

ОПИСАНИЕ
ИЗОБРЕТЕНИЯ
К ПАТЕНТУ
(12)

РЕСПУБЛИКА БЕЛАРУСЬ



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ
СОБСТВЕННОСТИ

(19) ВУ (11) 24605

(13) С1

(45) 2025.05.20

(51) МПК

H 03H 21/00 (2006.01)

H 04B 1/10 (2006.01)

(54) СПОСОБ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИНФОРМАТИВНОГО
СИГНАЛА В ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КАНАЛЕ

(21) Номер заявки: а 20200321

(22) 2020.11.18

(43) 2022.06.30

(71) Заявитель: Учреждение образова-
ния "Белорусский государственный
технологический университет"
(ВУ)

(72) Авторы: Гринюк Дмитрий Анато-
льевич; Олиферович Надежда Ми-
хайловна; Оробей Игорь Олегович;
Сухорукова Ирина Геннадьевна;
Анкуда Максим Анатольевич;
Карпович Дмитрий Семенович
(ВУ)

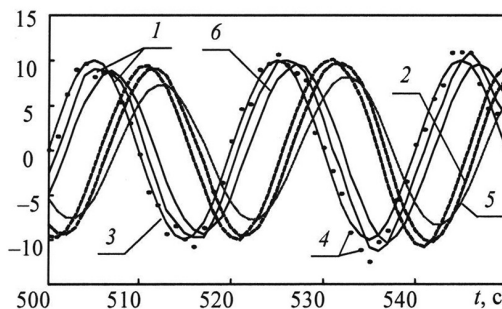
(73) Патентообладатель: Учреждение обра-
зования "Белорусский государствен-
ный технологический университет"
(ВУ)

(56) ВУ 9322 С1, 2007.
ВУ 7516 С1, 2005.
RU 2007134335 А, 2009.
RU 2005103826 А, 2005.
RU 2147158 С1, 2000.
SU 1453593 А2, 1989.
EP 843455 В1, 2005.
US 5872728 А, 1999.

ГРИНЮК Д.А. и др. Использование
алгоритмов аппроксимации для сгла-
живания трендов измерительных пре-
образователей. Труды БГТУ, 2017,
серия 3, № 2, с. 82-86.

(57)

1. Способ адаптивной фильтрации информативного сигнала в измерительном канале, при котором осуществляют аналого-цифровое преобразование входного сигнала и последующую фильтрацию полученной цифровой последовательности, **отличающийся** тем, что упомянутую фильтрацию осуществляют посредством фильтра, содержащего буфер формирования очереди в виде последовательности последних значений входного параметра сигнала, причем на каждом такте работы фильтра производят аппроксимацию текущих значений входного параметра квадратичной или линейной зависимостью методом наименьших квадратов, рассчитывают выходное значение сигнала фильтра и формируют выходной сигнал по текущей полученной зависимости, используя оператор времени, который характеризует стационарность процесса на предыдущем такте, и текущее значение



Фиг. 1

дисперсии, сравнивают текущие коэффициенты аппроксимации, характеризующие динамику процесса на предыдущем и текущем тактах, и уменьшают длину буфера при существенном увеличении значений упомянутых коэффициентов, а при их существенном уменьшении увеличивают длину буфера, причем при незначительном колебании значений упомянутых коэффициентов сохраняют длину буфера, изменяют значение оператора времени для следующего такта, ставя его в соответствие с длиной очереди буфера и полученных в результате аппроксимации коэффициентов, а также значения дисперсии.

2. Способ по п. 1, **отличающийся** тем, что формируют упомянутый выходной сигнал, применяя соответствующие фильтры разных типов в зависимости от результатов упомянутой аппроксимации.

3. Способ по п. 1, **отличающийся** тем, что при формировании упомянутого выходного сигнала осуществляют проверку отклонения измеренного значения входного параметра от аппроксимированного с последующим исключением тех значений, которые выходят за доверительный интервал таким образом, чтобы исключенные значения составляли не более 20 % от количества использованных при аппроксимации, затем осуществляют повторную аппроксимацию и формируют выходной сигнал фильтра.

4. Способ по п. 1, **отличающийся** тем, что формируют упомянутый выходной сигнал посредством локальной аппроксимации квадратичной или линейной зависимостью временного тренда упомянутого входного параметра с минимизацией суммы модулей отклонений.

5. Способ по п. 1, **отличающийся** тем, что при возрастании значения упомянутой дисперсии более 20 % осуществляют проверку значения дисперсии для квадратичной, линейной, логарифмической, показательной зависимостей и выбирают алгоритм аппроксимации с минимальным значением дисперсии.

Изобретение относится к адаптивным фильтрам и может быть использовано в измерительной технике для обработки информативных сигналов, в системах идентификации неизвестных устройств и системах адаптивного управления технологическими процессами, в шумоподавителях, эквалайзерах и подавителях сигнала эха, в детекторах модулированных сигналов для систем телеметрии и т. д.

Известны способы адаптивной фильтрации и устройства для их осуществления, включающие аналого-цифровое преобразование и последующую фильтрацию цифровых последовательностей с помощью фильтров скользящего среднего с изменяемыми весовыми коэффициентами, имеющих конечную импульсную характеристику, причем весовые коэффициенты выбирают по вектору ошибки или невязки из перестраиваемой матрицы коэффициентов, рассчитывают на основе минимизации ошибок градиентным методом с поисковым определением компонент градиента или определяют методом наименьших квадратов [1-4].

Данные способы и основанные на них устройства обладают следующими недостатками. Для реализации алгоритмов оценивания и расчета весовых коэффициентов требуется высокая вычислительная мощность, определяемая размерностью системы уравнений на один шаг при численном интегрировании дифференциальных уравнений для аналоговых фильтров или алгебраических уравнений - для цифровых. Значительным недостатком известных адаптивных фильтров является ограниченное возрастание точности с течением времени даже при соблюдении в реальном процессе принятой модели шума, а также неустойчивая работа устройств, обусловленная неидентичностью предполагаемых и реальных моделей полезного сигнала и шума. При наличии нескольких локальных экстремумов в функциях ошибок или невязок градиентные методы с поисковым определением компонент градиента могут осуществлять выбор весовых коэффициентов, соответствующих экстремуму, не дающему абсолютно минимального значения ошибки или невязки. Ис-

пользование статистических методов определения весовых коэффициентов также не обеспечивает устойчивости работы фильтра в случае нестационарности вероятностных характеристик процесса.

По технической сущности и достигаемому результату близкими к заявляемому являются способ и устройство для выбора сигнала адаптивного фильтра в соответствии с типом или классом [5]. В данном способе определяется принадлежность сигнала к классу движений, ошибок и к определенному пространственному классу (например, классу в пространстве состояний), после чего в соответствии с определенными классами выбираются весовые коэффициенты и сигналы фильтра. Операция аналого-цифрового преобразования, отсутствующая в техническом решении, описанном в [5], известна из других технических решений [1-4].

Задачей изобретения является повышение качества сглаживания и прогнозирования временной задержки, увеличение точности при фильтрации последовательностей данных, имеющих стационарные вероятностные характеристики, и обеспечение устойчивости работы фильтра для нестационарных процессов.

Поставленная задача достигается, во-первых, тем, что используется фильтр, содержащий буфер формирования очереди некоторого количества последних значений входного параметра, на основании которой на каждом такте работы производят аппроксимацию текущих значений квадратичной или линейной зависимостью методом наименьших квадратов, расчет выходного значения фильтра на основании текущей полученной зависимости с использованием оператора времени, который характеризует стационарность процесса на предыдущем шаге, расчет текущего значения дисперсии, сравнение динамики на предыдущем и текущем такте, уменьшение длины буфера при существенном увеличении динамики и увеличение длины буфера при существенном уменьшении динамики или сохранении длины буфера при незначительных колебаниях, изменение оператора времени для следующего такта в зависимости от длины очереди и полученных в результате аппроксимации коэффициентов, а также значения дисперсии. Во-вторых, тем, что формирование выходного сигнала осуществляют разными типами фильтров в зависимости от результатов аппроксимации. В-третьих, тем, что при формировании выходного сигнала происходит проверка отклонения измеренного значения от аппроксимированного с последующим исключением тех, которые выходят за доверительный интервал, но не более 20 % от количества использованных при аппроксимации, повторная аппроксимация и формирование выходного значения фильтра. В-четвертых, тем, что формирование выходного сигнала и подстройка алгоритма происходит за счет использования локальной аппроксимации квадратичной или линейной зависимостью временного тренда с минимизацией суммы модулей отклонений. А также тем, что в случае возрастания значения дисперсии выше 20 % происходит проверка величины дисперсии для квадратичной, линейной, логарифмической или показательной зависимости и замена на алгоритм аппроксимации с минимальной дисперсией.

Данный способ можно отнести к методам непараметрической фильтрации (метод локальной аппроксимации (МЛА)). Суть этого метода состоит в использовании скользящих локально-параметрических моделей. Для обеспечения максимального качества сглаживания требуется определить порядок локальности и выбрать локально-параметрическую модель.

Наиболее часто на практике для сглаживания применяются фильтры бегущего среднего и низких частот. Практика их реализации хорошо отработана. Фильтры бегущего среднего используют как простейшие формулы

$$y_i = \frac{x_i + x_{i-1} + \dots + x_{i-N+1} + x_{i-N}}{N}, \quad (1)$$

так и формулы с весовыми коэффициентами

$$y_i = \frac{a_i x_i + a_{i-1} x_{i-1} + \dots + x_{i-N+1} x_{i-N+1} + x_{i-N}}{N}, \quad (2)$$

при условии

$$a_1 + a_2 + \dots + a_{N-1} + a_N = N,$$

где y_i - выход; x_i - текущее измерение; N - порядок (диапазон) усреднения.

Методы локальной аппроксимации могут иметь различные варианты весовых функций. Однако это сопряжено с большими требованиями по мощности вычислений. Для применения в автономном режиме в реальном времени с невысокими требованиями по мощности приемлемым вариантом является использование прямоугольных финитных функций. В качестве локальных моделей предлагается использовать линейную и квадратичную аппроксимации:

$$y(t) = c_1 + c_2 t \quad (3)$$

$$y(t) = d_1 + d_2 t + d_2 t^2 \quad (4)$$

где

$$\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_2 & w_1 \\ w_3 & w_2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}; \quad (5)$$

$$\begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_3 & w_2 & w_1 \\ w_4 & w_3 & w_2 \\ w_5 & w_4 & w_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix}; \quad (6)$$

$$w_j = (t_1)^{j-1} + (t_2)^{j-1} + \dots + (t_N)^{j-1}; \quad (7)$$

$$b_j = (t_1 x_1)^{j-1} + (t_2 x_2)^{j-1} + \dots + (t_N x_N)^{j-1}; \quad (8)$$

$$t_k = [0\Delta t \ 2\Delta t \dots (N-2)\Delta t (N-1)\Delta t], \quad (9)$$

Δt - время квантования.

Система уравнений (5)-(6) является результатом применения метода наименьших квадратов. В отличие от других весовых функций не требует большого количества вычислений.

Для формирования выходного значения y_i может быть использовано любое значение $t = t_s$ в диапазоне аппроксимации $[0 \dots (N-1)\Delta t]$. В зависимости от величины N и особенно шумов, t_k имеет свое оптимальное значение. Проведенные исследования показали, что

$$|y_i(t_s) - y_s| \quad (10)$$

имеет параболическую зависимость, минимум которой находится в первой половине диапазона аппроксимации, где y_s - истинное значение параметра. При использовании (3) и значении t_s , равном половине диапазона аппроксимации, сглаживание будет соответствовать методу бегущего среднего (2).

Кроме метода наименьших квадратов могут быть применены другие функции метода МЛА. Использование экспоненциальных и логарифмических зависимостей потребует еще большей вычислительной мощности. Для уменьшения вычислительной мощности может быть использована квадратичная или линейная аппроксимация по методу средних значений.

Принцип использования расчетных формул для проведения вычислений по методу средних не отличается от метода наименьших квадратов. Матрицы для вычислений могут иметь различный вид. С учетом того, что в цифровых системах есть ограничения на вычислительную точность, следует рекомендовать разбивать исходные уравнения на приблизительно равные группы.

Пусть r, n, m - натуральные числа, равные $r \approx N/3, n \approx N/3, m \approx N/3$ при $r + n + m = N$, тогда для квадратичной зависимости

$$\begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_3 & y_2 & y_1 \\ y_6 & y_5 & y_4 \\ y_9 & y_8 & y_7 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

где

$$y_1 = r; y_4 = n; y_7 = m; \quad (12a)$$

$$y_2 = \sum_{i=1}^r t_i; \quad y_5 = \sum_{i=1+r}^n t_{r+i}; \quad y_8 = \sum_{i=1+r+n}^N t_{r+n+i}; \quad (12b)$$

$$y_3 = \sum_{i=1}^r t_i^2; \quad y_6 = \sum_{i=1+r}^n t_{r+i}^2; \quad y_9 = \sum_{i=1+r+n}^N t_{r+n+i}^2; \quad (12c)$$

$$s_1 = \sum_{i=1}^r x_i; \quad s_2 = \sum_{i=1}^n x_{r+i}; \quad s_3 = \sum_{i=1+r+n}^N x_{r+n+i}. \quad (13)$$

При линейной зависимости

$$\begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_2 & v_1 \\ v_4 & v_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \end{pmatrix}, \quad (14)$$

где

$$v_1 = z; v_3 = N-z; \quad (15a)$$

$$v_2 = \sum_{i=1}^z t_i; \quad v_4 = \sum_{i=1+z}^N t_{z+i}; \quad (15b)$$

$$q_1 = \sum_{i=1}^z x_i; \quad q_2 = \sum_{i=1+z}^N x_{z+i}. \quad (16)$$

Значение z должно быть натуральным числом и равным примерно половине N .

Для демонстрации эффективности работы фильтров было проведено моделирование. Результаты представлены на фиг. 1, 2, где (3) - первичный сигнал синусоидальной формы; (4) - исходные зашумленные данные, поступающие на вход фильтра.

На фиг. 1 представлены результаты сглаживания на частоте при высоком уровне шума для следующих вариантов фильтров: линейная аппроксимация $N = 3, 5$ (1); ФНЧ (2); параболическая аппроксимация при $N = 9, 11$ (5); скользящее среднее при $N = 5$ (6).

На фиг. 2 (а) представлены результаты сглаживания на частоте при низком уровне шума для следующих вариантов фильтров: линейная аппроксимация $N = 3, 5$ (1); ФНЧ (2); параболическая аппроксимация при $N = 9, 11$ (5); скользящее среднее при $N = 5$ (6). На фиг. 2 (б) показана работа фильтров в увеличенном масштабе.

Зачастую после аналогово-цифрового преобразователя в измерительных данных вместе с шумом первичного преобразователя возникают значения с большими отклонениями. Это является следствием либо внешних импульсных помех, либо наличия паразитных связей в измерительной схеме. Для борьбы с такими явлениями обычно используют медианный фильтр и т. д. Путем локальной аппроксимации можно также бороться с импульсными помехами типа шпоры. Сравнивая величины отклонения $x_i \dots x_{i-N+1}$ от результатов аппроксимации с некоторыми значениями, можно существенно уменьшить влияние данного типа помех на сглаживание. Впервые обнаруженные плохие значения можно фиксировать и не использовать в последующих аппроксимациях.

Автономная работа адаптации (фиг. 3) предполагает проведение постоянных расчетов по линейной или параболической аппроксимации. Блок 1 запоминает требуемую длину последних значений отсчетов АЦП, блок 2 производит расчет значений $w_1 \dots w_5$, $b_1 \dots b_3$, блок 3 производит расчет c_1 , c_2 , c_3 .

Результаты моделирования показали, что окно аппроксимации N не стоит увеличивать более чем на 20. Слежение за коэффициентами d_2 и c_2 позволяет определять текущую динамику и, в зависимости от этого, осуществлять выбор вида и параметров сглаживания. Ввиду ухудшения работы при снижении интегральной скорости в МЛА стоит производить перевод измерительного канала на работу выхода с использованием фильтра низких частот.

Вычисление величины дисперсии отклонения E значений от аппроксимированных кривых не является сложной задачей. Слежение за ней позволяет характеризовать текущие параметры шумов в измерительном канале. Это позволит осуществлять выбор между линейной и квадратичной аппроксимацией и их параметрами.

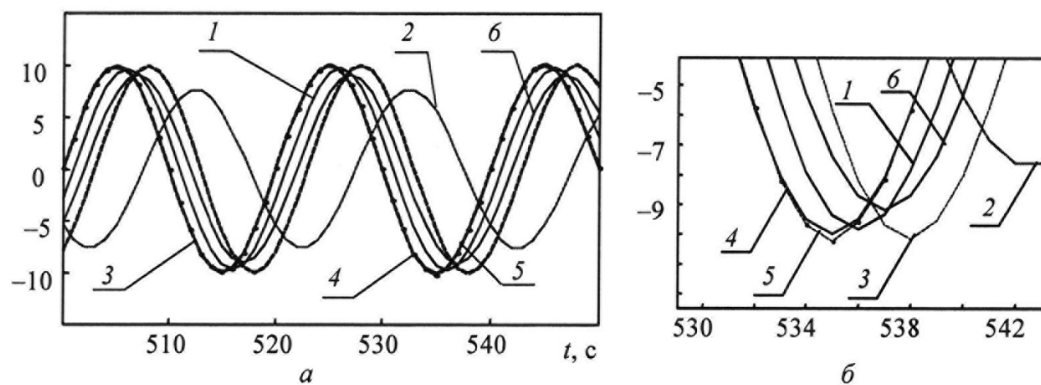
Метод наименьших квадратов, который в первую очередь предлагается использовать для фильтрации, путем вычисления суммы квадратов отклонений, следит за адекватностью выбранного решения, поскольку минимизация данной суммы говорит и о минимальных отклонениях результатов аппроксимации от истинных значений контролируемого параметра. Эта особенность позволяет производить постоянное обучение фильтра под изменяющиеся условия и изменять функции $t_s f(E, c_2, c_3)$, $N' f(E, c_2, c_3)$ (фиг. 4). Здесь блок 6 по принципу нейронной сети производит уточнение базы данных для расчета t_s и N .

Представленные результаты моделирования показывают, что предложенный способ фильтрации эффективно справляется с задачей восстановления и сглаживания исходной формы сигнала.

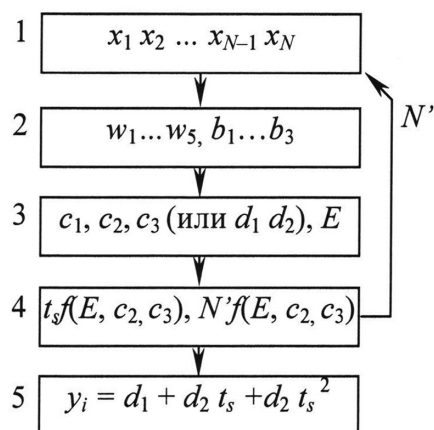
В Республике Беларусь данное изобретение может быть применено в измерительной технике для обработки информативных сигналов; в схемах построения измерительных преобразователей, в том числе при аддитивном производстве изделий; в системах идентификации неизвестных устройств; в системах адаптивного управления технологическими процессами; в шумоподавителях, эквалайзерах, а также подавителях сигнала эха и т. д.

Источники информации:

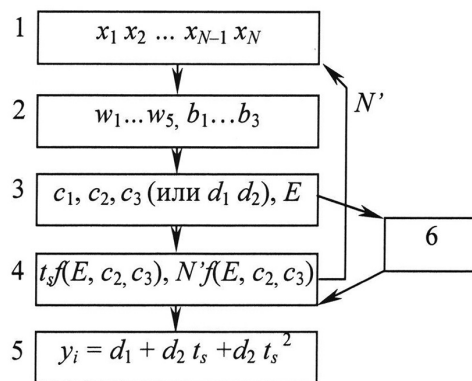
1. US 6381623, 2002.
2. US 5940455, 1999.
3. US 5168459, 1992.
4. US 6192161, 2001.
5. BY 9322, 2005 (прототип).



Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4