УДК 681.5.034; 681.521.7 DOI: 10.17587/mau.23.577-584

М. А. Бабочкин, аспирант, babochkamisha@mail.ru, **Д. А. Баларев**, ст. преподаватель, balarevda@mpei.ru,
О. С. Колосов, д-р техн. наук, проф., kolosovos@mpei.ru,
Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва

Структура и анализ свойств базовых гребенчатых фильтров для автоматических систем

Рассмотрены преимущества использования известных в радиотехнике цифровых гребенчатых фильтров (ГФ) как альтернативы непрерывным корректирующим фильтрам при реализации их в программном обеспечении управляющих контроллеров в системах автоматического управления. Удобство их реализации в контроллерах связано с организацией фиксированного числа пропусков отсчетов в обрабатываемом сигнале. В работе выделены и подробно исследованы свойства двух базовых гребенчатых фильтров первого порядка: фильтра высоких частот и пропорционального (формирующего) фильтра. Характеристики этих фильтров позволяют взять их за основу при реализации более сложных характеристик корректирующих устройств в сочетании с алгоритмами численного интегрирования. Анализ свойств ГФ проводится в частотной области.

Показано, что начальные участки частотных характеристик ГФ при определенных параметрах фильтров хорошо совпадают с непрерывными аналогами таких устройств. Именно эти участки частотных характеристик, ограниченные частотой среза разомкнутой системы, определяют совпадение статических и динамических свойств синтезируемой системы. Показывается, что ГФ снижают до 30 % уровень среднеквадратического отклонения (СКО) равномерно распределенного белого шума на выходе фильтров. Снижение уровня СКО происходит благодаря наличию периодически повторяющихся провалов на амплитудно-частотной характеристике фильтров, образующих так называемую гребенку. Благодаря тому, что рассматриваемые фильтры "вырезают" в спектре выходного сигнала гармоники, кратные обратной величине общей длительности пропускаемых интервалов отсчета, то специальным выбором этой длительности можно не только уменьшить уровень СКО случайного сигнала на выходе ГФ, но одновременно существенно снизить уровень регулярной помехи при ее наличии. Такие фильтры могут быть одновременно использованы в составе демодуляторов сигналов, модулированных по амплитуде.

Ключевые слова: *гребенчатый фильтр, частотные характеристики, система управления, белый шум*

Введение

Цифровые гребенчатые фильтры (ГФ) на сегодня пока не нашли должного применения в практике автоматического управления в отличие от радиотехники, где они известны достаточно давно. В радиотехнике существует большое число разнообразных цифровых фильтров различных типов и порядков, предназначенных для преобразования высокочастотных сигналов [1—6]. В ГФ, по существу, специально вводится более грубое квантование сигналов за счет пропуска определенного числа отсчетов [4, 5]. Такой прием при анализе свойств фильтров в частотной области демонстрирует дробление оси частот, на которой периодически повторяются амплитудно-частотные (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ) характеристики исходного фильтра на ограниченных участках частот. В системах управления корректирующие фильтры работают в области низких частот, обеспечивая устойчивость и требуемое качество работы системы. При этом область частот, в которой необходимо обеспечить определенный вид частотной характеристики корректирующего фильтра, не более чем на порядок превышает значение частоты среза разомкнутой системы. Именно это условие позволяет вместо традиционного непрерывного фильтра применить цифровой ГФ, если коррекция осуществляется управляющим микропроцессорным контроллером.

Современная управляющая техника на базе микропроцессорных контроллеров (микроконтроллеров) постоянно совершенствуется в направлении скорости и объемов обрабатываемой информации. Достигается этот эффект за счет увеличения тактовой частоты процессора, увеличения его разрядности и объема оперативной памяти [7—10]. Все это позволяет расширить круг задач, в которых микроконтроллер осуществляет реализацию алгоритмов управления в реальном масштабе времени. При этом дискретизация управляющего сигнала на выходе контроллера по уровню и по времени позволяет реализовать численными методами [11, 12] хорошо известные алгоритмы управления, обычно синтезируемые аналоговыми средствами [13, 14]. При этом регуляторы на микроконтроллерах оказываются свобод-

ными от массы известных недостатков, присущих аналоговым регуляторам [10]. Одновременно с этим в динамике систем управления исчезают специфические эффекты, связанные с относительно грубой дискретизацией управляющего сигнала по уровню и по времени, которые были присущи первым управляющим микроконтроллерам.

В силу необходимости обеспечения условий устойчивости, качества и требуемой точности систем в автоматике можно выделить три основных, или базовых, фильтра первого порядка, которые могут быть реализованы не только численными методами в составе программного обеспечения контроллера, но и в виде ГФ. Эти базовые фильтры являются типовыми звеньями систем управления. К ним относятся: интегрирующие, пропорциональные и реальные дифференцирующие звенья. В практике построения корректирующих устройств систем используются как непосредственно базовые фильтры (звенья), так и их сочетания.

Как показано в работах [15—17], ГФ могут быть полезными в системах автоматического управления, если их использовать в качестве корректирующих устройств, реализуемых на базе микроконтроллеров. Использование ГФ в системах управления [17] предлагается как альтернатива известным непрерывным корректирующим устройствам (фильтрам), которые в настоящее время реализуются численными методами в программном обеспечении управляющих контроллеров.

Разумное уменьшение частоты дискретизации управляющего сигнала, при которой полоса пропускания непрерывной части разомкнутой системы обеспечивает выполнение условия теоремы Котельникова для сохранения качества системы как непрерывной, позволяет существенно снизить уровень шумовой составляющей в выходном сигнале регулятора [16, 17], а также "вырезать" определенные гармоники спектра выходного сигнала регулятора. Эти полезные свойства ГФ демонстрируются в работах [15—17] на примерах и нуждаются в анализе и обобщении их свойств с общих позиций.

Целью данной работы является обобщение результатов, представленных в работах [15—17], позволяющих сопоставить свойства непрерывных базовых звеньев (фильтров), используемых в системах управления, и альтернативных для них соответствующих ГФ.

Назначение, описания и структурные схемы цифровых ГФ

Как отмечалось выше, предлагаемые к рассмотрению ГФ могут являться альтернативой известным корректирующим устройствам, реализуемым численными методами в программном обеспечении микропроцессорных регуляторов. При надлежащем выборе параметров такие ГФ могут иметь частотные характеристики в полосе пропускания системы, близкие к своим непрерывным аналогам, и помимо этого позволяют уменьшить уровень высокочастотных помех в выходном управляющем сигнале регулятора, а также "вырезать" определенные гармоники в спектре выходного сигнала.

Дальнейшие рассуждения будем проводить, полагая, что любые корректирующие фильтры реализуются быстродействующим контроллером. В качестве примера на рис. 1 представлена структурная схема ПИД регулятора, в котором затененные блоки могут быть реализованы практически как непрерывные фильтры численными методами и как ГФ в качестве альтернативного варианта. Заметим, что ГФ могут использоваться и как самостоятельные корректирующие устройства [17] для последовательной коррекции и коррекции обратными связями, если коррекция осуществляется через контроллер.

На рис. 1 представлены: x и y — входной и выходной сигналы регулятора; блоки с передаточными функциями: интегратора $W_I(s)$, пропорционального усилителя $W_P(s)$ и дифференциатора $W_D(s)$. Кроме этих блоков выходной сигнал ПИД регулятора часто [2] пропускают через дополнительный фильтр низких частот (ФНЧ), представляющий собой инерционное звено с передаточной функцией $W_F(s)$, для дополнительного сглаживания шумовой составляющей. Все эти блоки реализуются в виде

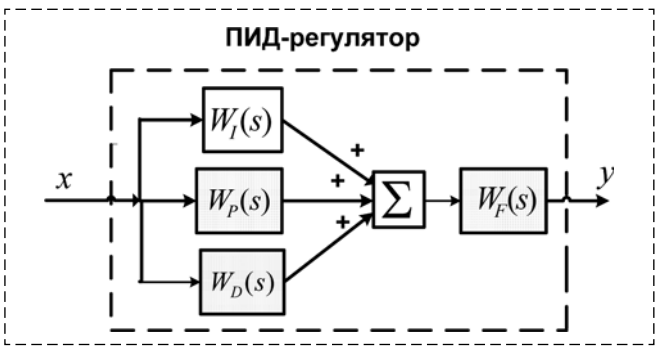

Рис. 1. Структурная схема ПИД регулятора
Fig. 1. Block diagram of the PID controller

программ в контроллере численными методами [2, 5, 6]. Вместе с тем, реализация таких же блоков ПИД регулятора гребенчатыми фильтрами в контроллере несравненно проще в смысле программной реализации и дает дополнительные преимущества в части повышения качества управления [15, 16]. Речь идет о снижении уровня высокочастотной помехи, пропускаемой через них [16], и "вырезании" при необходимости определенных гармоник в спектре выходного сигнала.

Анализ свойств ГФ целесообразно проводить через обратный переход от Z-преобразования в частотную область, как это делается в радиотехнике [11—14]. В противном случае весь анализ сводится к анализу на ограниченной полосе частот, в которую "не помещаются" широкополосные помехи.

В работах [15, 16] для целей управления предлагаются два базовых ГФ первого порядка. Это фильтр высоких частот (ФВЧ) и его непрерывный аналог в виде так называемого реального дифференцирующего звена [7, 8], а также ФНЧ и его аналог в виде апериодического (инерционного) звена. В статье [16] показывается, что для целей управления ФНЧ целесообразно получать, используя ФВЧ и добавляя к нему операцию интегрирования численными методами. Таким образом, интерес представляет всесторонний анализ ФВЧ.

Помимо названных двух фильтров для целей управления представляет интерес используемый в радиотехнике [12, 13] пропорциональный (формирующий) фильтр (ПФ). В режиме пропуска части отсчетов он также является ГФ со всеми отмеченными выше особенностями таких фильтров. В частности, в области низких частот его характеристики соответствуют характеристикам пропорционального звена.

Что касается операции интегрирования, то, как показано в статье [16], для целей управления нет смысла отказываться от численных методов при реализации ее в контроллере в пользу цифровой фильтрации. Цифровые фильтры более высоких порядков для задач управления мало пригодны, так как их использование сопряжено с проблемами обеспечения устойчивости систем.

Непрерывными аналогами рассматриваемых в данной работе цифровых ГФ являются:

— непрерывный ФВЧ в виде реального дифференцирующего звена с передаточной функцией вида

$$W_D(s) = \frac{K_D s}{T_D s + 1}, \qquad (1)$$

где K_D — коэффициент передачи фильтра; T_D — эквивалентная постоянная времени аналогового фильтра; s — оператор дифференцирования;

— пропорциональный (формирующий) фильтр (ПФ) в виде простого пропорционального звена с передаточной функцией вида

$$W_P(s) = K_P; \qquad (2)$$

— непрерывный ФНЧ в виде апериодического (инерционного) звена:

$$W_F(s) = \frac{K_P}{T_P s + 1}, \qquad (3)$$

где K_P — коэффициент передачи фильтра; T_P — эквивалентная постоянная времени непрерывного фильтра, причем здесь индекс "P" подчеркивает, что такой фильтр используется в пропорциональном канале регулятора для ослабления шумовой составляющей.

Передаточные функции соответствующих цифровых аналогов фильтров (1), (2) и (3) имеют следующий вид [16]:

— передаточная функция ФВЧ

$$W_D(s) = (1 - \mathbf{e}^{-s\tau})\frac{K_D}{\tau} = (1 - \mathbf{e}^{-s\tau})\frac{K_D}{2T_D}, \qquad (4)$$

где $\tau = m\Delta t_c$ — транспортное запаздывание или интервал пропуска, равный m отсчетам Δt_c входного сигнала. Соотношение $\tau = 2T_D$, определяющее число пропусков отсчетов m, обосновывается [15, 16] путем приравнивания максимальных значений АЧХ фильтров (1) и (4) в области высоких частот;

— передаточная функция ПФ

$$W_P(j\omega) = (1 + \mathbf{e}^{-j\omega\tau})\frac{K_P}{2}; \qquad (5)$$

— передаточная функция ФНЧ

$$W_P(j\omega) = \frac{1}{s}(1 - \mathbf{e}^{-j\omega\tau})\frac{K_P}{2T_P}. \qquad (6)$$

В таблице представлены варианты включения непрерывных фильтров и их цифровых эквивалентов в виде ГФ в состав блоков ПД регулятора.

В соответствии с результатами исследований, представленных в работах [16, 17], наибольший интерес для целей управления представляют

Блоки ПД	Непрерывный фильтр	Гребенчатый фильтр
$W_P(s)$	K_P	$\frac{K_P}{2}(1+\mathbf{e}^{-s\tau})$
	$\frac{K_P}{T_F s+1}$	$\frac{K_P}{2T_D s}(1-\mathbf{e}^{-s\tau})$
$W_D(s)$	$\frac{K_D s}{T_D s+1}$	$\frac{K_D}{2T_D}(1-\mathbf{e}^{-s\tau})$
$W_F(s)$	1	$\frac{1}{2}(1+\mathbf{e}^{-s\tau})$
	$\frac{1}{T_F s+1}$	$\frac{1}{2T_F s}(1-\mathbf{e}^{-s\tau})$

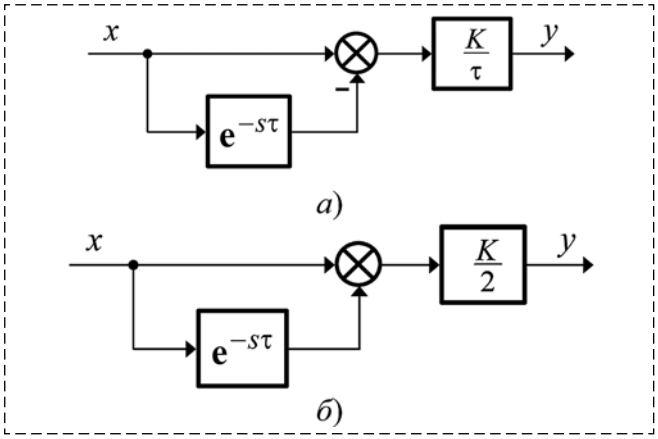

Рис. 2. Структурные схемы ГФ:
а — схема ФВЧ; *б* — схема ПФ
Fig. 2. Block diagrams of comb filters:
а — diagram of the HCF; *б* — diagram of FF

два вида ГФ первого порядка из рассмотренных выше трех фильтров. Мы подробнее остановимся на ФВЧ и ПФ. Что касается ФНЧ, то он несущественно отличается по своей эффективности для обозначенных нами целей от своего непрерывного аналога в виде апериодического звена. Исключение составляет только его способность "вырезать" частоты, кратные обратной величине общей длительности пропускаемых отсчетов. Поэтому мы в этой работе специально подробно останавливаться на нем не будем.

На рис. 2 представлены структурные схемы ФВЧ (рис. 2, *а*) и ПФ (рис. 2, *б*).

Несложно получить структурную схему ФНЧ, если ввести в схему рис. 2, *а*, интегрирующее звено на входе или выходе.

Особенности частотных характеристик ГФ

Для выяснения этих особенностей целесообразно рассмотреть нормированные комплексные коэффициенты передачи анализируемых фильтров. Существо нормирования в данном случае сводится к приравниванию единице общих фиксированных и независимых от частоты коэффициентов в передаточных функциях фильтров (4) и (5). Полагаем, что в соотношении (4) $\frac{K_D}{\tau}=\frac{K_D}{2T_D}=1$, а в соотношении (5) $\frac{K_P}{2}=1$.

Тогда:

— для ФВЧ

$$W_{D_0}(j\omega)=1-\mathbf{e}^{-j\omega\tau}=\left|2\sin\frac{\omega\tau}{2}\right|\mathbf{e}^{-j\frac{\omega\tau}{2}+j\frac{\pi}{2}}; \quad (7)$$

— для ПФ

$$W_{P_0}(j\omega)=1+\mathbf{e}^{-j\omega\tau}=\left|2\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|\mathbf{e}^{-j\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (8)$$

Здесь индекс "0" в обозначениях передаточных функций обозначает их нормированную форму.

Амплитудно-фазовые частотные характеристики (годографы АФЧХ) этих нормированных фильтров (7) и (8) представлены на рис. 3.

Отметим идентичность представленных на рис. 3 годографов фильтров с нормированными комплексными коэффициентами передач. Отличие их друг от друга заключается только в положении точек концов векторов в окрестностях нулевых частот. Эти точки диаметрально противоположны.

Закономерности изменений частотных характеристик этих фильтров демонстрирует

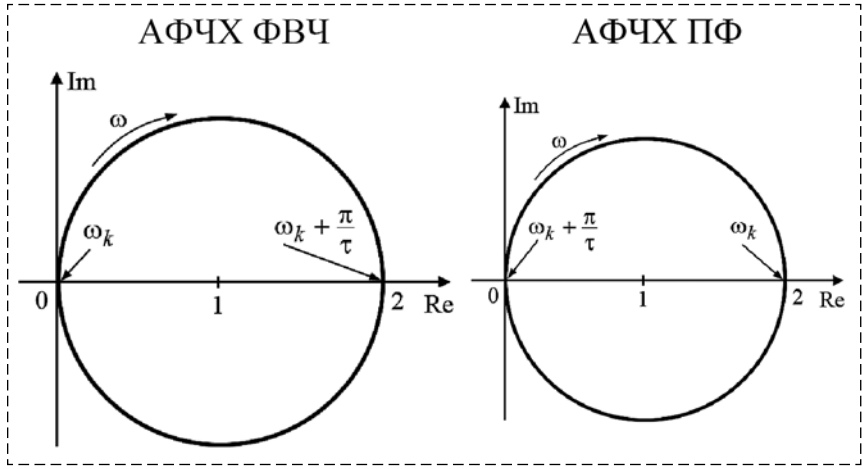

Рис. 3. Годографы нормированных фильтров ФВЧ и ПФ
Fig. 3. Hodographs of normalized filters HCF and FF

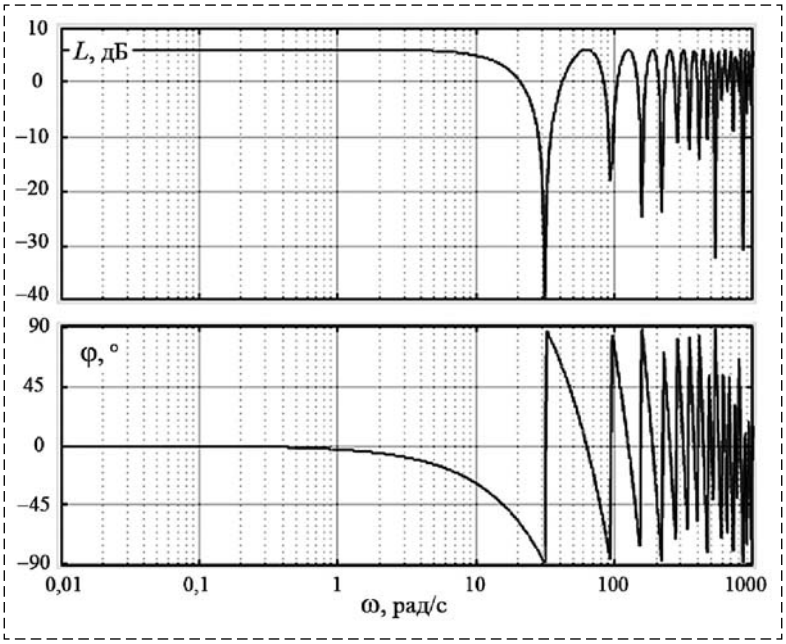

Рис. 4. Логарифмические АЧХ и ФЧХ пропорционального (формирующего) фильтра с $K_P = 1$ и $\tau = 0{,}2$ с
Fig. 4. Bode diagram of a proportional (forming) filter with $K_P = 1$ and $\tau = 0{,}2$ c

рис. 4. На нем представлены в логарифмическом масштабе АЧХ и ФЧХ (Bode diagram) ПФ для варианта $K_P = 1$ и $\tau = 0{,}2$ с.

На рис. 4 просматриваются упомянутые выше провалы на АЧХ, начиная с частоты 31,4 рад/с, которые далее отстоят друг от друга на оси частот через 62,8 рад/с. Эти частоты в общем виде определяются из очевидного соотношения для рассматриваемых фильтров (см. рис. 3):

— для ФВЧ

$$\omega_k = k\frac{2\pi}{\tau},\ k = 0,\ 2,\ 4,\ 6,\ ...; \qquad (9)$$

— для ПФ

$$\omega_k + \frac{\pi}{\tau} = (k + 0{,}5)\frac{2\pi}{\tau},\ k = 0,\ 2,\ 4,\ 6,\ ... \qquad (10)$$

В окрестностях этих частот гармоники передаваемого через фильтр сигнала уменьшаются по амплитудам. Это и приводит к уменьшению СКО высокочастотных помех в пропускаемом через фильтр сигнале. Несложно показать, что если на рис. 4 ввести фиксированное смещение в оцифровку оси частот на величину 31,4 рад/с, то в результате мы получим АЧХ и ФЧХ, соответствующие ФВЧ с эквивалентной постоянной времени $T_D = 1$ с. При $\tau = 0{,}2$ с в диапазоне частот $0 < \omega < 62{,}8$ рад/с характеристики фильтров (1) и (4) практически совпадают. Аналогичный вывод можно сделать и для ПФ в том случае, если транспортное запаздывание в структуре ПФ будет в два раза меньше транспортного запаздывания в структуре ФВЧ.

При использовании таких фильтров в качестве альтернативы непрерывным аналогам рекомендуется [17] выбирать низшую частоту в соотношении (9) при $k = 1$, сдвигая ее на одну декаду в область высоких частот от частоты среза ($\omega_{ср}$) амплитудно-частотной характеристики разомкнутой системы. В таком случае выполняются не только условия теоремы Котельникова, но и обеспечивается качество переходных процессов такое же, как и при использовании непрерывных аналогов рассматриваемых цифровых фильтров. Отсюда получается соотношение для выбора значения транспортного запаздывания τ:

$$\tau \leqslant \frac{0{,}2\pi}{\omega_{ср}}. \qquad (11)$$

Оценка СКО на выходе ГФ при равномерно распределенном белом шуме на их входах

Для равномерно распределенного белого шума на входе фильтра СКО его выходного сигнала $\bar{y}(t)$ оценивается как

$$\bar{y}(t) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \left|W_f(j\omega)\right|^2 d\omega}. \qquad (12)$$

Подстановка в выражение (12) значений модулей передаточных функций как в виде (7), так и в виде (8) дает результат: $\bar{y}(t) = \sqrt{2} = 1{,}41$.

Учитывая, что фильтры (7) и (8) имеют собственный коэффициент передачи, равный 2, то в нормированном виде получаем

$$\bar{y}_0(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0{,}707. \qquad (13)$$

Проверим справедливость (13) имитационным моделированием. На рис. 5 представлена структурная схема модели.

Структура модели, представленная на рис. 5, была реализована в MATLAB (Simulink). Параметры генератора белого шума $x(t)$:

— общее время наблюдения $T_н$ (total time) — 10 с;

— мощность шума (noise power) — 0,0001;

— шаг дискретизации (sample time) — 0,001 с.

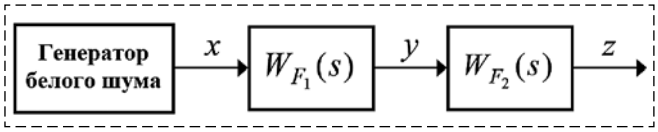

Рис. 5. Структурная схема модели
Fig. 5. Block diagram of the model

Сигнал белого шума $x(t)$ пропускается последовательно через два одинаковых фильтра (ПФ) с передаточными функциями (8). Значение задержки этих фильтров составляет $\tau = 0{,}1$ с. Расчет СКО (на примере сигнала $y(t)$) для всех наблюдаемых сигналов схемы рис. 5 осуществляется в соответствии с выражением

$$\bar{y}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{н}}}\int_0^{2\pi} y^2(t)dt}. \qquad (14)$$

Оценки СКО наблюдаемых сигналов в соответствии с (14) составляют

$$\bar{x}(t) = 0{,}315;\ \ \bar{y}(t) = 0{,}221;\ \ \bar{z}(t) = 0{,}156.$$

Соответственно, в нормированном виде

$$\bar{y}_0(t) = 0{,}702;\ \ \bar{z}_0(t) = 0{,}706. \qquad (15)$$

Расхождения результатов (13) и (15), рассчитанных по соотношениям (12) и (14), не превышают 1 %.

Аналогичные результаты получаются, если используется фильтр с передаточной функцией (7).

На рис. 6 показаны процессы [16] на входе x (кривая *1*) и на выходе y (кривая *2*) пропорционального (формирующего) фильтра (8). Запаздывание фильтра составляет $\tau = 0{,}1$ с. На десятой секунде к входному сигналу типа "нормально распределенный белый шум" мощностью 0,0001 подключается гармоника амплитудой 1 и частотой 31,4 рад/с (5 Гц). При моделировании используется метод интегрирования Эйлера с фиксированным шагом 0,01 с. Относительно большой шаг взят для лучшей визуализации результата.

На рис. 6 просматривается уменьшение отклонений выходного сигнала фильтра относительно нулевого уровня по сравнению с входным сигналом, а также способность фильтра "вырезать" определенные гармоники входного сигнала. Такие фильтры могут быть одновременно использованы в составе демодуляторов сигналов, модулированных по амплитуде.

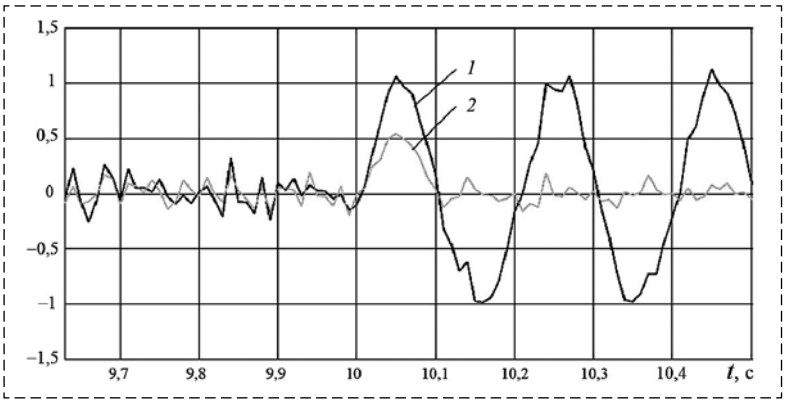

Рис.6. Сигналы на входе x (кривая *1*) и выходе y (кривая *2*) формирующего фильтра (6)
Fig.6. Signals at the input x (curve *1*) and output y (curve *2*) of the forming filter (6)

Реализация алгоритмов ГФ в контроллере

Вопросы реализации ГФ в микроконтроллере рассмотрены в работах [16, 17]. Благодаря дискретной технике удается без проблем реализовывать блоки точного транспортного запаздывания, чего ранее не удавалось с использованием элементов аналоговой техники. Однако проведенные исследования [16] показывают, что такие операции, как интегрирование и построение с их помощью ФНЧ, целесообразно в задачах управления реализовывать численными методами. Это объясняется тем, что высокочастотные помехи достаточно эффективно ослабляются как интегратором, так и ФНЧ при любом способе их реализации в контроллере, что несложно показать как теоретически, так и имитационным моделированием.

Вместе с тем, следует отметить, что остается технически сложной, но решаемой, задача реализации несмещенного относительно нулевого уровня (двухполярного) выходного сигнала контроллера. Однако этот чисто технический вопрос выходит за рамки данной статьи.

Заключение

В работе рассмотрены вопросы использования известных в радиотехнике цифровых ГФ как альтернативы непрерывным корректирующим фильтрам при реализации их в управляющих контроллерах в системах автоматического управления. Удобство их реализации в контроллерах связано с орга-

низацией фиксированного числа пропусков отсчетов в обрабатываемом сигнале.

В работе выделены как базовые и подробно исследованы свойства двух типов цифровых ГФ первого порядка: ФВЧ и ПФ. Характеристики этих фильтров могут быть взяты за основу при реализации более сложных характеристик корректирующих устройств в сочетании с алгоритмами численного интегрирования. Анализ свойств ГФ проводится в частотной области.

Показано, что начальные участки частотных характеристик рассматриваемых ГФ достаточно хорошо совпадают с непрерывными аналогами таких устройств. Именно эти участки частотных характеристик, ограниченные частотой среза разомкнутой системы, определяют совпадение статических и динамических свойств синтезируемой системы. Вносимые при этом цифровыми фильтрами искажения сигнала управления из-за искусственного увеличения шага дискретизации не отражаются на динамике и точности системы в замкнутом состоянии. Рассмотренные ГФ снижают уровень СКО равномерно распределенного белого шума на выходе регулятора до 0,707 от уровня СКО белого шума на входе фильтров благодаря наличию периодически повторяющихся провалов на АЧХ фильтров, образующих так называемую гребенку. Благодаря тому, что рассматриваемые фильтры "вырезают" в спектре выходного сигнала гармоники, кратные обратной величине общей длительности пропускаемых интервалов отсчета, специальным выбором этой длительности можно не только уменьшить СКО случайного сигнала на выходе ГФ, но одновременно существенно снизить уровень регулярной помехи при ее наличии. Такие фильтры могут быть одновременно использованы в составе демодуляторов сигналов, модулированных по амплитуде.

Список литературы

1. **Коберниченко В. Г.** Расчет и проектирование цифровых фильтров. Екатеринбург: Изд-во Урал ун-та, 2015. 64 с.
2. **Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.** Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.
3. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003. 464 с.
4. **Лэм Г.** Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. М.: Мир, 1982. 592 с.
5. **Сорокин Г. А.** Фильтры нижних частот // Вестник ЮУрГУ. Серия "Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника". 2015. Т. 15, № 1. С. 100—107.
6. **Вейцель В. А.** Теория и проектирование радиосистем радиоуправления и передачи информации. М.: Горячая линия — Телеком, 2018. 182 с.
7. **Quevedo J., Escobet T.** Digital control: past, present and future of PID control // Proceedings of the IFAC Workshop, Terrassa, Spain, Apr. 2000. P. 5—7.
8. **Денисенко В. В.** ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации // Современные технологии автоматизации. 2006. № 4. С. 66—74; 2007. № 1. С. 78—88.
9. **Astrom K. J., Hagglund T.** Advanced PID control. ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. 460 p.
10. **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 Systems Magazine. Feb. 2006. P. 41—54.
11. **Турчак Л. И.** Основы численных методов. М.: Наука, 1990. 320 с.
12. **Анго А.** Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука. Гл. физ.-мат. лит.,1967. 627 с.
13. **Нетушил А. В.** Теория автоматического управления. М.: Высшая школа, 1976. 420 с.
14. **Ягодкина Т. В., Беседин В. М.** Теория автоматического управления. Для бакалавриата и специалитета. М.: Юрайт, 2018. 470 с
15. **Колосов О. С., Кошоева Б. Б., Морозов Р. Б.** Дополнительный настраиваемый параметр для ПИД-регулятора (Дифференцирование с увеличенным шагом дискретизации). Кишинев: Palmarium Academic Publishing, 2016. 135 с.
16. **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.
17. **Бабочкин М. А., Колосов О. С., Кузнецова А. А.** Динамика непрерывных систем управления с элементами запаздывания в составе корректирующих фильтров // Вестник МЭИ. 2021. № 1. С 76—85.

Structure and Analysis of Properties of Basic Comb Filters for Automatic Systems

M. A. Babochkin, babochkamisha@mail.ru, **D. A. Balarev,** balarevda@mpei.ru, **O. S. Kolosov,** kolosovos@mpei.ru,
National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, 111250, Russian Federation

Corresponding author: **Kolosov Oleg S.**, Dr. of Tech. Sc., Professor,
Moscow Power Engineering Institute, Moscow, 111250, Russian Federation, e-mail: kolosovos@mpei.ru

Accepted on August 5, 2022

Abstract

The paper considers the issues of using comb filters (CF), known in radio engineering, as an alternative to continuous corrective filters, when they are implemented in controllers in automatic control systems. The convenience of their implementation in controllers is associated with the organization of a fixed number of sample passes in the processed signal. In

this paper, the properties of two types of comb filters of the first order are highlighted and studied in detail: a high-frequency filter and a proportional (forming) filter. The characteristics of these filters are taken as a basis for the implementation of more complex characteristics of corrective devices in combination with numerical integration algorithms. The analysis of the properties of CF was carried out in the frequency domain. It is shown that the initial sections of the frequency characteristics of the CF at certain filter parameters coincide well with the continuous analogues of such devices. It is these areas of frequency characteristics, limited by the cutoff frequency of the open system, that determine the coincidence of static and dynamic properties of the synthesized system. It is shown that CF reduces on 30 % the level of the standard deviation (RMS) of uniformly distributed white noise at the filter output. The decrease in the level of RMS occurs due to the presence of periodically recurring dips in the amplitude-frequency response (frequency response) of filters forming a so-called comb. Due to the fact that the filters in question "cut out" harmonics in the output signal spectrum that are multiples of the inverse of the total duration of the transmitted reference intervals, then a special choice of this duration can not only reduce the level of the random signal at the CF output, but at the same time significantly reduce the level of regular interference, if it is present. Such filters can be simultaneously used as amplitude modulated signal demodulators.

Keywords: *comb filter, frequency characteristics, control system, white noise*

For citation:

Babockin M. A., Balarev D. A., Kolosov O. S. Structure and Analysis of Properties of Basic Comb Filters for Automatic Systems, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2022, vol. 23, no. 11, pp. 577—584.

DOI: 10.17587/mau.23.577-584

References

1. **Kobernichenko V. G.** Calculation and design of digital filters, Yekaterinburg, Ural University Publishing House, 2015, 64 p. (in Russian).

2. **Goldenberg L. M., Matyushkin B. D., Polyak M. N.** Digital signal processing, Moscow, Radio and Communications, 1990, 256 p. (in Russian).

3. **Baskakov S. I.** Radio engineering circuits and signals: textbook for students studying in the specialty "Radio engineering", Moscow Higher school, 2003, 464 p. (in Russian).

4. **Lam G.** Analog and digital filters. Calculation and implementation, Moscow, Mir, 1982, 592 p. (in Russian).

5. **Sorokin G. A.** Low-pass filters, *Bulletin of SUSU. The series "Computer technologies, control, radio electronics"*, 2015, vol. 15, no. 1, pp. 100—107. (in Russian).

6. **Veitsel V. A.** Theory and design of radio systems for radio control and information transmission, Moscow, Hotline—Telecom, 2018, 182 p. (in Russian).

7. **Quevedo J., Escobet T.** Digital control: past, present and future of PID control, *Proceedings of the IFAC Workshop*, Terrassa, Spain, Apr. 2000, pp. 5.

8. **Denisenko V. V.** PID regulators: principles of construction and modification, Modern automation technologies, 2006, no. 4, pp. 66—74; 2007, no. 1, pp. 78—88 (in Russian).

9. **Astrom K. J., Hagglund T.** Advanced PID control, ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006, 460 p.

10. **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 Systems Magazine*, Feb. 2006, pp. 41—54.

11. **Turchak L. I.** Fundamentals of numerical methods: Textbook.manual, Moscow, Nauka, 1990, 320 p. (in Russian).

12. **Ango A.** Mathematics for electrical and radio engineers. With a preface by Louis De Broglie, Moscow, Nauka, Gl. phys.-mat. lit., 1967, 627 p. (in Russian).

13. **Netushil A. V.** Theory of automatic control, Edited by A. V. Netushil, Moscow, Higher school, 1976, 420 p. (in Russian).

14. **Yagodkina T. V., Besedin V. M.** Theory of automatic control. For bachelor's degree and specialty, Moscow, Yurayt Publishing House, 2018, 470 p. (in Russian).

15. **Kolosov O. S., Kozhaeva B. B., Morozov R. B.** An additional configurable parameter for the PID controller. (Differentiation with increased sampling step), Kishinev, Publishing house "Palmarium Academic Publishing", 2016, 135 p. (in Russian).

16. **Babochkin M. A., Kolosov O. S., Kuznetsova A. A.** Reducing the power of high-frequency interference in the control signal of automatic systems with comb filters, *Bulletin of the MEI*, 2020, no. 6, pp. 91—100. (in Russian).

17. **Babochkin M. A., Kolosov O. S., Kuznetsova A. A.** Dynamics of continuous control systems with delay elements as part of corrective filters, *Bulletin of the MEI*, 2021, no. 1, pp. 76—85 (in Russian).