \frac{1}{\Delta t} \left(\Delta y_{-1} + \frac{1}{2} \Delta^2 y_{-2} + \frac{1}{3} \Delta^3 y_{-3} + \frac{1}{4} \Delta^4 y_{-4} + \dots + \frac{1}{5} \Delta^5 y_{-5} + \dots + \frac{1}{k} \Delta^k y_{-k} + \dots \right). \quad (8)$$

Первые 3 члена ряда (8) имеют вид:

$$\begin{aligned} \Delta y_{-1} &= y_0 - y_{-1}; \\ \frac{1}{2} \Delta^2 y_{-2} &= \frac{1}{2} (y_0 - 2y_{-1} + y_{-2}); \\ \frac{1}{3} \Delta^3 y_{-3} &= \frac{1}{3} (y_0 - 3y_{-1} + 3y_{-2} - y_{-3}). \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь y_{-t} соответствует значению t выходного сигнала, запаздывающего на величину t .

Заметим, что (7) отличается от передаточной функции (5) на базе первого слагаемого (8) отсутствием постоянного коэффициента K/τ . На рисунке 2 представлены логарифмические АЧХ и ФЧХ фильтра (5) при $K = 1$ для двух значений запаздывания τ — 0,1 и 1,0 с.

Первый «провал» на АЧХ у данного фильтра фактически находится на нулевой частоте. На логарифмической шкале частот эта точка отсутствует. Участок частотных характеристик до частоты $\omega \approx 1$ рад/с демонстрирует дифференцирующие свойства ГФ, используемые на этом участке для коррекции частотных характеристик разомкнутой системы. Затем «провалы» идут равномерно на частотах, кратных $2\pi/\tau$, образуя «гребенку». Амплитуды гармоник шумовой составляющей в окрестностях указанных частот фильтра существенно снижаются. Анализ, проведенный в [21], показывает, что экстремумы АЧХ для ГФ (5) характеризуются соотношением:

$$\omega_m \tau = \pi k, \quad (10)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$

Подставив (10) в (5) и приравняв полученное значение к предельному значению АЧХ эквивалентного фильтра (4) при $\omega \rightarrow \infty$, получим соотношение $2K/\tau = K/T_0$, из которого вытекает (6).

Исследования частотных свойств ФВЧ, представленные в [20], показали, что усложнение алгоритма фильтрации путем учета большего числа слагаемых полинома (8) с целью ослабления мощности высокочастотной составляющей помехи в управляющем сигнале нецелесообразно. В качестве примера на рис. 3 даны совмещенные частотные характеристики ГФ на базе двух слагаемых полинома (8) и эквивалентного фильтра (4). Изображенные характеристики незначительно

отличаются от характеристик фильтра (5), но практическая реализация такого ГФ сложнее. На рисунке 4. представлена структурная схема ГФ для реализации ФВЧ.

Фильтр нижних частот

Рассмотрим аналогичные свойства ГФ в области высоких частот для фильтра нижних частот (ФНЧ). В качестве непрерывного аналога для него выступает аperiодическое звено с передаточной функцией вида:

$$W(s) = \frac{K}{T_0 s + 1}. \quad (11)$$

Поскольку переход от (4) к (11) проходит с использованием операции интегрирования, то передаточная функция соответствующего ГФ может быть представлена в виде:

$$W(s) = \frac{1}{s} (1 - e^{-s\tau}) \frac{K}{\tau} = \frac{1}{s} (1 - e^{-s\tau}) \frac{K}{2T_0}. \quad (12)$$

Структурная схема фильтра (12) продемонстрирована на рис. 5, а.

Вместе с тем в литературе по цифровым фильтрам [12, 15] в качестве ГФ, реализующего свойства ФНЧ, описан БИХ-фильтр (фильтр с бесконечной импульсной характеристикой), который также называют СИС-фильтром (каскадным интегрально-гребенчатым фильтром (Cascaded Integral-comb Filters)) Хогенауэра (Hogenauer) [12], нашедшим широкое применение в задачах децимации и интерполяции. Главная отличительная особенность СИС-фильтров заключается в том, что они не требуют операций умножения. Этот фактор делает их привлекательными при аппаратной реализации. Его передаточная функция выглядит как:

$$W(s) = \frac{1 - e^{-s\tau}}{1 - e^{-s\tau}} \frac{K}{2T_0}, \quad (13)$$

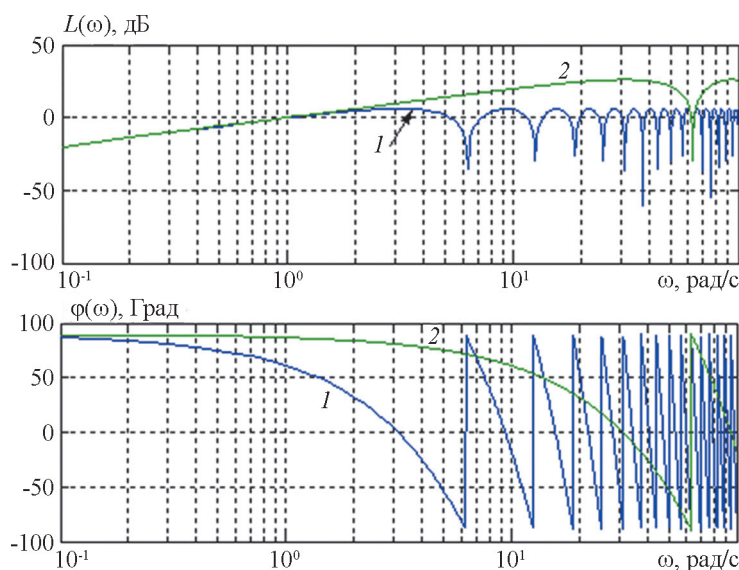


Рис. 2. Логарифмические АЧХ и ФЧХ гребенчатого фильтра (5) при $\tau = 1$ (1) и $\tau = 0,1$ с (2)

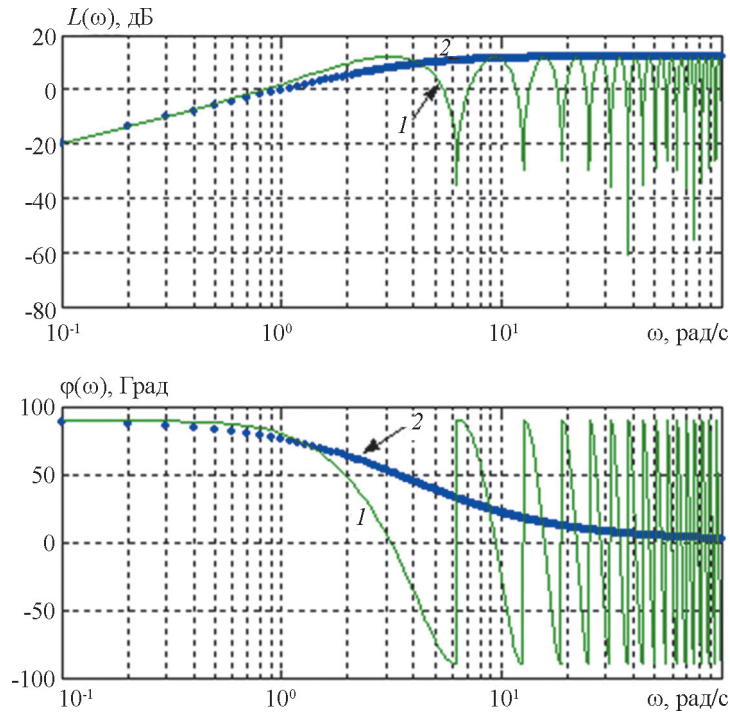


Рис. 3. Частотные характеристики ГФ на базе двух слагаемых (8) для $\tau = 1$ с (1) и эквивалентного непрерывного фильтра (4) с $T_0 = 0,25$ с (2)

где m — число пропускаемых отсчетов входного сигнала Δt_c .

Структурная схема фильтра (13) изображена на рис. 5, б.

В (13) операция интегрирования выполняется замкнутой структурой с положительной обратной связью через звено запаздывания с величиной задержки на один интервал отчета. Как показывают расчеты и моделирование, большая задержка приводит к появлению дополнительной шумовой составляющей в сигнале управления, что крайне нежелательно. В силу этой причины для систем управления можно использовать для реализации ГФ со свойствами ФНЧ как передаточную функцию (12), реализуя операцию интегрирования численными методами, так и СИС-фильтр (13). Положение доказано результатами практического моделирования (рис. 6).

Частотные характеристики ФНЧ затрагивать не будем, так как их достаточно просто получить из характеристик ФВЧ с учетом известных характеристик интегратора. Для этого фильтра на низких частотах наклон асимптотической АЧХ меняется с +20 дб/дек на 0 дб/дек. На высоких частотах экстремумы «гребенки» убывают по асимптоте -20 дб/дек, а ФЧХ опустится с сохранением всех особенностей в окрестностях граничных частот ω_k (1).

На рисунке 6 представлены переходные процессы на выходе фильтров при обработке единичного скачка.

Для фильтра (13) с относительно большой задержкой $\gamma\tau$ процесс интегрирования приводит к грубому квантованию по времени (кривая 3). Это, в свою оче-

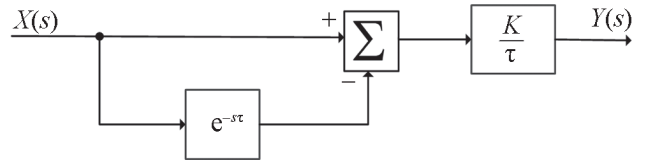


Рис. 4. Структурная схема ГФ для реализации ФВЧ

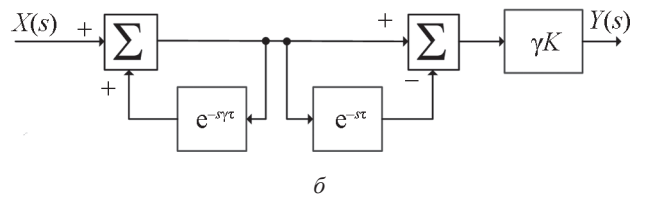
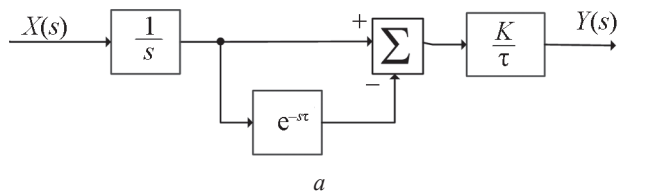


Рис. 5. Структурные схемы ГФ, реализующие ФНЧ:

a — фильтр с операцией интегрирования численными методами; *б* — СИС-фильтр

редь, увеличивает мощность высокочастотных помех в сигнале управления (таблица). Однако при уменьшении на порядок задержки $\gamma = 0,01$ в блоке интегрирования фильтра (13) переходный процесс 3 на выходе фильтра (13) приближается к процессу 2 при моделировании, и снижается мощность высокочастотных помех.

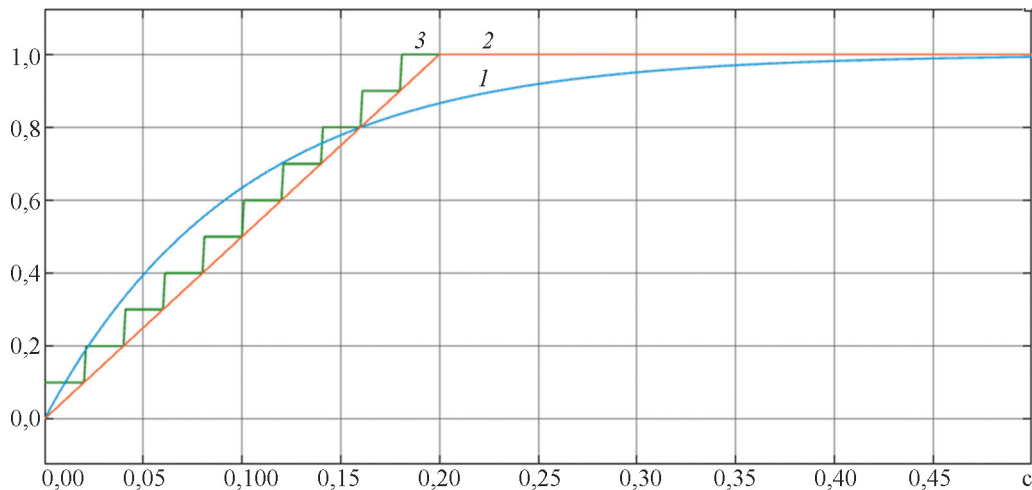


Рис. 6. Переходные процессы на выходе фильтров с передаточными функциями (11) (1), (12) (2), (13), $\gamma = 0,1$ (3) при отработке единичного скачка

Пропорциональный или формирующий гребенчатый фильтр

Рассмотрим характеристики пропорционально или формирующего фильтра [22], относящегося к фильтрам постоянного затухания [12] или фильтрам с постоянным коэффициентом передачи для всех частот. Однако при пропуске части отсчетов в области высоких частот он приобретает свойства гребенчатого фильтра, имеет структуру КИХ-фильтра, и его аналогом в непрерывном варианте является пропорциональное звено с коэффициентом передачи K . Передаточная функция формирующего ГФ выглядит как:

$$W(j\omega) = \frac{K}{2} (1 + e^{-j\omega\tau}) = \left| K \cos \frac{\omega\tau}{2} \right| e^{-j\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (14)$$

Данный фильтр до первой граничной частоты имеет частотные характеристики, соответствующие пропорциональному звену, на остальных частотах обладает свойствами гребенчатого фильтра.

$$\omega_k = k \frac{\pi}{m\Delta t_c} = k \frac{\pi}{\tau}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (15)$$

На рисунке 7 продемонстрирована структурная схема формирующего фильтра, а на рис. 8 — его частотные характеристики при $K = 2$, $\tau = 0,1$ с.

Частотные характеристики формирующего ГФ показывают характерные «провалы» на АЧХ, коэффициент передачи на низких частотах составляет 6 дБ.

Подавление «нежелательных» гармоник в управляющем сигнале

Важная особенность изучаемых гребенчатых фильтров — подавление (вырезание) «нежелательных» гармоник ω_k входного сигнала, определяемых соотношениями (1) или (15). Благодаря данному свойству можно подбором величины запаздывания τ устранить, например, сетевые гармоники в сигнале управления.

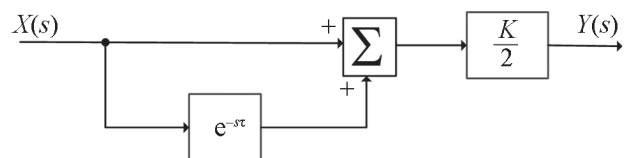


Рис. 7. Структурная схема формирующего фильтра

На рисунке 9 изображены процессы на входе (кривая 1) и выходе (кривая 2) формирующего ГФ. На десятой секунде ко входному сигналу типа «нормально распределенный белый шум» мощностью 0,0001 подключается гармоника амплитудой 1 и частотой 5 Гц. Величина запаздывания в ГФ (14) $\tau = 0,1$ с. При моделировании использован метод интегрирования Эйлера с фиксированным шагом 0,01 с. Относительно большой шаг взят для лучшей визуализации результата.

Представленные процессы доказывают полное «вырезание» фильтром гармонической помехи и уменьшение амплитуд случайной составляющей в наблюдаемом сигнале 2 на выходе ГФ.

Оценки мощности шумовой составляющей на выходах фильтров

Результаты оценки мощности шумовой составляющей на выходах рассмотренных фильтров с использованием пакета Matlab (Simulink) представлены в таблице. Относительная мощность, приведенная к мощности шума во входном сигнале, принята за единицу.

Изучим полученные результаты.

Аналоговый вариант фильтра верхних частот (4) усиливает мощность шумовой составляющей на порядок, поскольку при заданных параметрах его передаточной функции верхние частоты усиливаются именно на порядок.

Гребенчатый фильтр (5), реализующий дифференцирующие свойства ФВЧ в области низких частот, на 30% ослабляет мощность шумовой составляющей на

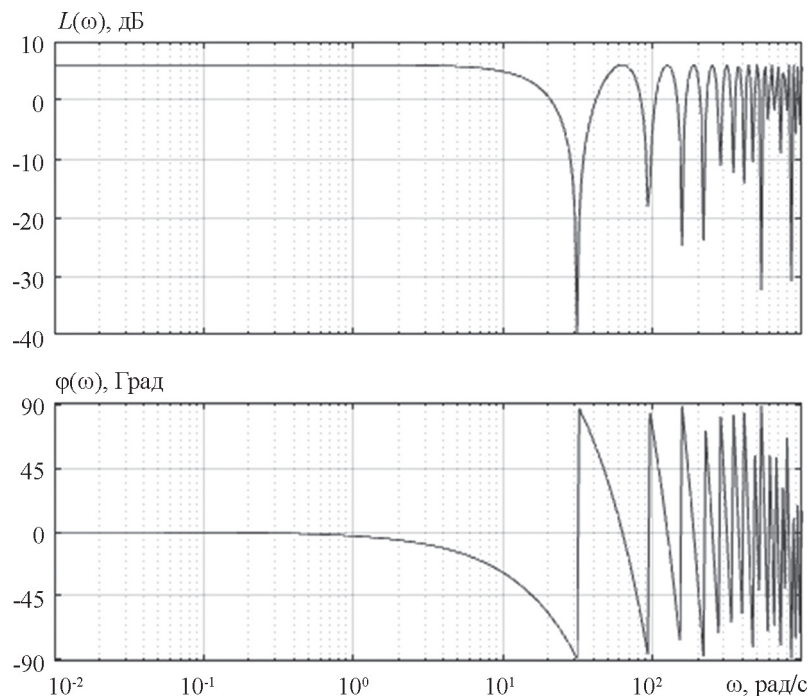


Рис. 8. Частотные характеристики формирующего ГФ при $K = 2$, $\tau = 0,1$ с

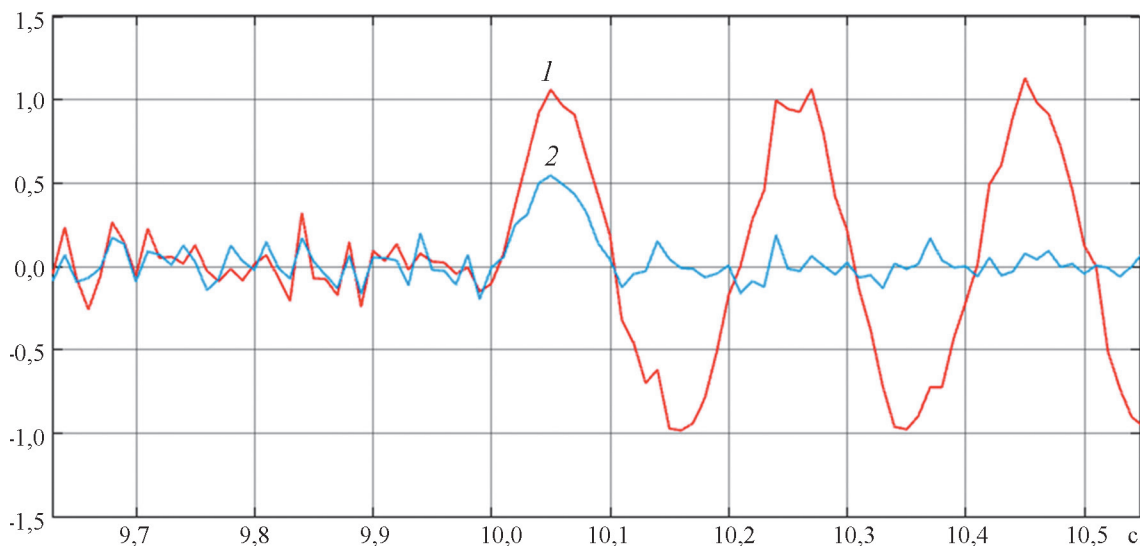


Рис. 9. Процессы на входе (1) и выходе (2) формирующего ГФ

выходе по сравнению с аналоговым вариантом фильтра. Точно такое же ослабление мощности шумовой составляющей на 30% демонстрирует формирующий ГФ (14) по отношению к мощности генерируемого шума, так как данный фильтр не усиливает высокие частоты.

Гребенчатый фильтр (12) и его непрерывный аналог (11) демонстрируют практически одинаковое ослабление мощности шумовой составляющей. При этом достоинством ГФ может служить его более простая реализация в структуре микропроцессора.

СИС-фильтр (13) не уступает по качеству фильтру (12) при достаточно малой задержке τ в блоке запаз-

дывания в контуре с положительной обратной связью (рис. 5, б), реализующем функцию интегрирования.

Заключение

Рассмотрим вопрос снижения мощности шумовой составляющей в управляющем сигнале систем промышленной автоматики путем использования алгоритмов, реализующих свойства гребенчатых фильтров (ГФ) в регуляторах на базе микроконтроллеров.

Проведен анализ специфических особенностей частотных характеристик разомкнутых и замкнутых систем управления промышленными объектами и совме-

Сводная таблица оценки мощности шумовой составляющей на выходах анализируемых фильтров

Вид модели	Описание, параметры	Относительная мощность шума на выходе
Генератор белого шума	мощность — 0,0001; шаг — 0,001с	1,000
ФВЧ (4) аналоговый вариант	$W(s) = Ks/(Ts + 1); K = 1; T = 0,1 \text{ с}$	10,02
ФВЧ (5) гребенчатый фильтр	$W(s) = \gamma(1 - e^{-sT}); \gamma = K/\tau; \tau = 2T; K = 1; T = 0,1 \text{ с}$	7,100
ФНЧ (11) аналоговый вариант	$W(s) = Ks/(Ts + 1); K = 1; T = 0,1 \text{ с}$	0,075
ФНЧ (12) гребенчатый фильтр	$W(s) = [\alpha(1 - e^{-sT})]/s; \alpha = K/\tau; \tau = 2T; K = 1; T = 0,1 \text{ с}$	0,075
ФНЧ (13) гребенчатый фильтр (СІС)	$W(s) = [\alpha(1 - e^{-sT})]/(1 - e^{-s0,1T}); \alpha = K/\tau; \tau = 2T; K = 1; T = 0,1 \text{ с}$	0,313 ($\gamma = 0,1$) 0,186 ($\gamma = 0,01$)
Формирующий (14) гребенчатый фильтр	$W(s) = 0,5K \alpha(1 + e^{-sT}) K = 1; \tau = 0,2 \text{ с}$	0,705

щения их с характеристиками гребенчатых фильтров, которые при определенной, достаточно высокой частоте дискретизации входного сигнала, могут использоваться в качестве непрерывных фильтров.

Изучены частотные свойства трех групп фильтров, традиционно используемых в непрерывных системах автоматического управления, и трех групп гребенчатых фильтров, реализующих подобные функции. К ним в задачах управления относят: реальные дифференцирующие звенья или фильтры верхних частот (ФВЧ) первого порядка, аperiodические звенья или фильтры нижних частот (ФНЧ) первого порядка и пропорциональные звенья.

Определены соотношения между параметрами непрерывных фильтров и ГФ, обеспечивающие совпадение частотных характеристик в области рабочих

частот. Это позволяет проводить синтез регуляторов систем с помощью известных методик.

Показано, что ГФ в области высоких частот имеют «провалы» на амплитудно-частотных характеристиках (АЧХ), совместно уменьшающих мощность высокочастотных помех до 30%.

Работа ГФ в системах автоматики может подавлять «нежелательные» гармонические помехи большой амплитуды в управляющем сигнале.

Достоинством ГФ при использовании их в системах управления является их относительно простая реализация в цифровом виде в управляющем микроконтроллере.

Рассмотренные ГФ требуют дальнейшего углубленного изучения влияния их свойств на динамику систем в зависимости от места включения в структуру системы, а также разветвленности структуры самой системы.

Литература

1. Джурі Э. Импульсные системы автоматического регулирования. М.: Физматгиз, 1963.
2. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.
3. Quevedo J., Escobet T. Digital Control: Past, Present and Future of PID Control // Proc. IFAC Workshop. Terrassa, 2000. Pp. 5—7.
4. Турчак Л.И. Основы численных методов. М.: Наука, 1990.
5. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука, 1967.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1984.
7. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.
8. Нетушил А.В. Теория автоматического управления. М.: Высшая школа, 1976.
9. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. М.: Машиностроение, 1974.
10. Кулаков Г.Т. Инженерные экспресс-методы расчета промышленных систем регулирования. М.: Высшая школа, 1984.
11. Колосов О.С., Подольская И.Е., Кульмаи-ров С.А., Фон Чжан'лин. Алгоритмы численного

References

1. Dzhuri E. Impul'snye Sistemy Avtomaticheskogo Regulirovaniya. M.: Fizmatgiz, 1963. (in Russian).
2. Tsyppkin Ya.Z. Teoriya Lineynykh Impul'snykh Sistem. M.: Fizmatgiz, 1963. (in Russian).
3. Quevedo J., Escobet T. Digital Control: Past, Present and Future of PID Control. Proc. IFAC Workshop. Terrassa, 2000:5—7.
4. Turchak L.I. Osnovy Chislennykh Metodov. M.: Nauka, 1990. (in Russian).
5. Ango A. Matematika dlya Elektro- i Radioinzhenerov. M.: Nauka, 1967. (in Russian).
6. Korn G., Korn T. Spravochnik po Matematike dlya Nauchnykh Rabotnikov i Inzhenerov. M.: Nauka, 1984. (in Russian).
7. Besekerskiy V.A., Popov E.P. Teoriya Sistem Avtomaticheskogo Regulirovaniya. M.: Nauka, 1972. (in Russian).
8. Netushil A.V. Teoriya Avtomaticheskogo Upravleniya. M.: Vysshaya Shkola, 1976. (in Russian).
9. Guretskiy Kh. Analiz i Sintez Sistem Upravleniya s Zapazdyvaniem. M.: Mashinostroenie, 1974. (in Russian).
10. Kulakov G.T. Inzhenernye Ekspress-metody Rascheta Promyshlennykh Sistem Regulirovaniya. M.: Vysshaya Shkola, 1984. (in Russian).
11. Kolosov O.S., Podol'skaya I.E., Kul'mami-rov S.A., Fon Chzhan'lin'. Algoritmy Chislennogo Dif-

дифференцирования в задачах управления. М.: Изд. дом МЭИ, 2009.

12. **Денисенко В.В.** ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации // Современные технологии автоматизации. 2006. № 4. С. 66—74; 2007. № 1. С. 78—88.

13. **Astrom K.J., Hagglund T.** Advanced PID Control. ISA, 2006.

14. **Li Y., Ang K.H., Chong G.C.Y.** Patents, Software, and Hardware for PID Control. An Overview and Analysis of the Current Art // IEEE Control Syst. Magazine. 2006. Pp. 41—54.

15. **Коберниченко В.Г.** Расчет и проектирование цифровых фильтров. Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2015.

16. **Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.** Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990.

17. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003.

18. **Лэм Г.** Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. М.: Мир, 1982.

19. **Сорокин Г.А.** Фильтры нижних частот // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2015. Т. 15. № 1. С. 100—107.

20. **Колосов О.С., Кошоева Б.Б.** Алгоритмы численного дифференцирования реального времени для задач автоматизации и управления. Новые технологии // Мехатроника, автоматизация, управление. 2012. № 2. С. 10—15.

21. **Колосов О.С., Кошоева Б.Б., Морозов Р.Б.** Дополнительный настраиваемый параметр для ПИД-регулятора. (Дифференцирование с увеличенным шагом дискретизации). Саарбрюккен: Palmarium Academic Publishing, 2016.

22. **Вейцель В.А.** Теория и проектирование радиосистем радиуправления и передачи информации. М.: Горячая линия – Телеком, 2018.

ferentsirovaniya v Zadachakh Upravleniya. M.: Izd. Dom MEI, 2009. (in Russian).

12. **Denisenko V.V.** PID-regulyatory: Printsipy Postroeniya i Modifikatsii. Sovremennye Tekhnologii Avtomatizatsii. 2006;4:66—74; 2007;1:78—88. (in Russian).

13. **Astrom K.J., Hagglund T.** Advanced PID Control. ISA, 2006.

14. **Li Y., Ang K.H., Chong G.C.Y.** Patents, Software, and Hardware for PID Control. An Overview and Analysis of the Current Art. IEEE Control Syst. Magazine. 2006: 41—54.

15. **Kobernichenko V.G.** Raschet i Proektirovanie Tsifrovyykh Fil'trov. Ekaterinburg: Izd-vo Ural'skogo Unta, 2015. (in Russian).

16. **Gol'denberg L.M., Matyushkin B.D., Polyak M.N.** Tsifrovaya Obrabotka Signalov. M.: Radio i Svyaz', 1990. (in Russian).

17. **Baskakov S.I.** Radiotekhnicheskie Tsepi i Signaly. M.: Vysshaya Shkola, 2003. (in Russian).

18. **Lem G.** Analogovye i Tsifrovye Fil'try. Raschet i Realizatsiya. M.: Mir, 1982. (in Russian).

19. **Sorokin G.A.** Fil'try Nizhnikh Chastot. Vestnik YUUrGU. Seriya «Komp'yuternye Tekhnologii, Upravlenie, Radioelektronika». 2015;15;1:100—107. (in Russian).

20. **Kolosov O.S., Koshoeva B.B.** Algoritmy Chislennogo Differentsirovaniya Real'nogo Vremeni dlya Zadach Avtomatizatsii i Upravleniya. Novye Tekhnologii. Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie. 2012;2:10—15. (in Russian).

21. **Kolosov O.S., Koshoeva B.B., Morozov R.B.** Dopolnitel'nyy Nastraivaemyy Parametr dlya PID-regulyatora. (Differentsirovanie s Uvelichennym Shagom Diskretizatsii). Saarbrücken: Palmarium Academic Publishing, 2016. (in Russian).

22. **Veytsel' V.A.** Teoriya i Proektirovanie Radiosistem Radiupravleniya i Peredachi Informatsii. M.: Goryachaya Liniya – Telekom, 2018. (in Russian).

Сведения об авторах:

Бабочкин Михаил Андреевич — аспирант кафедры управления и интеллектуальных технологий НИУ «МЭИ», e-mail: babochkamisha@mail.ru

Колосов Олег Сергеевич — доктор технических наук, профессор кафедры управления и интеллектуальных технологий НИУ «МЭИ», e-mail: KolosovOS@mpei.ru

Кузнецова Анна Александровна — аспирантка кафедры управления и интеллектуальных технологий НИУ «МЭИ», e-mail: aleksandrovna393@yandex.ru

Information about authors:

Babochkin Mikhail A. — Ph.D-student of Control and Intelligent Technologies Dept., NRU MPEI, e-mail: babochkamisha@mail.ru

Kolosov Oleg S. — Dr.Sci. (Techn.), Professor of Control and Intelligent Technologies Dept., NRU MPEI, e-mail: KolosovOS@mpei.ru

Kuznetsova Anna A. — Ph.D-student of Control and Intelligent Technologies Dept., NRU MPEI, e-mail: aleksandrovna393@yandex.ru

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

Conflict of interests: the authors declare no conflict of interest

Статья поступила в редакцию: 20.01.2020

The article received to the editor: 20.01.2020