различных составляющих магнитной индукции одного датчика. Поэтому осуществить компенсацию сплошного геомагнитного шума вспомогательным датчиком, по всей вероятности, невозможно.

Литература

1. **Сокол-Кутыловский О. Л.** Магнитомодуляционные датчики на основе аморфных ферромагнитных сплавов // Измерительная техника. 2016. № 2. С. 46–49.

2. **Фалей М. И.**, **Масленников Ю. В.**, **Кошелец В. П.** Измерительные системы на ВТСП СКВИДах // Радиотехника. 2012. № 12. С. 5–26.

3. **Фалей М. И.**, **Масленников Ю. В.**, **Кошелец В. П.** Сверхпроводящие квантовые интерференционные детекторы на основе пленок YBa2Cu3O7 для неразрушающего контроля. // Радиотехника и электроника. 2016. № 61 (1). С. 93–101.

Дата принятия: 27.06.2017.

621.317.7

Подход к цифровой обработке сигналов в помехоустойчивых измерителях-анализаторах импеданса

Д. А. БОБЫЛЁВ

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва, Россия, e-mail: dabobyl@ipu.rssi.ru

Рассмотрены особенности применения цифровой обработки сигналов в помехоустойчивых широкополосных измерителях-анализаторах импеданса. Показано, что применение одной только цифровой фильтрации сигналов в этом случае малоэффективно. Предложено вместо массива мгновенных значений формировать массив интегрально-взвешенных значений сигнала, реализуя таким образом предварительную аналоговую фильтрацию сигналов до стадии аналого-цифрового преобразования.

Ключевые слова: *импеданс, фазочувствительное преобразование, цифровая обработка сигналов, импульсная характеристика.*

The peculiarities of an application of digital signal processing in noiseproof broadband measuring-impedance analyzers are considered. It's shown that an application of the digital filtering only is not very effective to improve interference suppression in this case. The forming of the array of integrated-weighted signal values instead of array of their instantaneous values is suggested. Thus the preliminary analog signal filtering before A/D transforming is realized.

Key words: *impedance measurement, phase-sensitive transforming, digital signal processing, impulse response.*

Измерители-анализаторы импеданса предназначены для исследования объектов различной физической природы. Процедура применения импедансных методов исследований в общем случае достаточно сложна: измерение импеданса (комплексного сопротивления) или адмитанса (комплексной проводимости) необходимо осуществлять в широком диапазоне частот – от тысячных долей герца до единиц мегагерц и более, а число точек частотного диапазона, в которых производится измерение, может исчисляться десятками и сотнями.

Разнообразие сфер применения импедансных методов исследования и сложность процедуры измерения требуют гибкой автоматической адаптации алгоритмов функционирования измерителей-анализаторов импеданса (ИАИ) к особенностям конкретных объектов исследований (ОИ) и условиям проведения эксперимента с целью обеспечения требуемой точности измерения и максимального быстродействия. Указанных целей невозможно достичь без применения цифровой обработки сигналов, несущих информацию об импедансе ОИ.

Вместе с тем современные методы и средства цифровой обработки сигналов необходимо адаптировать к особенностям измерительной задачи, учитывать специфику импеданса как измеряемой величины и требования, предъявляемые к широкополосным помехоустойчивым ИАИ широкого назначения. Именно такой подход позволит повысить эффективность применения цифровой обработки сигналов, а также добиться снижения объёма оборудования и удешевления ИАИ.

Специфика применения цифровой обработки сигналов для измерения пассивных комплексных величин. В настоящее время наиболее универсальным является метод измерения импеданса при синусоидальном тестовом воздействии на ОИ. Данный метод основан непосредственно на определении импеданса как физической величины через отношение комплексного падения напряжения $\dot{U}$ на ОИ к протекающему через него комплексному току $\dot{I}$ [1]:

$$Z_x = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{\mathrm{Re}\dot{U} + \mathrm{j}\mathrm{Im}\dot{U}}{\mathrm{Re}\dot{I} + \mathrm{j}\mathrm{Im}\dot{I}}. \quad (1)$$

Процедуру преобразования импеданса Z_x в активные величины выполняет измерительная цепь. В современных

it11+15.indd 49 10.12.17 17:04

ИАИ измерительная цепь, как правило, выполнена в виде делителя, образованного последовательным соединением резистивного рабочего эталона с сопротивлением R_0 и ОИ.

Для определения действительной и мнимой составляющих активных комплексных величин $\dot{U}$, $\dot{I}$ была выбрана процедура линейного фазочувствительного преобразования (ФЧП) соответствующих сигналов: падения напряжения $u(t)$ на ОИ и падения напряжения $R_0 i(t)$ на рабочем эталоне, где $i(t)$ – ток, протекающий через ОИ [2]. Это решение связано с тем, что линейное ФЧП обладает селективными свойствами, представляя собой скалярное произведение исследуемого и опорного сигналов. Например, для напряжения $u(t)$ на ОИ процедура ФЧП будет иметь вид:

$$\mathrm{Re(Im)}\dot{U} = \sum_{n=1}^{N} u(n) h_{\mathrm{Re(Im)}}(n),$$

где $u(n)$ – результат дискретизации напряжения $u(t)$; $h_{\mathrm{Re}}(n)$, $h_{\mathrm{Im}}(n)$ – весовые функции (ВФ), образующие ортонормированную систему координат для множества синусоидальных сигналов с частотой тестового сигнала f_c, произвольно ориентированную относительно напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ [1, 2].

При разработке данного подхода основной упор сделан на максимальное использование избирательных свойств ФЧП, поскольку результат ФЧП с весовой функцией $h(n)$ можно представить как результат фиксации значения дискретного сигнала $u(n)$, пропущенного через линейный цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой $h(–n)$ и частотной характеристикой, представляющей преобразование Фурье решётчатой функции $h(–n)$ [3].

Учитывая фактическую эквивалентность в данном случае ВФ и импульсной характеристики, перестройка ФЧП с целью изменения его избирательных свойств может осуществляться в основном в цифровом виде посредством изменения параметров ВФ $h(n)$, что обеспечивает широкие возможности гибкой адаптации избирательных свойств преобразования к особенностям решаемой селективной задачи при минимальных аппаратурных затратах.

Импедансные измерения выполняются, как правило, при малом уровне тестового сигнала в несколько десятков или даже единиц милливольт при воздействии помех, уровень которых может существенно (на несколько порядков) превышать уровень информативной составляющей сигнала. Это, прежде всего, относится к сетевой помехе, имеющей довольно широкий линейчатый спектр. Немало проблем доставляют и переходные процессы, возникающие в измерительной цепи, особенно в ряде практических задач при ступенчатом изменении напряжения поляризации, которое может достигать десятков вольт и более.

Эффективность применения классической дискретизации существенно зависит от отношения полезный сигнал–помеха. Например, если уровень сетевой помехи соизмерим с уровнем полезного сигнала, то для реализации ФЧП с приемлемой точностью и помехоустойчивостью, как правило, достаточно получить несколько десятков или сотен отсчётов соответствующей разрядности. Если же уровень помехи будет превышать уровень полезного сигнала на 2–3 порядка, то пропорционально возрастет и влияние шума квантования.

Для компенсации этого влияния потребуется увеличить число отсчётов такой же разрядности на 4–6 порядков, что сопряжено с существенным повышением частоты дискретизации или с таким же увеличением длительности ФЧП, или в определённой степени и с тем, и с другим. Подобное увеличение объёма получаемых и обрабатываемых данных потребует больших аппаратурных затрат и скажется на быстродействии [2].

Кроме того, возможности цифровой фильтрации сигналов существенно ограничивает нелинейность АЦП, которая на практике не позволяет реализовать теоретически возможное подавление помех. Погрешность линейности АЦП приводит к тому, что значения коэффициентов ВФ не могут быть установлены с необходимой точностью, причём погрешность их установки, являясь функцией исследуемого сигнала, трудно поддается учёту.

Таким образом, возникает насущная необходимость повысить отношение сигнал–помеха до стадии аналого-цифрового преобразования посредством предварительной аналоговой фильтрации сигналов.

Решение проблемы облегчается тем, что особенности процедуры измерения импеданса не только требуют достаточно широкого применения такой фильтрации, но и допускают возможность её эффективной реализации. Специфика измерения импеданса (адмитанса) как пассивной комплексной величины состоит в том, что он определяется через отношение активных комплексных величин (напряжения и тока) согласно выражению (1) и, следовательно, включение любого линейного звена в общий для обоих сигналов канал преобразования (не приводящее к существенному снижению амплитуды информативной первой гармоники сигнала) не оказывает никакого влияния на точность раздельного преобразования составляющих импеданса даже при значительных фазовых и амплитудных искажениях сигналов [1, 2]. При этом не предъявляется существенных требований к точности и стабильности параметров фильтра на входе АЦП. Это значительно облегчает выполнение таких перестраиваемых фильтров по интегральной технологии.

При импедансных измерениях частота информативной гармоники всегда известна. И тестовый сигнал, и сигналы управления процессом дискретизации когерентны, поскольку формируются из последовательности импульсов одного и того же задающего генератора [1]. Таким образом, специфика измерительной задачи не только настоятельно требует применения смешанной аналого-цифровой фильтрации сигналов, но и предоставляет возможности для её эффективной реализации [2].

Фильтрация сигналов на стадии дискретизации. Дискретное значение $u(n)$ сигнала $u(t)$ на выходе устройства выборки-хранения можно рассматривать как результат операции взвешенного интегрирования сигнала:

$$u(n) = \int_{n\Delta t - t_д}^{n\Delta t} u(t) g(t - n\Delta t) dt,$$

где $t_д$ – время заряда запоминающего конденсатора: Δt – шаг дискретизации; весовая функция $g(t)$ имеет вид экспонен-

it11+15.indd 50 10.12.17 17:04

ты с постоянной времени цепи заряда конденсатора. Если постоянная времени стремится к нулю, то $g(t)$ стремится к δ-функции, а значение $u(n)$ – к мгновенному значению сигнала в момент времени $n\Delta t$. В этом случае устройство выборки-хранения вносит минимальные частотные искажения в исходный сигнал, к чему, как правило, и стремятся разработчики средств измерений, предназначенных для исследования широкополосных сигналов.

Однако специфика измерения импеданса как пассивной величины требует прямо противоположного подхода – интегральный характер дискретизации должен быть целенаправленно усилен и использован для эффективной фильтрации исследуемых сигналов на стадии дискретизации. При этом замена мгновенных отсчётов сигнала его интегрально-взвешенными значениями с ВФ $g(t)$ будет эквивалентна предварительной фильтрации сигнала линейным фильтром с импульсной характеристикой $g(-t)$ и амплитудно-частотной характеристикой $|G(f)|$ [3].

В этом случае ФЧП можно представить как преобразование сигнала $u(t)$, осуществляемое последовательным соединением аналогового и цифрового фильтров, в результате возникает возможность рационального перераспределения избирательных функций между аналоговой и цифровой стадией ФЧП [2].

Дискретизирующее устройство наиболее просто реализуется на основе интегратора с дискретно переключаемой постоянной времени, при этом ВФ $g(t)$ будет иметь кусочно-постоянный характер [2, 4]. Аналоговая фильтрация исследуемых сигналов на стадии дискретизации посредством взвешенного интегрирования имеет ряд неоспоримых преимуществ перед обычными аналоговыми фильтрами на основе линейных цепей [4].

Прежде всего, амплитудно-частотная характеристика таких интегрирующих дискретизаторов характеризуются множеством нулей, расположение которых зависит от значений временных интервалов ВФ и сопротивлений весовых резисторов. Это позволяет достаточно просто реализовывать эквиваленты полосовых и заградительных фильтров с большим числом частот режекции.

Так как в ИАИ тестовый сигнал и импульсные последовательности, управляющие процессом дискретизации, когерентны, т. е. формируются из сигнала задающего импульсного генератора посредством делителей частоты, перестройка интегрирующего дискретизатора может быть осуществлена с помощью программируемых таймеров.

При такой организации цифровой обработки сигналов шаг дискретизации не должен быть меньше длительности ВФ дискретизирующего устройства, которая, в свою очередь, определяется требованиями, предъявляемыми к избирательности последнего. При изменении частоты тестового сигнала от тысячных долей герца до единиц мегагерц диапазон вариации длительности ВФ дискретизирующего устройства, а следовательно, и шага дискретизации Δt должен лежать в пределах от сотен микросекунд до десятков миллисекунд. Нижняя граница шага дискретизации определяется временем, необходимым для аналого-цифрового преобразования интегрально-взвешенного значения посредством простого, но обладающего высокой линейностью АЦП интегрирующего типа с достаточно высокой разрешающей способностью. Верхняя граница определяется временем, необходимым для эффективного подавления сетевой помехи с частотой $f_п$ на стадии дискретизации в тех случаях, когда частота тестового сигнала близка к частотам первых гармоник сетевой помехи [5].

Реализуется такой режим во всем диапазоне частот тестового сигнала путём применения стробоскопической дис-

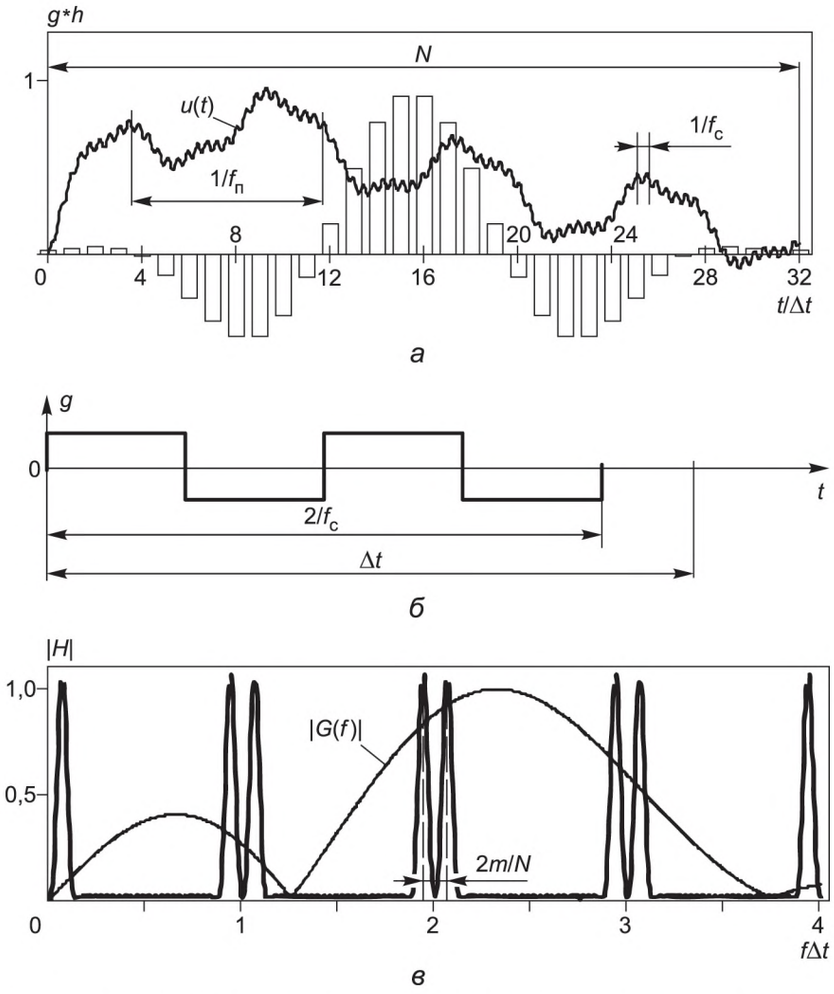

Рис. 1. Результирующая ВФ фазочувствительного преобразования (*а*), дискретизирующего устройства (*б*) и АЧХ дискретизирующего устройства и цифрового фильтра (*в*)

it11+15.indd 51 10.12.17 17:04

кретизации. В этом случае импульсная характеристика цифрового фильтра будет иметь вид

$$h_{\mathrm{Re}}(n)=w(n)\cos(2\pi nM/N);$$

$$h_{\mathrm{Im}}(n)=w(n)\sin(2\pi nM/N),$$

где $w(n)$ – применяемое временное окно [6]; N – число отсчётов; M – целое число периодов тестового сигнала, укладывающихся на интервале наблюдения ΔtN, т. е. $M/f_c=\Delta tN$.

На рис. 1, *а* показана результирующая весовая функция ФЧП – результат свёртки ВФ дискретизирующего устройства $g(t)$ и цифрового фильтра $h(t)$. В простейшем случае ВФ дискретизирующего устройства (на рис. 1, *а* условно показана прямоугольником) может представлять собой меандр с частотой, равной частоте тестового сигнала и длительностью $t_д<\Delta t$ (рис. 1, *б*).

Амплитудно-частотная характеристика $|H(f)|$ цифрового фильтра будет иметь гребенчатый характер, а её полосы пропускания будут располагаться периодически на частотах $f_д(k\pm m/N)$, $f_д=1/\Delta t$ – частота дискретизации, k – целое неотрицательное число, m – остаток от целочисленного деления M на N. Ширина полос пропускания Δf определяется длительностью интервала наблюдения ΔtN: $\Delta f=2k_w/\Delta tN$, где $k_w\geq1$ – коэффициент, зависящий от вида используемого временного окна $w(n)$. Для естественного временного окна $k_w=1$, для окна Хемминга в приведённом на рис. 1 примере $k_w=2$.

Вариация значений N, M, а также шага дискретизации Δt в указанных выше пределах позволяет настроить одну из полос цифрового фильтра на любую частоту тестового сигнала. Влияние остальных (паразитных) полос пропускания во многом будет минимизировано избирательными свойствами дискретизирующего устройства (рис. 1, *в*).

В результате достигается синергетический эффект. С одной стороны, относительно низкая частота дискретизации позволяет использовать дешевые АЦП интегрирующего типа с хорошей линейностью и высокой разрешающей способностью. С другой стороны, интегральный характер отсчётов позволяет на порядки повысить отношение сигнал–помеха на входе АЦП. Цифровая стадия такого преобразования при относительно небольшом числе отсчётов (несколько десятков или сотен) позволяет достаточно эффективно применить классические методы цифровой обработки сигналов. При этом и аналоговая стадия также допускает достаточно гибкую перестройку избирательных свойств. При разработке интегрального дискретизатора можно широко использовать результаты теории весового интегрирования [4], которые, в свою очередь, также во многом опираются на теорию цифровых фильтров [6].

Предельные возможности подавления помех при такой организации цифровой обработки сигналов существенно повышаются, поскольку каждый этап преобразования (и цифровой, и аналоговый) характеризуется исключительно своими факторами, ограничивающими помехоподавление. В основном это инструментальные погрешности узлов. Например, если на стадии получения интегральных дискрет посредством взвешенного интегрирования сигнала можно обеспечить подавление сетевой помехи на 60 дБ, а на стадии цифровой фильтрации – на 70 дБ, то общее подавление составит 130 дБ.

Один из вариантов реализации такого ИАИ изображен на рис. 2. В данном варианте применена одноканальная структура, когда преобразования сигналов осуществляются последовательно во времени и состоят из двух совершенно идентичных циклов [1].

Микроконтроллер *МК* выполняет основные управляющие и вычислительные процедуры. В частности, он обеспечивает функционирование синтезатора тестового сигнала *СТС*, перестраиваемого аналогового фильтра *АФ* и устройства управления дискретизацией *УУД*, которое формирует импульсные последовательности и временные интервалы, необходимые для работы устройства выборки хранения *УВХ*, интегрирующего дискретизатора *ИД* и аналого-цифрового преобразователя *АЦП*. Как тестовый сигнал, так и сигналы, управляющие процессом дискретизации, формируются из сигнала кварцевого генератора *КГ*, что обеспечивает их когерентность. Измерительная цепь *ИЦ* преобразует импеданс ОИ в пару исследуемых сигналов – падение напряжения $u(t)$ на ОИ и падение напряжения на рабочем эталоне с сопротивлением R_0 тока $i(t)$, протекающего через ОИ. Коммутатор *К1*

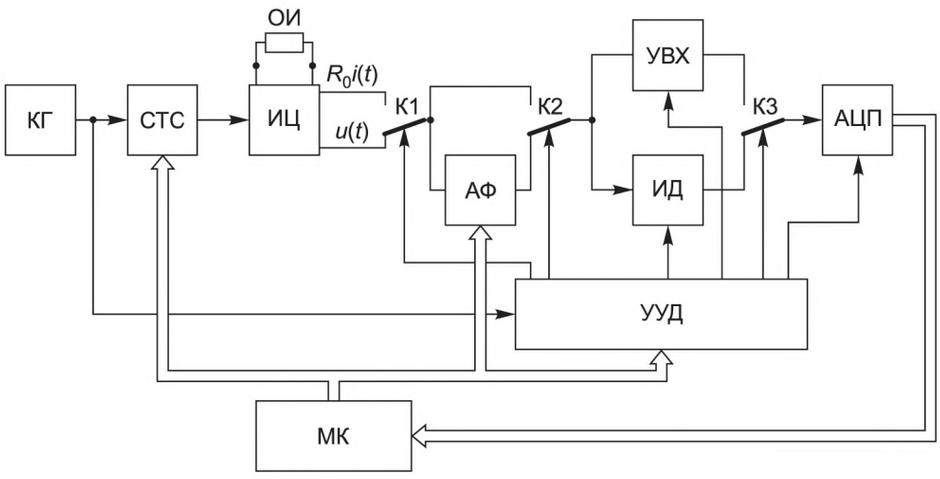

Рис. 2. Структурная схема ИАИ с гибко перестраиваемым алгоритмом функционирования: *КГ* – кварцевый генератор; *СТС* – синтезатор тестового сигнала; *ИЦ* – измерительная цепь; *К1*, *К2*, *К3* – коммутаторы; *УВХ* – устройство выборки хранения; *АЦП* – аналого-цифровой преобразователь; *АФ* – аналоговый фильтр; *ИД* – интегрирующий дискретизатор; *УУД* – устройства управления дискретизацией; *МК* – микроконтроллер

it11+15.indd 52 10.12.17 17:04

переключает исследуемые сигналы, а коммутаторы *К*2 и *К*3 позволяют обеспечить их дискретизацию в различных режимах: с помощью УВХ (классическая дискретизация) и интегрирующего дискретизатора. В обоих случаях дополнительно может быть использован перестраиваемый аналоговый фильтр *АФ* на основе линейных цепей.

Рассматриваемое средство измерений имеет достаточно простую аппаратную часть, которая в совокупности с программными средствами предоставляет, тем не менее, широкие возможности для интеллектуализации ИАИ, позволяя гибко адаптировать алгоритм его функционирования в соответствии с выбранной стратегией в зависимости от конкретной измерительной ситуации.

Заключение. В универсальных широкополосных измерителях-анализаторах импеданса, как и в большинстве современных измерительных приборов, применяется цифровая обработка сигналов, которая должна быть адаптирована к особенностям решаемых измерительных задач. Если в измерительных средствах, предназначенных для измерения параметров активных величин, стремление к применению широкополосных устройств выборки-хранения и повышению частоты дискретизации вполне оправдано, то применительно к проблеме измерения импеданса в широком диапазоне частот такой подход трудно признать рациональным. Его эффективность ограничена, он приводит к неоправданному увеличению объёма оборудования и удорожанию измерительного средства. При разработке ИАИ в каждом конкретном случае следует искать компромисс между аналоговой и цифровой обработкой сигналов, исходя из специфики решаемой измерительной задачи.

Литература

1. **Агамалов Ю. Р., Бобылёв Д. А., Боровских Л. П., Кнеллер В. Ю.** Виртуальный самоповеряемый анализатор иммитанса с адаптивными функциональными возможностями // Датчики и системы. 2008. № 7. С. 21–27.

2. **Бобылёв Д. А.** Помехоустойчивый способ дискретизации сигналов в измерителях-анализаторах импеданса // Состояние и проблемы измерений: сб. матер. XI Всерос. науч.-техн. конф. Москва, 2011. С. 37–40.

3. **Харкевич А. А.** Борьба с помехами. М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2009.

4. **Ашанин В. Н., Чувыкин Б. В., Шахов Э. К.** Теория интегрирующего аналого-цифрового преобразования. Пенза: ПензГУ, 2009.

5. **Бобылёв Д. А.** Эффективное подавление сетевой помехи в измерителях-анализаторах импеданса с широким динамическим диапазоном значений тестового сигнала // Датчики и системы. 2006. № 12. С. 31–36.

6. **Сергиенко А. Б.** Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003.

Дата принятия: 02.08.2017.

it11+15.indd 53 10.12.17 17:04