

УДК 621.317.7

Д. А. Бобылев

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ В ВИРТУАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ ИМПЕДАНСА ПУТЕМ СОЧЕТАНИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО И ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОГО ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ

D. A. Bobylev

OPTIMIZATION OF THE PROCESS OF MEASUREMENT IN VIRTUAL ANALYZERS IMPEDANCE BY A COMBINATION OF SINE WAVE AND POLYHARMONICAL TEST SIGNALS

А н н о т а ц и я. Рассмотрена возможность применения в измерителях-анализаторах импеданса наряду с синусоидальным тестовым сигналом простых полигармонических сигналов импульсного вида для оптимизации процесса измерения импеданса в диапазоне частот в целях повышения быстродействия и точности.

A b s t r a c t. Discusses the possibility of application in measuring instruments-analysers impedance along with sinusoidal test signal simple polyharmonic signals of the pulse type of optimization process for impedance measurement in the frequency range in order to improve the speed and accuracy.

К л ю ч е в ы е с л о в а: измерение импеданса, фазочувствительное преобразование, полигармонический сигнал, амплитудно-частотная характеристика.

К e y w o r d s: impedance measurements, phase-sensitive detection, polyharmonic test signal, amplitude-frequency characteristic.

Введение

В современных виртуальных измерителях-анализаторах импеданса (ИАИ), как правило, применяется дискретизация сигналов, несущих информацию об импедансе объекта исследования (ОИ). Применение вычислительных средств, а также цифровой обработки сигналов привело к тому, что многие трудности, связанные с отдельным преобразованием составляющих импеданса при синусоидальном тестовом сигнале (ТС), были практически преодолены, и, таким образом, исчезло препятствие для создания простых, дешевых и в то же время точных средств измерения импеданса.

Вместе с тем подходы к построению ИАИ зачастую остаются традиционными, характерными для эпохи преимущественно аналоговой обработки сигналов, не учитывающими в полной мере возможности современных методов и средств их преобразования. Прежде всего это касается характера ТС, который в большинстве случаев остается синусоидальным. Между тем дополнительное применение простых импульсных тестовых сигналов может существенно расширить возможности ИАИ.

Базовый метод преобразования составляющих импеданса

Измерение импеданса на некоторой частоте f_c при синусоидальном ТС значительно упрощает процедуру измерения составляющих комплексного напряжения $\dot{U}$, соответствующего напряжению $u(t)$ на объекте исследования (ОИ), и комплексного тока $\dot{I}$, соответствующего

щего протекающему через ОИ току $i(t)$. Это было особенно важно в эпоху преимущественно аналоговой обработки сигналов. Значение Z измеряемого импеданса при этом можно выразить как отношение

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

Наиболее целесообразно составляющие комплексных сигналов $\operatorname{Re} \dot{U}$, $\operatorname{Re} \dot{I}$, $\operatorname{Im} \dot{U}$, $\operatorname{Im} \dot{I}$ определять посредством линейного фазочувствительного преобразования (ФЧП), представляющего собой скалярное произведение исследуемых сигналов и опорных сигналов ФЧП $g_{\operatorname{Re}}(t)$, $g_{\operatorname{Im}}(t)$. Последние образуют ортонормированную систему координат для множества синусоидальных сигналов с частотой f_c , произвольно ориентированную относительно исследуемых сигналов [1].

Структурная схема ИАИ, соответствующая этому базовому методу измерения импеданса, простому, эффективному и поэтому достаточно распространенному, изображена на рис. 1. Персональный компьютер (ПК) через последовательно-параллельный адаптер (ППА) осуществляет общее управление прибором. Синусоидальный ТС формируется из последовательности импульсов задающего импульсного генератора (ЗИГ) посредством управляемого делителя частоты (УДЧ1), синтезатора квазисинусоидального сигнала (СКС) и фильтра нижних частот (ФНЧ), подавляющего высшие гармоники квазисинусоидального сигнала. В измерительной цепи (ИЦ), представляющей собой последовательное соединение ОИ с импедансом $Z(f)$, рабочего эталона с активным сопротивлением R_0 и пару дифференциальных усилителей (ДУ1) и (ДУ2), происходит преобразование импеданса ОИ в исследуемые сигналы: падение напряжения $u(t)$ и ток $i(t)$. Дискретно переключаемый (например, подекадно) рабочий эталон R_0 не позволяет амплитудам исследуемых сигналов падать ниже определенного уровня при изменении импеданса ОИ в широких пределах. Дискретизация исследуемых сигналов осуществляется последовательно во времени одним и тем же дискретизатором (Д).

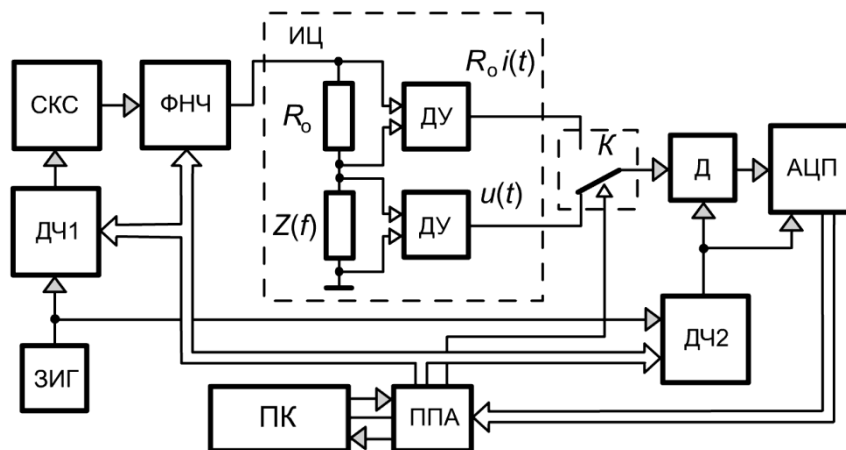


Рис. 1. Структурная схема виртуального измерителя-анализатора импеданса

Реализуемое вычислительными средствами ФЧП обоих исследуемых сигналов осуществляется в одной и той же ортогональной системе координат, поскольку последовательность дискретизирующих импульсов с частотой f_d , формирующаяся на выходе управляемого делителя частоты (УДЧ2), синхронизируется ТС. Дискретизатор (Д) может представлять собой как обычное устройство выборки-хранения, так и устройство взвешенного интегрирования сигнала, обеспечивающего его предварительную фильтрацию [2]. Составляющие исследуемых сигналов $\operatorname{Re} \dot{U}$, $\operatorname{Re} \dot{I}$, $\operatorname{Im} \dot{U}$, $\operatorname{Im} \dot{I}$ определяются как взвешенные суммы результатов дискретизации:

$$\operatorname{Re} \dot{U}(\operatorname{Im} \dot{U}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v(n) \cdot h(n) \cdot g_{\operatorname{Re}(\operatorname{Im})}(n), \quad (2)$$

где N – число отсчетов; $v(n)$ – дискретные значения сигнала $u(t)$; $h(n)$ – весовая функция, обеспечивающая необходимую избирательность ФЧП; $g_{\text{Re}}(n) = \cos(2\pi n N_T / N)$, $g_{\text{Im}}(n) = \sin(2\pi n N_T / N)$ – орты ФЧП, где N_T – целое число периодов ТС, укладываемых на интервале наблюдения $T_n = N / f_d$.

В данном случае ФЧП можно рассматривать как конкретную реализацию дискретного преобразования Фурье (ДПФ) сигнала $u(t)$ на частоте f_c , в том числе и с использованием стробоскопического эффекта, имеющего место при определенных соотношениях значений N_T и N . Число отсчетов, приходящихся на период ТС – $N_{\text{пер}}$, равно частному от деления N на наибольший общий множитель N и N_T , будет определять избирательные возможности ФЧП по отношению к гармоникам ТС. Известно, что линейное ФЧП эквивалентно преобразованию сигнала линейным звеном, амплитудно-частотной характеристикой которого является модуль спектра опорного сигнала [2], поэтому параметры опорных сигналов являются и параметрами цифрового фильтра, в роли которого выступает ФЧП.

Для эффективного подавления сетевой помехи и случайных помех интервал наблюдения $T_n = N / f_d$ должен составлять несколько сотен миллисекунд и не должен существенно зависеть от частоты ТС. При этом для реализации ИАИ класса точности 0,05...0,1 % достаточно нескольких сотен 16–17-разрядных отсчетов. Соответственно, шаг дискретизации в этом случае будет слабо зависеть от частоты ТС и составит примерно 1–2 мс. Такой объем измерительной информации позволяет не только получить составляющие основной гармоники ТС, но и реализовать преобразование Фурье на частотах не менее десятка гармоник ТС. Отсутствие же таковых в ТС на практике приводит к неоправданному отказу от дополнительной информации об ОИ.

Таким образом, используя метод дискретизации сигналов и линейное ФЧП, ограничиваться только синусоидальным ТС попросту нерационально, поскольку, применяя полигармонический ТС, содержащий K гармоник, можно получить значения импеданса сразу на K частотах [3].

Дополнительные возможности ИАИ с комбинацией синусоидального и полигармонического ТС

В настоящее время широко распространены ИАИ с синусоидальным ТС достаточно высокой точности, и в то же время существуют разработки быстродействующих приборов, позволяющих измерять импеданс при полигармоническом ТС с широкой полосой частот, однако с точностью существенно более низкой. Таким образом, два класса устройств противопоставлены друг другу, и каждый занимает свою нишу. Однако комбинация синусоидального и полигармонического ТС может дать и синергетический эффект, если эффективную полосу широкополосного ТС ограничить, например десятком гармоник.

Это, во-первых, позволит на порядок повысить быстродействие ИАИ при незначительном снижении точности измерения [3]. Конечно, максимальная точность измерения импеданса может быть обеспечена только при синусоидальном ТС. Однако степень взаимного влияния гармоник ТС на точность преобразования составляющих импеданса согласно (1) и (2) будет минимальна, поскольку определяется, прежде всего, стабильностью частот ТС и дискретизации, а также степенью линейности АЦП. Влияние первого фактора ничтожно, так как указанные частоты формируются посредством целочисленного деления частоты кварцевого генератора. Что касается второго фактора, то даже в простых интегрирующих 16–17-разрядных АЦП можно обеспечить высокую линейность преобразования (не хуже 0,01...0,02 %) за время преобразования 1–2 мс.

Кроме того, результаты измерения импеданса с применением полигармонического ТС в случае их недостаточной точности можно использовать для оптимизации алгоритма измерения импеданса при синусоидальном ТС, используя эти оценочные данные для адаптации сложного и в общем случае длительного процесса измерения импеданса к особенностям его поведения в широком диапазоне частот, а также к характеру и уровню помех с целью повышения быстродействия и точности.

И, наконец, можно применять полигармонический ТС, позволяющий точно измерить импеданс на частоте основной гармоники, и использовать результат менее точного измерения импеданса на частотах высших гармоник для целей, указанных выше. Если в процессе изме-

рения импеданса частота ТС изменяется в сторону увеличения, всегда будет в наличии информация о поведении импеданса на текущей частотной декаде.

При этом важно, что для реализации перечисленных выше режимов практически не потребуется ни дополнительного оборудования, ни дополнительного вычислительного ресурса.

Оптимизация алгоритма измерения импеданса в широком диапазоне частот может заключаться в следующем:

1. Качественная оценка поведения импеданса в некотором диапазоне частот, составляющем примерно декаду, позволит оптимально выбрать число и расположение точек в данном частотном диапазоне для точного измерения импеданса с применением синусоидального ТС. Минимальный шаг дискретизации импеданса необходимо обеспечить только на частотах его полюсов и нулей, а также в окрестности частоты резонанса, если таковой имеется. Существенно больший шаг дискретизации импеданса можно допустить на участках, где скорость вариации импеданса составляет примерно 20 дБ/дек, и минимальный – на пологих участках. Характер же текущего участка можно однозначно определить по значениям производных импеданса первого и второго порядков, вычисленных на основе его оценочных значений.

2. Получив значения частот, на которых необходимо осуществить точное измерение импеданса, можно оценить его значения на этих частотах и заранее определить для каждой частоты образцовый эталон R_0 , обеспечивающий максимальную точность измерения импеданса.

3. При этом возникает возможность определить соотношение уровней исследуемых сигналов и возможного уровня помех (например, сетевой), что позволит задать минимально необходимый интервал наблюдения и оптимальную весовую функцию для их максимального подавления в процессе ФЧП.

Простые полигармонические тестовые сигналы и особенности их применения

Синусоидальный ТС в ИАИ должен оставаться основным (как обеспечивающий максимальную точность измерения), в то время как широкополосные ТС должны играть в основном вспомогательную роль и быть весьма простыми в реализации, практически не требуя дополнительного вычислительного ресурса. Синусоидальный сигнал следует формировать с помощью простого СКС, реализующего кусочно-постоянную аппроксимацию синусоиды (рис. 2,а), высшие гармоники которого (рис. 2,б) подавляются с помощью перестраиваемого аналогового ФНЧ. Для построения СКС целесообразно использовать двоичные счетчики с простым дешифратором. Полигармонические ТС следует формировать простейшим способом: как кусочно-постоянные двухуровневые сигналы. В этом случае можно использовать в основном уже существующее оборудование, необходимое для формирования синусоидального сигнала.

На рис. 2 представлены два простых полигармонических ТС: меандр (рис. 2,в) и ТС с относительно равномерным спектром в полосе первых десяти гармоник (рис. 2,ж). Для формирования меандра не требуется дополнительного оборудования – он и так непременно присутствует в СКС, а для формирования второго сигнала требуется добавить к двоичному счетчику СКС только простой дешифратор.

Поскольку у меандра уровень гармоник падает пропорционально их номеру (рис. 2,з), погрешность измерения на частотах гармоник с ростом их номера будет расти. Однако этот ТС вполне пригоден для точного измерения импеданса на основной гармонике и приближенной оценки его значений на частотах высших гармоник, тем более, что амплитуда первой гармоники меандра даже больше амплитуды самого меандра, а убывание гармоник с ростом их номера гарантирует минимальное их влияние на точность измерения составляющих основной гармоники. Результаты экспериментальных исследований дают основания полагать, что для ИАИ среднего класса точности синусоидальный ТС вообще можно заменить меандром, что существенно упростит аппаратную часть ИАИ.

Метод формирования полигармонического ТС с плотной «упаковкой» одинаковых по амплитуде гармоник (рис. 2,д) изложен в [4]. В его основе – суммирование гармоник с фазой, пропорциональной номеру гармоники. В этом случае зависимость амплитуды U_A полигармонического ТС от числа суммируемых гармоник при их единичной амплитуде (рис. 2,е) можно аппроксимировать выражением $U_A \cong 1,2\sqrt{K}$.

Представленный на рис. 2,ж полигармонический ТС – простая кусочно-постоянная реализация данного подхода. Неравномерность амплитуды первых 10 тестовых гармоник (немно-

гим более 6 дБ), а также наличие высших паразитных гармоник можно рассматривать как приемлемую плату за простоту реализации ТС (рис. 2,з).

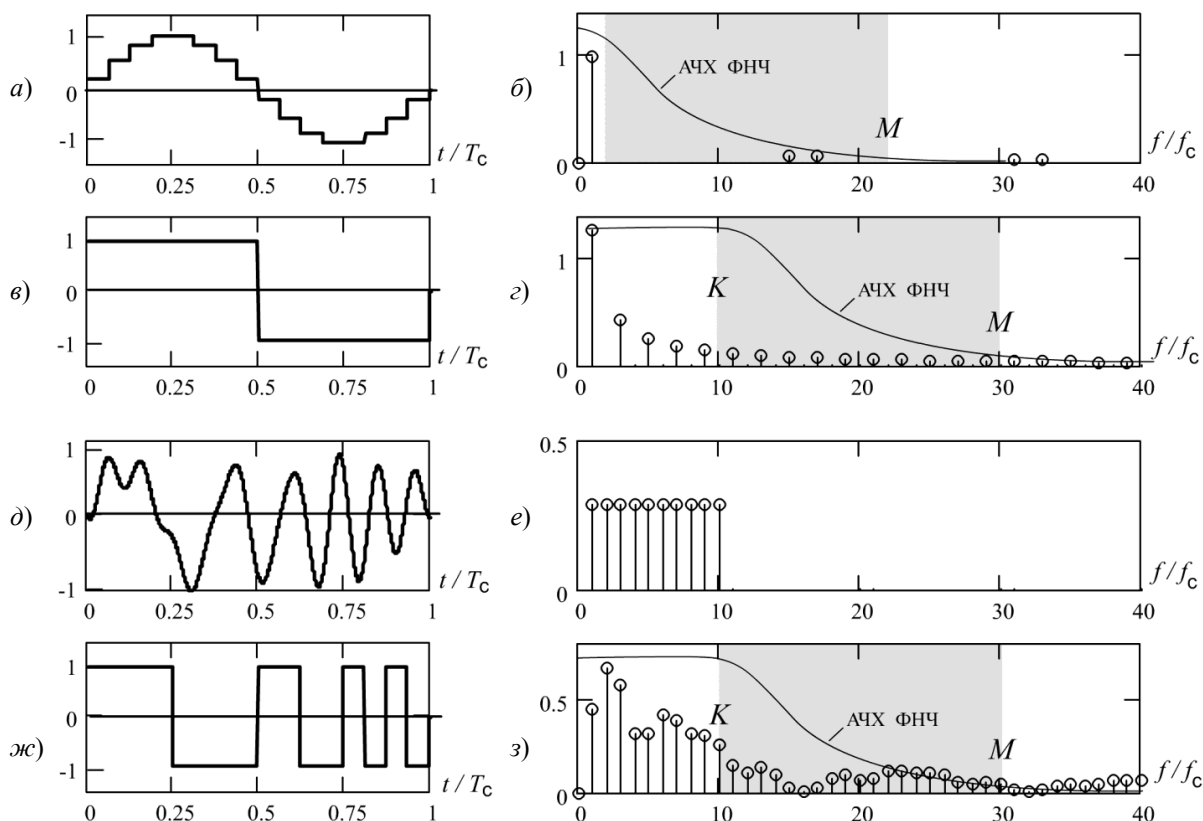


Рис. 2. Простые тестовые сигналы и их спектры

Для подавления паразитных гармоник необходимо использовать как упомянутый выше аналоговый ФНЧ, так и цифровой фильтр, реализуемый в процессе ФЧП. Частота среза амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ФНЧ должна быть равна частоте последней тестовой гармоники Kf_c , при этом ФНЧ будет обеспечивать эффективное подавление паразитных гармоник, только начиная с некоторого номера M . Гармоники в полосе частот $f_c K \dots f_c M$ необходимо подавить в процессе цифровой обработки сигнала согласно (2). Если на период ТС приходится $N_{\text{пер}} > 2K$ равномерных отсчетов, то можно вычислить K комплексных значений спектра ТС и обеспечить инвариантность этого результата к гармоникам с номерами до $N_{\text{пер}} - (K + 1)$ включительно. Таким образом, коэффициент k_M подавления паразитной гармоники с номером $M = N_{\text{пер}} - K$, позволяющий оценить погрешность от влияния высших гармоник с номерами больше M , связан с порядком ФНЧ n_Φ соотношением

$$k_M = (N_{\text{пер}} / K - 1)^{n_\Phi}.$$

Например, при использовании ФНЧ четвертого порядка при $K = 10$ необходимо иметь около сотни отсчетов, приходящихся на период ТС, что является вполне приемлемой платой за возможность реализации в ИАИ с синусоидальным ТС дополнительного режима измерения импеданса с полигармоническим тестовым воздействием.

Заключение

Применение в ИАИ наряду с синусоидальным ТС простых полигармонических сигналов, прежде всего импульсного типа, позволяет повысить быстродействие и точность ИАИ за счет оптимизации процесса измерения импеданса в диапазоне частот. При этом синтез таких полигармонических сигналов практически не потребует дополнительного оборудования, а алгоритм вычисления составляющих импеданса – существенного дополнительного вычислительного ресурса.

Список литературы

1. Агамалов, Ю. Р. Виртуальные измерители-анализаторы параметров импеданса / Ю. Р. Агамалов, Д. А. Бобылев, В. Ю. Кнеллер // Датчики и системы. – 2004. – № 5. – С. 14–18.
2. Бобылев, Д. А. Оптимальная реализация фазочувствительного преобразования в виртуальных измерителях-анализаторах импеданса / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2004. – № 8. – С. 19–22.
3. Бобылев, Д. А. Применение полигармонического тестового воздействия для повышения быстродействия измерителей-анализаторов импеданса / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2010. – № 12. – С. 19–25.
4. Белов, Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов / Л. А. Белов. – М. : Изд. центр «Академия», 2005. – 224 с.

Бобылев Дмитрий Алексеевич

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Институт проблем управления
им. В. А. Трапезникова РАН (ИПУ РАН)
E-mail: dabobyl@ipu.rssi.ru

Bobylev Dmitriy Alekseevich

candidate of technical sciences,
senior staff scientist,
Institute of Control Sciences
of the Russian Academy of Sciences

УДК 621.317.7

Бобылев, Д. А.

Оптимизация процесса измерения в виртуальных анализаторах импеданса путем сочетания синусоидального и полигармонического тестовых сигналов / Д. А. Бобылев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 86–91.