

Раздел III. Автоматизация и управление

УДК 681.325:621.317.743

DOI 10.18522/2311-3103-2016-10-99110

И.М. Бородянский, И.И. Турулин

ПРИМЕНЕНИЕ РЕКУРСИВНЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ ПРИ АВТОМАТИЧЕСКОМ КОНТРОЛЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ

Рассмотрены вопросы подавления помех при автоматической оценке сопротивления изоляции бортовой сети электропитания непосредственно в процессе её работы. Формулируется задача исследования. Рассмотрены возможные методики измерения сопротивления изоляции и производится выбор лучшего с учетом специфики работы. Анализируются способы подавления помех. Исследованы алгоритмы цифровой фильтрации, а также автоматической адаптации фильтра к помехам с целью оптимизации отношения сигнал/помеха, предложены варианты реализации. Анализируются различные структуры фильтров, отличающиеся малой вычислительной сложностью, что важно при реализации системы на микроконтроллерах. Рассмотрены структуры рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой в виде прямоугольной, треугольной и трапецеидальной функций. Рассчитаны различные характеристики таких фильтров, в том числе импульсные, амплитудно-частотные, а также коэффициенты подавления помех. Приводятся структурные схемы каскадных и параллельных комбинаций таких фильтров с оптимальным соотношением длин импульсных характеристик с целью подавления боковых максимумов их амплитудно-частотных характеристик. Разработана структурная схема устройства измерения сопротивления изоляции бортовой сети электропитания, поясняется логика его работы. Устройство состоит из резистивного делителя, переключателя измерительного входа, блока измерения, вычислителя результатов измерения, цифровых фильтров, дециматоров, коммутатора измерительных конденсаторов, блока памяти, блока управления памятью, блока сравнения и анализа, блока поправочных коэффициентов, формирователя результата фильтрации, блока выделения максимума, ключей, разрядных резисторов, измерительных конденсаторов, блока управления, блока формирования отсчетов, блока вычисления результата измерений. Приведены выводы, основанные на теоретических и экспериментальных результатах данной работы.

Автоматическое измерение сопротивления изоляции; рекурсивный КИХ-фильтр; аналоговая фильтрация; цифровая фильтрация; фидер питания; измерение; сопротивление; изоляция; фильтрация; помеха.

I.M. Borodyansky, I.I. Turulin

APPLICATION OF RECURSIVE FIR FILTERS FOR INTERFERENCE NOISES AT AUTOMATIC CONTROL OF INSULATION RESISTANCE

The problems of interference suppression at automatic evaluation of on-board power network insulation resistance directly during its operation are considered herein. A research problem is formulated. Possible methods for measuring insulation resistance are considered and the best one, taking into account the specificity of work, is selected. Methods for interference suppression are analyzed. Studies are the digital filtering algorithms, as well as the filter's automatic adaptation to interferences in order to optimize the signal/interference ratio, variants of realization are proposed. The various filter structures, characterized by low computational complexity, what is important in the implementation of the system on microcontrollers, are analyzed. Considered are

the recursive filter structures with finite impulse response in the form of rectangular, triangular and trapezoidal functions. Calculated are the various responses of these filters, including impulse, amplitude and frequency, and the interference suppression coefficients. Given are the block diagrams of the cascade and parallel combinations of these filters with an optimal ratio of lengths of impulse responses in order to suppress the side maximums of the filters amplitude-frequency responses. A block diagram of the device for measuring an onboard power network insulation resistance with an explanation of its operating logic is presented. The device consists of a resistive divider, an input measuring switch, a measuring unit, measurement results processor, digital filters, decimators, a measuring capacitor switch, a memory unit, a memory control unit, an analysis and comparison unit, a correction coefficients unit, a filtering result shaper, a unit of identification of the maximum, keys, discharge resistors, measuring capacitors, a control unit, a unit of forming the computation, a unit of measuring results calculation. The conclusions based on theoretical and experimental results of this study are given.

Automatic measurement of insulation resistance; recursive FIR filter; analog filtering; digital filtering; power feeder; measurement; resistance; insulation; filtering; noise.

Введение. Задача автоматического измерения сопротивления утечки в цепях, имеющих большие емкости между шиной и корпусом, причём в процессе работы этих цепей, является достаточно сложной. Основной проблемой являются значительные интервалы времени на установление переходных процессов, вызванных подключением тестовых сигналов или дополнительных элементов.

В статье рассматривается оптимизация емкостного метода измерения сопротивления утечки изоляции на корпус, заключающегося в том, что параллельно измеряемой цепи (шина – корпус) к источнику тестового напряжения подключается конденсатор известной емкости. Далее определяется постоянная времени переходного процесса, и с учетом измеренных начального и конечного значений напряжений в контролируемых точках рассчитываются параметры изоляции цепи. Этот метод позволяет в значительном ускорить процесс измерения, однако в условиях реальных помех на низкочастотный переходной процесс обычно накладывается высокочастотная помеха.

Постановка задачи. Задача измерения сопротивления утечки изоляции фидеров питания постоянного тока значительно усложняется, если фидеры находятся под напряжением. Реальные системы имеют в своем составе большое количество потребителей и как следствие значительную емкостную составляющую нагрузки. Традиционные методы [1–4], основанные на подключении сопротивления между фидером и корпусом имеют существенный недостаток, заключающийся в большом времени измерения, что является следствием длительного переходного процесса. Предложенный в [3, 4] емкостной метод лишен этого недостатка, так как результат измерения вычисляется на уровне 0,75 от максимума переходного процесса. Поскольку расчет сопротивления утечки идет на основании нескольких отсчетов переходного процесса наличие помехи может существенно исказить результат измерения. Ситуация усложняется тем, что большое количество потребителей (как правило, импульсные преобразователи DC/DC), включающихся в произвольный момент времени приводит к изменению амплитуды и спектра помехи. В связи с этим необходимо фильтровать переходный процесс, причем с учетом изменяющихся характеристик помехи, иначе требуемая точность измерений не будет достигнута. Поэтому необходимо реализовать адаптивную фильтрацию. Вариантами решения является либо аналоговая, либо цифровая фильтрация. Необходимо обосновать выбор между ними.

В случае использования цифрового фильтра необходимо определить алгоритм его работы с учетом изменяющейся помеховой обстановки. Далее следует оценить спектры реальной помехи и полезного сигнала и разработать структуры фильтров. При разработке структуры необходимо учитывать, что алгоритмы

адаптивных фильтров имеют большую вычислительную сложность. Необходимо произвести оптимизацию фильтров по вычислительной сложности и времени перестройки.

Выбор способа фильтрации. Задача минимизации влияния помех и повышения точности измерения сопротивления оценки решается путем фильтрации, при этом знание спектра полезного сигнала и помехи позволяет эффективно выбирать способ фильтрации и конкретную аппаратную реализацию.

Как известно, типичным для измерительной техники является случай, когда сигнал расположен в низкочастотной области спектра, а помеха – в высокочастотной [5–9]. Это справедливо и для измерения сопротивления изоляции емкостным способом [1–4].

Для обеспечения высокого разрешения по уровню при оцифровывании сигнала и во избежание стробоскопического эффекта (эффекта наложения спектров при дискретизации) приходится значительно повышать частоту дискретизации [5–7], либо применять сложные аналоговые фильтры для подавления частот выше половинной частоты дискретизации (частоты Найквиста) [5–7].

Аналоговые фильтры имеют недостаток – принципиально нелинейную фазочастотную характеристику (ФЧХ), приводящую к искажению формы сигнала [5–7]. Эта нелинейность минимальна у фильтров Бесселя. Аналоговые фильтры, даже выполненные на одинаковой элементной базе, имеют разброс параметров в отличие от цифровых фильтров, работающих по одинаковому алгоритму. Вследствие этого искажения сигнала цифровым фильтром могут быть учтены точно в отличие от случая аналогового фильтра. Поэтому целесообразно использовать цифровой фильтр.

Разработка цифрового фильтра. Вычисление сопротивления утечки производится путем измерения как минимум двух точек кривой переходного процесса и расчета постоянной времени этого процесса [3, 4]. Поскольку до начала измерения эта постоянная неизвестна, то параметры оптимального фильтра (оптимизирующего отношение сигнал/помеха) будут зависеть от результатов измерений, т.е. алгоритм измерения в общем случае будет итерационным [3, 4]. После завершения итерационного цикла фильтр будет близок к оптимальному [10–13].

В процессе фильтрации цифровой фильтр искажает форму сигнала и соответственно увеличивает погрешность при определении $U_{СК}$ и τ , однако эта составляющая погрешности носит систематический характер и ее легко скомпенсировать [4].

Для того, чтобы ускорить работу алгоритма, целесообразно заранее построить таблицы корректирующих коэффициентов. Для этого задается τ_0 и рассчитывается фильтр с частотой среза $f_{ср0} = 1/(2\pi\tau_0)$. Строятся две таблицы (матрицы) поправочных коэффициентов

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{\Pi 1} = k_{\Pi 1} \left(\frac{\tau}{\tau_0} \right) \\ k_{\Pi 2} = k_{\Pi 2} \left(\frac{\tau}{\tau_0} \right) \end{array} \right\},$$

где $\tau = \tau_{\min} \dots \tau_{\max} = \tau_0 \dots (2-4)\tau_0$ с шагом, например, $0,1\tau_0$ (диапазон изменения τ должен перекрывать диапазон изменения частот среза).

$$k_{\text{П1}}\left(\frac{\tau}{\tau_0}\right) = \frac{\tau}{\tau^*(\tau)},$$

$$k_{\text{П2}}\left(\frac{\tau}{\tau_0}\right) = \frac{U_{\text{СК}}}{U_{\text{СК}}^*(\tau)}.$$

где τ и $U_{\text{СК}}$ – истинные значения постоянной времени и потенциала скачка; $\tau^*(\tau)$ – зависимость оценки τ от τ с учетом вносимых фильтром искажений; $U_{\text{СК}}^*(\tau)$ – зависимость оценки $U_{\text{СК}}$ от τ с учетом вносимых фильтром искажений.

Наиболее целесообразными представляются следующие два варианта построения матрицы поправочных коэффициентов:

а) «редкая» таблица: значения коэффициентов, которые не попали в таблицу (матрицу), находятся путем интерполяции;

б) «частая» таблица; используются только известные значения, т.е. в случае неточного совпадения выбирается ближайшее значение коэффициента из двух соседних.

Таким образом, формулы коррекции значений τ и $U_{\text{СК}}$ будут иметь вид:

$$\tau = \tau^*(\tau) \cdot k_{\text{П1}}\left(\frac{\tau}{\tau_0}\right), \quad U_{\text{СК}} = U_{\text{СК}}^*(\tau) \cdot k_{\text{П2}}\left(\frac{\tau}{\tau_0}\right)$$

Следует заметить, что время одного измерения может составлять единицы-десятки секунд. Поэтому для повышения быстродействия измерителя число итераций должно быть минимальным. Фильтрация увеличивает число итераций из-за искажения фильтром переходного процесса. Уменьшить число итераций можно ценой увеличения погрешности измерений, выбирая частоту среза фильтра в k раз больше оптимальной, где k – вещественное число. Также для уменьшения числа итераций можно не применять цифровую фильтрацию на первом шаге или использовать на первом шаге аналоговый фильтр с заведомо большей частотой среза [6], чем у оптимального, что позволит уменьшить влияние разброса элементов на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) результирующего фильтра.

Для уменьшения числа итераций режим цифровой фильтрации можно включать в конце измерительного процесса при необходимости повышения точности измерения [4].

Разработка адаптивного фильтра. Возможно несколько подходов к построению квазиоптимального фильтра. Первый основан на том, что для измерения сопротивления утечки наилучшее воспроизведение переходного процесса при прочих равных условиях будет в случае линейности ФЧХ фильтра. При этом для обеспечения минимального влияния помехи на сигнал, АЧХ фильтра должна соответствовать АЧХ оптимального фильтра в смысле отношения сигнал/помеха. В случае помехи со спектром, равномерным в пределах полосы пропускания системы, оптимальным будет фильтр, согласованный с сигналом [10, 13]. В случае неравномерности спектра помехи каскадно с согласованным фильтром включается фильтр, делающий спектр помехи равномерным [10].

Второй подход – применение оптимального фильтра (винеровская фильтрация) [10, 13]. Оптимальный фильтр не обеспечивает наилучшее воспроизведение формы сигнала, но обеспечивает максимум отношения сигнал/помеха в определенный момент времени, обычно в момент окончания сигнала [10, 13]. Поэтому оптимальный (точнее, квазиоптимальный) фильтр реально можно построить только для переходного процесса, усеченного по времени.

Если спектр помехи неизвестен, будет логично его в первом приближении аппроксимировать функцией с постоянным уровнем. В этом случае оптимальным будет фильтр, согласованный с сигналом [10, 13]. Как известно [10], импульсная характеристика согласованного с сигналом $s(t)$ фильтра $h_c(t) = s(t-T)$, где T – длительность $s(t)$. В данном случае сигнал бесконечен по длительности, и для построения согласованного фильтра придется усечь сигнал по времени, в результате чего фильтр станет квазиоптимальным [10]. Для реализации фильтра с импульсной характеристикой в виде отрезка нарастающей экспоненты можно использовать метод ограничения длины импульсной характеристики цифрового фильтра [14]. Такой фильтр, вообще говоря, неустойчив [15]. Неустойчивость его проявляется при $t \gg T$ вследствие накопления и усиления погрешностей квантования в фильтре. Такой фильтр может работать при условии периодического обнуления содержимого сумматора и линии задержки фильтра. В данном случае момент появления сигнала известен, поэтому перед началом тестового сигнала фильтр должен обнуляться.

Конечная импульсная характеристика (КИХ) фильтра

$$h_n = \begin{cases} a_0 b_1^n, & 0 \leq n \leq M-1, \\ 0, & \text{прочие } n, \end{cases}$$

Разностное уравнение фильтра

$$y_n = b_1 y_{n-1} + a_0 x_n - b_1^M x_{n-M},$$

где y_n – выходной сигнал; x_n – входной, сигнал; h_n – импульсная характеристика исходного фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ); M – длина усеченной импульсной характеристики.

Нетрудно видеть, что помеха на выходе фильтра из-за ее случайности не изменится в энергетическом плане (с точностью до погрешности) вследствие усечения импульсной характеристики [14], если импульсная характеристика фильтра будет совпадать с сигналом $s(t)$. Изменится лишь форма отклика, что может быть учтено, т.е. результаты измерения могут быть скорректированы.

Параметр M определяет длину импульсной характеристики (равна $M+1$) и частоту среза фильтра [7, 16, 17].

АЧХ цифрового фильтра с прямоугольной КИХ имеет сильные (22 % относительно главного максимума) пульсации. При этом сама КИХ пульсаций не имеет, что важно для повышения точности измерений. Этот фильтр можно использовать в качестве квазиоптимального.

Такие цифровые фильтры относятся к рекурсивным КИХ-фильтрам [7, 14–23]. Простейшим является фильтр с прямоугольной КИХ (нулевого порядка). Рекурсивные КИХ-фильтры с прямоугольной и треугольной КИХ приведены в [7] (там они называются «фильтры с целыми коэффициентами»).

Заметим, что полюс фильтра с прямоугольной КИХ лежит на окружности [7]. Как известно, для обеспечения устойчивости полюсы z -преобразования импульсной характеристики цифрового фильтра должны лежать внутри круга единичного радиуса [5–7].

Однако фильтр в целом будет устойчивым [15], если входной цифровой сигнал их квантован, а операции выполняются точно, что легко реализуется при использовании целых чисел.

Кроме того, данная задача допускает периодическое обнуление ячеек памяти фильтра, например, перед началом подачи испытательного импульса (подключения конденсатора).

Выбор и обоснование структуры фильтра. Для лучшей фильтрации помех представляется целесообразным использовать каскадное соединение двух таких фильтров [16, 17]. Если длина импульсных характеристик одинакова, результирующая импульсная характеристика будет треугольной. Максимальный уровень боковых максимумов АЧХ в случае треугольной импульсной характеристики будет минус 26,4 дБ.

В случае трапецеидальной КИХ [16, 17] максимальный уровень боковых максимумов АЧХ составляет –32 дБ, если отношение длин импульсных характеристик M примерно равно 1,4. При этом первый побочный максимум АЧХ одного фильтра приходится на ноль АЧХ другого, что обеспечивает максимальный уровень АЧХ в полосе заграждения порядка 2,5 %, тогда как при каскадном соединении одинаковых фильтров – порядка 5 % (рис. 1).

Система разностных уравнений фильтра:

$$y_n^1 = y_{n-1}^1 + x_n - x_{n-M_1-1},$$

$$y_n = y_{n-1} + y_n^1 - y_{n-M_2-1}^1,$$

где y_n – выходной сигнал, x_n – входной.

Каскадному соединению фильтров соответствует свертка импульсных характеристик, перемножение АЧХ и сумма ФЧХ [5–7].

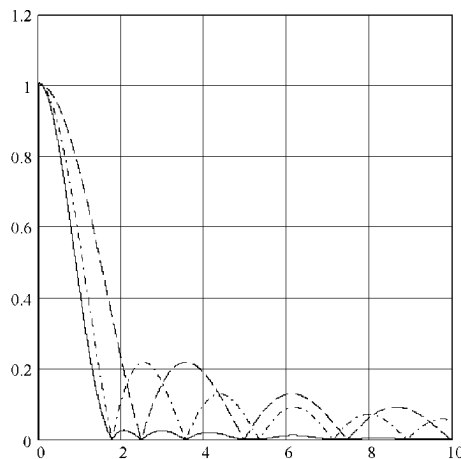


Рис. 1. АЧХ каскадного соединения (сплошная линия) фильтров с прямоугольными импульсными характеристиками и отношением их длин 1,4 (АЧХ фильтров – пунктирная и штрихпунктирная линии)

АЧХ такого фильтра [16, 17]

$$H(\omega) = \left| \frac{\sin\left(\frac{(M_1 + 1)\omega T_d}{2}\right) \sin\left(\frac{(M_2 + 1)\omega T_d}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{\omega T_d}{2}\right)} \right|,$$

ФЧХ –
$$\varphi(\omega) = \frac{-\omega(M_1 + M_2)T_d}{2}.$$

Импульсная характеристика для $M_1 \neq M_2$ будет трапецеидальной. В частности, для $M_1 \leq M_2$

$$h_n = \begin{cases} 1 + n, & 0 \leq n \leq M_1, \\ M_1 + 1, & M_1 < n \leq M_2, \\ M_1 + M_2 - n, & M_2 < n \leq M_1 + M_2 - 1, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Первый ноль АЧХ фильтра для $M_1 \leq M_2$

$$f_{0,0} = \frac{1}{(M_2 + 1)T_d}.$$

Для $M_2 = 1,4M_1$ частота среза фильтра

$$f_{0,7} = \frac{0,37}{(M_2 + 1)T_d}.$$

Поскольку коэффициент усиления первого фильтра на нулевой частоте равен M_1 , для снижения требований к разрядности процессора между каскадами целесообразно включить масштабирующий множитель на коэффициент 2^{-m} . При целом m операция умножения вырождается в сдвиг. Значение m можно рассчитать по формуле: $m = \lfloor 0,5 + \log_2 M_1 \rfloor$, где $\lfloor x \rfloor$ – наибольшее целое, не большее x .

Для синтеза оптимального фильтра наиболее применимы рекурсивные КИХ-фильтров на базе каскадно-параллельной комбинации простейших рекурсивных КИХ-фильтров с прямоугольной КИХ [16, 17]. Их ФЧХ линейна, а частота среза определяется величиной задержки в структуре и легко управляется без перерасчета фильтра [17]. Кроме того, такой фильтр не требует операций умножения [7, 16, 17], что очень важно при построении измерителя на микроконтроллерах.

Ускорить процесс подбора оптимального фильтра можно путем построения линейки из рассмотренных выше каскадно (последовательно) соединенных фильтров [17]. Структура такого фильтра отображена на рис. 2.

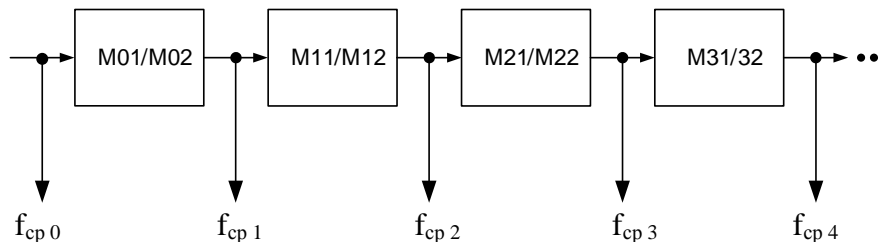


Рис. 2. Структура линейки последовательно соединенных фильтров

В связи с тем, что отношение длин импульсных характеристик M , примерно равное 1,4 является близким к оптимальному с точки зрения подавления пульсаций АЧХ, значения этих длин в линейке последовательно соединенных каскадов фильтров могут быть, например, следующие: $M01=2, M02=3; M11=3, M12=5; M21=7, M22=9; M31=13, M32=19;$

При этом выход каждого фильтра имеет свою частоту среза, и все выходы используются при анализе процесса.

Более эффективным с точки зрения уменьшения времени обработки данных является устройство измерения сопротивления утечки с параллельным включением цифровых фильтров [4]. При этом линия задержки будет общей для всех фильтров.

Структурная схема устройства. На рис. 3 представлена структурная схема такого устройства, в состав которой входят следующие элементы.

1 – резистивный делитель, обеспечивающий формирование потенциала сравнения шины, содержащий пару резисторов.

2 – переключатель полярности MS1.

3 – переключатель измерительного входа MS2 дифференциального усилителя, обеспечивающий измерение напряжения между положительным и отрицательным проводом шины либо между корпусом и шиной срединного потенциала.

4 – блок измерения, содержащий аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок вычисления результатов измерения (БВР).

5₁ ÷ 5_n – цифровые квазиоптимальные фильтры. Текущие результаты фильтрации поступают на соответствующие дециматоры 7₁ – 7_n.

6 – блок коммутации измерительных конденсаторов (m штук) (не путать с М); вместе с конденсаторами образует конденсатор с цифровым управлением емкостью.

7₁ ÷ 7_n – дециматоры; текущие результаты запоминаются в соответствующих блоках памяти 9₁ – 9_n.

8 – блок управления памятью.

9₁ ÷ 9_n – блоки памяти.

10 – блок сравнения и анализа (БСА).

11 – коммутатор.

12 – блок поправочных коэффициентов (БПК), в котором хранится таблица поправочных коэффициентов для коррекции искажений отсчетов переходного процесса вносимых соответствующим фильтром.

13 – блок формирования результата (БФР) формирует результаты (отсчеты переходного процесса) с учетом поправочных коэффициентов.

14 – блок выделения максимума (БВМ); обеспечивает выделение максимального значения функции из отсчетов непрерывно поступающих на его вход.

15₁ ÷ 15_М – ключи К₁ ÷ К_М.

16₁ ÷ 16_М – разрядные резисторы R_{p1} ÷ R_{pM}.

17₁ ÷ 17_М – измерительные конденсаторы C₁ ÷ C_М.

18 – блок управления (БУ), осуществляет управление всеми блоками устройства и синхронизацию работы отдельных узлов.

19₁ и 19₂ – пара резисторов делителя R₁ и R₂.

20₁ и 20₂ – пара проводов шин F₁ и F₂.

21 – шина “Пуск”.

22 – шина корпуса объекта.

23 – блок формирования отсчетов (БФО); формирует отсчеты значений переходного процесса по выполнению условий $U_1 = k_1 \cdot U_{СК}$ и $U_2 = k_2 \cdot U_{СК}$.

24 – блок вычислений результата измерений (БВРИ).

A₁, A₂ – сигналы управления ключами 8 и 11 соответственно.

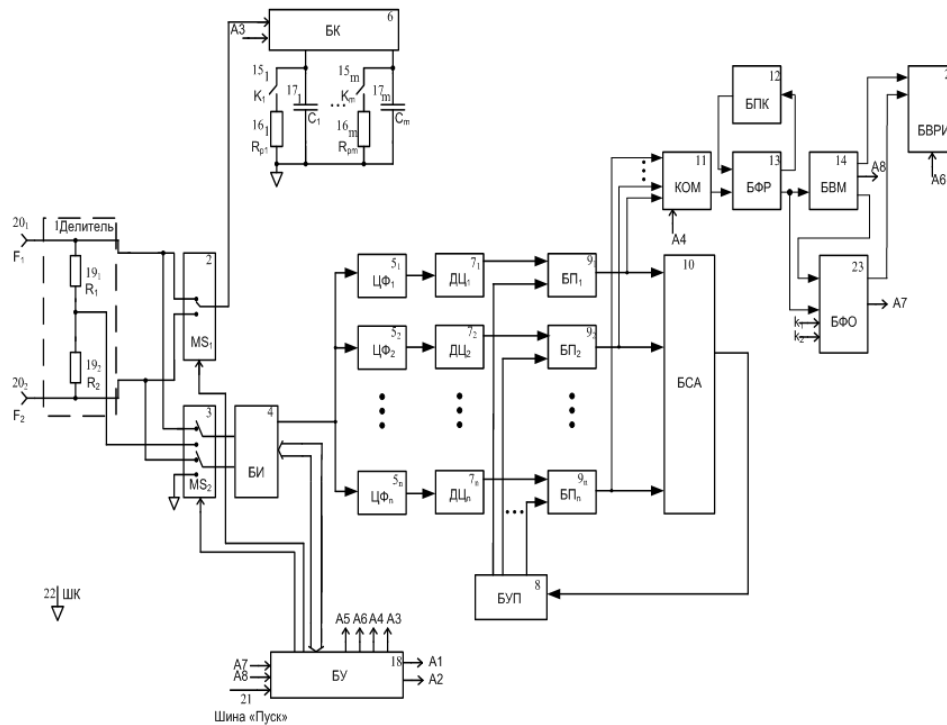


Рис. 3. Структурная схема устройства измерения сопротивления изоляции

В исходном состоянии шины двухпроводной сети подключены ко входу устройства. По команде, поступившей из БУ (блок 18), коммутатор MS2 (блок 3) подключает к измерительным входам блока 4 пару проводов измеряемой шины, который производит измерение разности потенциалов между проводами шины E и заносит результат преобразования в БУ18. После измерения напряжения между проводами пары первой шины коммутатор MS2 (блок 3) переключает измерительные входы блока 4 к средней точке A и шине корпуса 22, а блок 4 измеряет разность потенциалов U_n между ними. Затем БУ (блок 18) переводит устройство в режим измерения $R_{УТ1}$ и $R_{УТ2}$ с помощью измерительных конденсаторов. Для этого с помощью MS1 (блок 2), с учетом значения потенциала корпуса U_k , к необходимой полярности шин 20₁ либо 20₂ (противоположной знаку потенциала U_k) при помощи блока 6, находящегося под управлением БУ (блок 18), поочередно подключаются измерительные конденсаторы, например, в порядке возрастания номинала. При этом перед подключением очередного конденсатора 17_i ключом 15_i отключается разрядный резистор 16_i. Далее проводятся измерения переходного процесса потенциала корпуса по отношению к потенциалу сравнения шины. В БУ (блок 18) выполняется сравнение $U_{СК}$ с $U_{СК \text{ мин}}$. Если $U_{СК} \geq U_{СК \text{ мин}}$, то это означает, что при выбранном измерительном конденсаторе будет переходной процесс, измеренные параметры которого обеспечит требуемую точность результата.

При выполнении условия $U_{СК} \geq U_{СК \text{ мин}}$ блок 18 (БУ) дает команду БСА (блок 10) формировать отсчеты с определенного количества каналов фильтрации 5_1-5_i , 7_1-7_i , 9_1-9_i , обеспечивающих широкую полосу пропускания. Текущие отсчеты поступают через мультиплексор 11 на БФР (блок 13), который с помощью БПК (блок 12) формирует результаты текущих отсчетов. Текущие отсчеты анализируются в БВМ (блок 14), и при появлении максимума БВМ (блок 14) выраба-

тывает сигнал, поступающий в блок управления БУ (блок 18), который подает сигнал на БСА (блок 10) с выхода фильтра S_n , имеющего меньшую частоту среза. Полученные отсчеты с выхода БФР (блок 13) поступают в БФО (блок 23), который формирует значения двух отсчетов переходного процесса на основании двух приведенных выше условий. После получения второго отсчета по команде блока управления БУ (блок 18) блок БВРИ (блок 24) формирует окончательный результат измерения.

Заключение. В работе выбран метод измерения сопротивления изоляции фидеров питания постоянного тока. Получены расчетные формулы. Рассмотрены вопросы подавления помех и обоснован выбор цифровых фильтров для решения этой задачи.

Исследованы алгоритмы цифровой фильтрации, а также автоматической адаптации фильтра к помехам с целью оптимизации отношения сигнал/помеха, предложены варианты реализации. Применены структуры рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой, отличающиеся малой вычислительной сложностью фильтрации и перестройки. Разработана структурная схема устройства измерения сопротивления изоляции бортовой сети электропитания.

По сравнению с аналогами на основе прямых измерений устройство отличается существенно меньшим временем измерения – измерение происходит до окончания переходных процессов, причём при работающем фидере. Относительно реализаций емкостного метода новизна заключается в применении адаптивных рекурсивных КИХ-фильтров.

Применение этих фильтров позволило сократить вычислительные затраты и реализовать устройство на недорогом 8-разрядном микроконтроллере с производительностью 10 MIPS. Использование адаптации при фильтрации привело к снижению погрешности измерений за счет более эффективного подавления помехи, параллельной конфигурации – к сокращению времени измерения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Патент Российской Федерации № 2026561 от 01.09.1995. Устройство для измерения сопротивления изоляции сетей постоянного тока / Баншиков В.И., Наумов В.А.
2. Патент Российской Федерации № 1737364. Способ определения места снижения сопротивления изоляции в электрической цепи постоянного тока / А.В. Седов, В.И. Лачин, А.К. Малина, Иванов Е.А., Бюл. изобрет. 1992. № 20.
3. Патент Российской Федерации № 2200329. Способ измерения электрического сопротивления изоляции / Бородянский И.М., Бородянский М.Е., Бюл. № 7 от 10.03.2003.
4. *Бородянский И.М., Турулин И.И., Бородянский Ю.М.* Измерение сопротивления изоляции электрических цепей. Способы и устройства для измерения сопротивления изоляции электрических цепей, находящихся под напряжением: монография. – Saarbrücken, Germany: Изд-во LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 171 с.
5. *Rabiner L. R., Gold B.* Theory and application of digital signal processing. – Prentice-hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey. 1975. – 848 p.
6. *Lam H. Y.-F.* Analog and digital filters: design and realization. – Englewood Cliffs, New Jersey, 1979. – 592 p.
7. Introduction to digital filtering / Edited by R.E. Bogner and A. G. Constantinides. – A Wiley – Interscience Publication John Wiley and Sons London – New York – Sydney – Toronto, 1975. – 216 p.
8. *Гутников В.С.* Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат. 1990. – 192 с.
9. *Харкевич А.А.* Борьба с помехами. – М.: Наука, 1965. – 275 с.
10. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

11. Charoensak C., Abeysekera S.S. FPGA Implementation of Kalman Low-pass filter for applications in sigma-delta (Σ - Δ) demodulation // IEEE Workshop on Signal Processing Systems–SiPS '03, Seoul, Korea, August 2003. – P. 219-223.
12. Abeysekera S.S. Recursive Laguerre and Kalman filters as efficient full-rate sigma-delta (Σ - Δ) demodulators // Signal Processing. – 2007. – P. 417-431.
13. Kang H. W., Cho Y. S., Youn D. H. Adaptive precompensation of Wiener systems // IEEE Trans. on Signal Processing. – 1998. – Vol. 46, No. 10.
14. Турулин И.И. Метод ограничения импульсной характеристики цифрового рекурсивного фильтра с помощью компенсирующих прямых связей // Радиотехника. – 2000. – № 11. – С. 36-39.
15. Турулин И.И. Проектирование цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой на интеграторах // Известия вузов. Электроника. – 1998. – № 6. – С. 73-77.
16. Турулин И.И., Олейникова Т.В. Весовая обработка сигналов с помощью рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой // Известия ТРТУ. – 1998. – № 3 (9). – С. 143-144.
17. Турулин И.И., Ткаченко М.Г. Быстроперестраиваемые цифровые фильтры: монография. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – 104 с.
18. Mukumoto K., Wada T. Realization of Root Raised Cosine Roll-Off Filters Using a Recursive FIR Filter Structure // IEEE transactions on communications. – 2014. – Vol. 62, No. 7. – P. 2456-2464.
19. Chu S., Burrus S. Efficient recursive realizations of FIR filters. Part I: The filter structures, Circuits Syst. Signal Process. – 1984. – Vol. 3, No. 1. – P. 21-57.
20. Lehto R., Tauren T., Vainio O. Recursive FIR filter structures on FPGA // Microprocess. Microsyst. – Oct. 2011. – Vol. 35, No. 7. – P. 595-602.
21. Vainio O. Saramaki T. Piecewise-polynomial approximation for raised-cosine filters // in Proc. 5th NORSIG. – Oct. 2002. – P. 1-4.
22. Zhang X., Iwakura H. Design of IIR Nyquist filters with zero intersymbol interference // IEEE Trans. – Aug. 1996. – Vol. E79-A, No. 8. – P. 1139-1144.
23. Артемьев В.В., Бугров В.Н. Синтез цифровых рекурсивных фильтров с линейной фазой // Компоненты и технологии. – 2013. – № 7. – С. 132-134.

REFERENCES

1. Bانشchikov V.I., Naumov V.A. Ustroystvo dlya izmereniya soprotivleniya izolyatsii setey postoyannogo toka [Device for measuring the insulation resistance in direct current circuits]. Patent RF No. 2026561. Registered 01.09.1995.
2. Sedov A.V., Lachin V.I., Malina A.K., Ivanov E.A. Sposob opredeleniya mesta snizheniya soprotivleniya izolyatsii v elektricheskoy tsepi postoyannogo toka [The method for identification of place of insulation resistance reduction in direct current circuit]. Patent RF No. 1737364. Bull. of inventions. No. 20. 1992.
3. Borodyanskiy I.M., Borodyanskiy M.E. Sposob izmereniya elektricheskogo soprotivleniya izolyatsii [The method for measuring the insulation electric resistance]. Patent RF No. 2200329. Bull. of inventions. No. 7. Registered 10.03.2003.
4. Borodyanskiy I.M., Turulin I.I., Borodyanskiy Yu.M. Izmerenie soprotivleniya izolyatsii elektricheskikh tsepey. Sposoby i ustroystva dlya izmereniya soprotivleniya izolyatsii elektricheskikh tsepey, nakhodyashchikhsya pod napryazheniem: monografiya [Measuring of the insulation resistance in electric circuits. Methods and devices for measuring the insulation resistance in electric circuits under voltage: monograph]. Saarbrucken, Germany: Izd-vo LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012, 171 p.
5. Rabiner L. R., Gold B. Theory and application of digital signal processing. Prentice-hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey. 1975, 848 p.
6. Lam H. Y.-F. Analog and digital filters: design and realization. Englewood Cliffs, New Jersey, 1979, 592 p.
7. Introduction to digital filtering, Edited by R.E. Bogner and A. G. Constantinides. A Wiley – Interscience Publication John Wiley and Sons London – New York – Sydney – Toronto, 1975, 216 p.

8. Gutnikov V.S. Fil'tratsiya izmeritel'nykh signalov [Filtration of measuring signals]. Leningrad: Energoatomizdat. 1990, 192 p.
9. Kharkevich A.A. Bor'ba s pomekhami [Interference suppression]. Moscow: Nauka, 1965, 275 p.
10. Gonorovskiy I.S. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly [Radio circuits and signals]. 4th ed. Moscow: Ra-dio i svyaz', 1986, 512 p.
11. Charoensak C., Abeysekera S.S. FPGA Implementation of Kalman Low-pass filter for applications in sigma-delta (Σ - Δ) demodulation, *IEEE Workshop on Signal Processing Systems-SiPS '03, Seoul, Korea, August 2003*, pp. 219-223.
12. Abeysekera S.S. Recursive Laguerre and Kalman filters as efficient full-rate sigma-delta (Σ - Δ) demodulators, *Signal Processing*, 2007, pp. 417-431.
13. Kang H. W., Cho Y. S., Youn D. H. Adaptive precompensation of Wiener systems, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, Vol. 46, No. 10.
14. Turulin I.I. Metod ogranicheniya impul'snoy kharakteristiki tsifrovogo rekursivnogo fil'tra s pomoshch'yu kompensiruyushchikh pryamykh svyazey [Method for limitation of the digital recursive filter impulse sensor with the help of compensating direct links], *Radiotekhnika* [Radioengineering], 2000, No. 11, pp. 36-39.
15. Turulin I.I. Proektirovanie tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy na integratorakh [Design of digital recursive filters with finite impulse sensor on integrators], *Izvestiya vuzov. Elektronika* [Izvestiya vuzov. Elektronika], 1998, No. 6, pp. 73-77.
16. Turulin I.I., Oleynikova T.V. Vesovaya obrabotka signalov s pomoshch'yu rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy [Weighting processing of signals with the use of recursive filters with finite impulses sensor], *Izvestiya TRTU* [Izvestiya TSURE], 1998, No. 3 (9), pp. 143-144.
17. Turulin I.I., Tkachenko M.G. Bystroperestraivaemye tsifrovye fil'try: monografiya [The quick-set digital filters: monograph]. Taganrog: Izd-vo TTI YuFU, 2008, 104 p.
18. Mukamoto K., Wada T. Realization of Root Raised Cosine Roll-Off Filters Using a Recursive FIR Filter Structure, *IEEE transactions on communications*, 2014, Vol. 62, No. 7, pp. 2456-2464.
19. Chu S., Burrus S. Efficient recursive realizations of FIR filters, Part I: The filter structures, *Circuits Syst. Signal Process.*, 1984, Vol. 3, No. 1, pp. 21-57.
20. Lehto R., Tauren T., Vainio O. Recursive FIR filter structures on FPGA, *Microprocess. Microsyst.*, Oct. 2011, Vol. 35, No. 7, pp. 595-602.
21. Vainio O. Saramaki T. Piecewise-polynomial approximation for raised-cosine filters, in *Proc. 5th NORSIG*, Oct. 2002, pp. 1-4.
22. Zhang X., Iwakura H. Design of IIR Nyquist filters with zero intersymbol interference, *IEEE Trans.*, Aug. 1996, Vol. E79-A, No. 8, pp. 1139-1144.
23. Artem'ev V.V., Bugrov V.N. Sintez tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s lineynoy fazoy [Synthesis of digital recursive filters with linear phase], *Komponenty i tekhnologii* [Components and technologies], 2013, No. 7, pp. 132-134.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор С.П. Тарасов.

Бородянский Илья Михайлович – Южный федеральный университет; e-mail: iborodyanskiy@sfedu.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: +79185027169; кафедра информационных измерительных технологий и систем; доцент; к.т.н.

Турулин Игорь Ильич – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; тел.: +79618170609; кафедра информационных измерительных технологий и систем; профессор; д.т.н.

Borodyansky Ilya Mikhailovich – Southern Federal University; e-mail: iborodyanskiy@sfedu.ru; 2, Shevchenko street, Taganrog, 347922, Russia; phone: +79185027169; the department of Information technology and measuring systems; associate professor; cand. of eng. sc.

Turulin Igor Ilich – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; phone: +79618170609; the department of Information technology and measuring systems; dr. of eng. sc.; professor.