

Обработка и передача измерительной информации

КОРРЕКЦИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА С УЧЕТОМ РЕАЛЬНОЙ ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Семенович С.Н., Стецко И.П., Шандицев А.А.

Белорусский государственный университет
220050, Беларусь, Минск, пр. Независимости, 4, кафедра информатики
тел. (+375-17) 209-58-81, e-mail stetsko@bsu.by

В последние годы в широкой номенклатуре измерительной техники все более весомую долю занимают так называемые виртуальные приборы, важное преимущество которых состоит в том, что значительное число функций по цифровой обработке, отображению и регистрации измерительных данных может эффективно выполняться средствами обычного персонального компьютера – достаточно мощного, дешевого и повсеместно распространенного устройства. Так, для решения различных задач генерации сигналов все чаще используется виртуальный прибор, получивший название генератор сигналов произвольной формы (ГСПФ). Принцип функционирования виртуального ГСПФ состоит в следующем. Требуемый для генерации сигнал с помощью компьютера синтезируется в цифровом виде программно-математическим обеспечением прибора. Далее сформированная последовательность кодов передается через интерфейс во встроенную буферную память генератора, после чего последовательно (однократно либо циклически) преобразуется с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) в аналоговую форму, сглаживается аналоговым фильтром низких частот, усиливается выходным усилителем и поступает на выход прибора.

При корректно осуществленном цифровом синтезе требуемой для генерации последовательности кодов, на качество выходного сигнала ГСПФ оказывает влияние целый ряд его характеристик: частота дискретизации, дискретность и точность формирования амплитуды, переходная и амплитудно-частотная характеристики аналогового тракта, коэффициент нелинейных искажений, отношение сигнал/шум и др.

«Неидеальность» перечисленных характеристик приводит к тому, что форма реального сигнала на выходе генератора может значительно отличаться от сформированного пользователем, отображаемого на экране и ожидаемого на выходе прибора. При этом наличие у реального сигнала всплесков, искажений из-за конечных времен нарастания и установления сигнала и другие несоответствия могут быть выявлены только при помощи дополнительного измерительного прибора, например, осциллографа.

Использование мощных программно-вычислительных ресурсов компьютера – неотъемлемой части виртуального прибора – позволяет, помимо широких возможностей по синтезу, редактированию, документированию и отображению формируемых с помощью ГСПФ сигналов, обеспечить достижение значительного улучшения функциональных и метрологических характеристик генератора. В частности, весьма показательными в рассматриваемом контексте являются описываемые ниже две задачи, желательные для разрешения при реализации ГСПФ.

ЗАДАЧА 1. Моделирование формы реального выходного сигнала с учетом искажений, вносимых аналоговым трактом генератора, и отображение на экране откорректированного сигнала.

Искажения в преобразуемый аналоговым трактом выходной сигнал генератора вносятся последовательно всеми его каскадами: внутренними цепями ЦАП, преобразователем ток-напряжение (как правило, используется токовый ЦАП), фильтрами, усилителями, схемами защиты и калибровки. Можно попытаться провести моделирование каждого из упомянутых каскадов, представляя их в виде цифровых фильтров с импульсными характеристиками $h_1(t), \dots, h_N(t)$, где N – число каскадов. Тогда выходной сигнал генератора может быть представлен в виде

$$y(t) = x(t) * h_1(t) * h_2(t) * \dots * h_N(t),$$

где: $x(t)$ – сформированный «идеальный» сигнал; $y(t)$ – выходной сигнал; $*$ – символ свертки.

Однако высокая сложность и трудоемкость такого пути решения задачи, а главное – недопустимо большая погрешность, определяемая недостаточным количеством и достоверностью исходных данных, используемых для построения адекватной модели, делают его нереальным, фактически тупиковым. Попытка непосредственно измерить импульсные характеристики каскадов также не приводит к положительным результатам, поскольку такой путь либо невозможен в принципе, либо внесет в исследуемый каскад недопустимые искажения.

Воспользуемся свойством ассоциативности свертки и проведем анализ моделируемого тракта в целом, сопоставив ему цифровой фильтр $h(t) = h_1(t) * h_2(t) * \dots * h_N(t)$.

Для получения импульсной характеристики $h(t)$ достаточно воспользоваться ее связью с легко поддающейся измерению переходной характеристикой (ПХ) тракта $s(t)$. Продифференцировав отклик тракта на ступенчатое изменение кода, получим искомую импульсную характеристику тракта в целом [1]:

$$h(t) = s'(t)$$

Наличие в аналоговом тракте ГСПФ нескольких переключаемых аппаратных фильтров приводит к тому, что для каждой из конфигураций их подключения имеется различная временная задержка выходного сигнала. Поэтому, для обеспечения корректного моделирования выходного сигнала, измерения переходных характеристик для разных фильтров необходимо проводить синхронно с изменением кода (началом ступеньки) по сигналу внешней синхронизации генератора.

Остановимся на выборе частоты дискретизации. Длительность переходного процесса тракта генератора при изменении кода, как правило, сопоставима с периодом дискретизации, так, для ГСПФ модели В-332 компании AURIS эти времена составляют, соответственно, 20–50 нс и 10 нс. В спектре переходной характеристики по уровню –40 дБ (1%) присутствуют частоты, для некоторых фильтров (оптимизированных для импульсных сигналов) даже превышающие частоту дискретизации ЦАП (для В-332 – 100 МГц). Исходя из этого, для оценки переходной характеристики и дальнейших расчетов была выбрана частота дискретизации 1 ГГц.

Для снижения уровня шума было произведено поточечное усреднение 10 последовательно зарегистрированных цифровым осциллографом выборок $s_1(m), s_2(m), \dots, s_{10}(m)$: $s(i) = \frac{1}{10} \sum_{k=1}^{10} s_k(i), i=0\dots m$,

где m – длина реализации (количество отсчетов), выбирается исходя из частоты дискретизации и времени установления ПХ. После дифференцирования ПХ методом конечных разностей дополнительно было проведено обнуление отсчетов, значения которых оказались меньше половины величины младшего разряда АЦП осциллографа. В общем случае порядок усреднения и порог обнуления необходимо выбирать исходя из реального уровня шума.

После усечения полученного массива отсчетов за счет замыкающих нулевых отсчетов, его симметризации путем добавления нулей в начало и зеркального разворота (последний отсчет – первый, предпоследний – второй и т.д.) была произведена нормировка полученной импульсной характеристики фильтра, так, чтобы сумма всех коэффициентов была равна единице (погрешность формирования напряжения корректируется другими методами). Проверка производилась вычислением свертки идеального перепада $x(m)$ с полученной

$$\text{импульсной характеристикой } h(n): s(m) = x(m) * h(n) \Leftrightarrow s(i) = \sum_{k=-n/2}^{n/2} x(i+k) h(k), i=0\dots m$$

Она показала практически полное совпадение вычисленной и измеренной ПХ с учетом постоянной составляющей смещения уровня нуля осциллографа и генератора. Набор вычисленных таким образом импульсных характеристик используется для реализации отображения формы выходного сигнала в генераторе В-332 [2].

ЗАДАЧА 2. Минимизация искажений реального выходного сигнала за счет корректировки последовательности входных цифровых кодов ЦАП с учетом реальной переходной характеристики аналогового тракта генератора.

Корректировка входной последовательности цифровых кодов ЦАП может быть выполнена в силу коммутативности и ассоциативности свертки:

$$y'(t) = h^{-1}(t) * y(t) = h^{-1}(t) * [h(t) * x(t)] = h(t) * [h^{-1}(t) * x(t)] = h(t) * x'(t),$$

где $x(t)$ и $y(t)$ – исходные идеальный входной и искаженный выходной сигналы; $x'(t)$ и $y'(t)$ – скорректированные входной и выходной сигналы; $h(t)$ – фильтр, сопоставленный аналоговому тракту генератора; $h^{-1}(t)$ – обратный (инверсный) фильтр для $h(t)$.

Получение инверсного фильтра затрудняется несколькими обстоятельствами [3]:

$$y(t) = h(t) * x(t) \Leftrightarrow Y(Z) = H(Z) X(Z), X(Z) = Y(Z) / H(Z) = Y(Z) H^{-1}(Z) \Leftrightarrow x(t) = y(t) * h^{-1}(t)$$

Инверсный фильтр $h^{-1}(t)$ в общем случае не ограничен. Это действительно практически для любых фильтров, энергия которых на каких-либо участках частотного диапазона близка к нулевой. При инверсии спектральной функции таких операторов возникают резкие энергетические пики, которые при обратном преобразовании Фурье дают медленно затухающие функции. Инверсия операторов обычно связана с усилением высоких частот, что приводит к резкому повышению коэффициента усиления дисперсии помех инверсным фильтром. На практике деконволюция выполняется успешно, если инверсный оператор достаточно быстро затухает и может быть ограничен, но использование усеченных операторов приводит к появлению определенной погрешности.

Получение идеальной переходной характеристики на выходе генератора невозможно физически (бесконечность спектра). Один вариант приближения – это вычисление идеального инверсного фильтра и ограничение длины его импульсной характеристики. Но последнее неизбежно приводит к усилению высокочастотных составляющих, присутствующих в спектре идеальной «ступеньки» и отсутствующих в спектре реальной ПХ в силу ограниченной полосы пропускания аналогового тракта. Более удачный способ – нахождение «заказного» фильтра, корректирующего переходную характеристику до заданной, физически реализуемой [1]. Рассмотрим систему уравнений:

$$y(k) = h(n) * x(k), \tag{1}$$

$$y'(k) = h'(n) * x(k),$$

где $x(k)$ – идеальная входная «ступенька» напряжения, $y(k)$ – измеренная ПХ, $y'(k)$ – заданная ПХ, импульсные характеристики $h(n)$ и $h'(n)$ вычислены по рассмотренной ранее методике. Добавим во второе уравнение свертку с взаимно-дополнительными $h(k)$ и $h^{-1}(k)$ и произведем группировку:

$$y'(k) = h'(n) * x(k) * [h(n) * h^{-1}(n)] = h(n) * x(k) * [h'(n) * h^{-1}(n)] = h(n) * x(k) * h_{inv}(m), \tag{2}$$

Из чего можно сделать два вывода:

$$y'(k) = [h(n) * x(k)] * h_{inv}(m) = y(k) * h_{inv}(m), \tag{3a}$$

$$y'(k) = h(n) * [x(k) * h_{inv}(m)] = h(n) * x'(k). \tag{3б}$$

То есть: $h_{inv}(m)$ есть ядро фильтра, трансформирующее измеренную ПХ в заданную, и его свертка с входной последовательностью $x(k)$ – это искомая корректирующая последовательность $x'(k)$.

Получение импульсной характеристики корректирующего фильтра прямыми вычислениями во временной области невозможно. Воспользуемся тем, что свертка во временном представлении есть комплексное умножение в частотном представлении, а деконволюции соответствует комплексное деление:

$$h_{inv}(m) = h'(n) * h^{-1}(n) \Leftrightarrow H_{inv}(\omega) = H'(\omega) H^{-1}(\omega) = H'(\omega) / H(\omega)$$

Последовательность действий в этом случае следующая. Задаем желаемую ПХ. Для аппроксимации перехода из опробованных функций $\sin(x)$, $x=[-\pi/2, \pi/2]$ и нарастающей половины гауссиана выбрана в качестве основной последняя, поскольку она дает более гладкую спектральную функцию $H(\omega)$. Вычисляем импульсные характеристики фильтров измеренной и заданной ПХ. Дополнив импульсные характеристики нулями до степени двойки, применяем к ним прямое быстрое преобразование Фурье (БПФ). Производим комплексное деление спектра заданной импульсной характеристики на спектр измеренной. Далее, выполняя обратное БПФ, сдвиг, нормирование и наложение весового окна (для обеспечения сходимости), получаем импульсную характеристику компенсирующего фильтра. Полученный таким образом фильтр был проверен согласно (3а) сверткой с измеренной ПХ. Исходная (измеренная) и заданная («заказанная») ПХ изображены на рис. 1 сплошными линиями; штриховыми линиями отображены смоделированная и восстановленная из исходной.

В [4] описан способ устранения выбросов на ПХ заменой одного перепада на несколько одинаковых, меньших по величине «ступенек» (однородный фильтр). Преимуществом этого метода является простота реализации. Существенный недостаток – увеличение времени нарастания при увеличении порядка фильтра или «размывание» перехода. Предложенный в настоящей работе подход при пятиточечном инверсном фильтре имеет время нарастания, сопоставимое с однородным фильтром второго порядка, и время установления, сравнимое с однородным фильтром четвертого порядка, что отвечает ожиданиям от «заказного» фильтра (рис. 2, цифрами отмечено количество «ступенек» на перепаде).

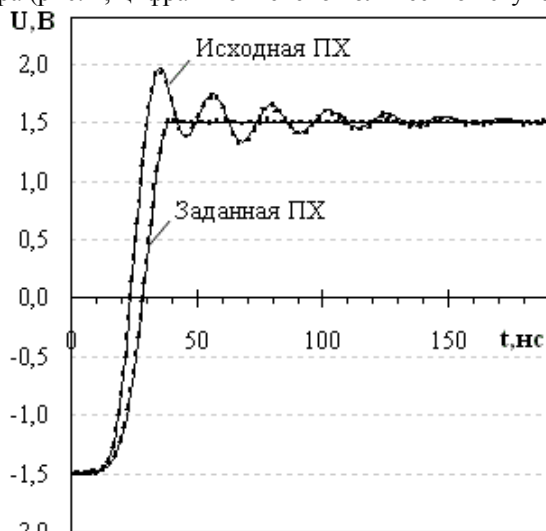


Рис. 1 Исходная, заданная и вычисленные переходные характеристики (ПХ)

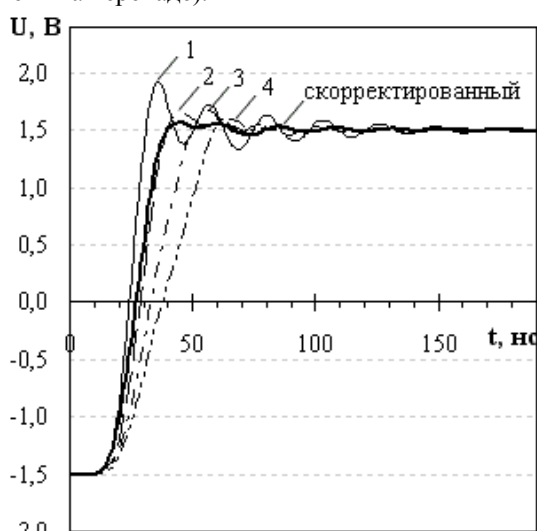


Рис. 2 ПХ тракта для вычисленного фильтра и однородного фильтра разной длины

Измерения производились с помощью цифрового запоминающего осциллографа В–221 компании AURIS, имеющим 10-разрядное АЦП, полосу пропускания 180 МГц и частоту дискретизации для повторяющихся сигналов до 20 ГГц. Результаты работы опробованы в ГСПФ В–332.

Литература

1. Smith S.W. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. Second Edition. – California Technical Publishing, 1999. – 650 p.

2. Моделирование переходной характеристики генератора сигналов произвольной формы / А.Л. Галушко, С.Н. Семенович, И.П. Стецко, В.А. Чудовский, А.А. Шандицев // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. / Бел. гос. ун-т. – Минск: Белгосуниверситет, 2003. – Вып. 6.

3. Давыдов А.В. Цифровая обработка сигналов: Тематические лекции. – Екатеринбург: УГТУ, ИГиГ, ГИИ, Фонд электронных документов, 2005.

4. www.LeCroy.com. Tutorials. Advanced Waveform Creation. P.123–126.

THE OUTPUT SIGNAL CORRECTION USING MEASURED STEP RESPONSE OF ARBITRARY WAVEFORM GENERATOR

Semenovich S., Stetsko I., Shanditsev A.

Belarusian State University
Informatics dept., 4, Nezavisimosti Avn., 220050, Minsk, Belarus,
phone: +375 (17) 209-58-81, e-mail stetsko@bsu.by

The quality of output signal of the Virtual Arbitrary Waveform Generator (AWG) still depends on hardware performance even when signal data digital synthesis is performed correctly. Hardware's parameters "imperfection" leads to signal distortion. The result of this distortion is that the real signal shape may greatly differ from user-defined signal, expected at the AWG output. The signal mismatch can be detected only with an additional measuring device such as an oscilloscope.

The personal computer is an inherent part of virtual measuring device. Due to this, using the powerful software and computing resources of PC it is possible to improve AWG functional and metrological parameters as well as to provide wide possibilities for waveform creation, editing, representation, and documentation. The following two significant improvements for AWG software and hardware are good enough to demonstrate this approach.

1. The real shape simulation of output signal using known hardware distortion and corresponding signal representation by the AWG software.

When signal is to be generated goes through the hardware of AWG, some distortion is made on each analog stage. We could try to simulate every analog stage and create the corresponding digital filter using simulation results. But this way is unreasonable because we haven't got enough reliable information. The whole hardware simulation by the set of digital filters (for each of hardware-implemented analog filters) is proposed in this article. The practical aspects of the getting filter impulse response from the measured hardware step response are considered. Described option is implemented in the AWG B-332 software.

2. The signal distortion minimization using measured hardware step response by correcting the input code sequence for digital-to-analog converter (DAC).

AWG hardware usually contains the set of switched analog filters which are optimized for different signal shapes (harmonic, pulse filters, etc.). By default an arbitrary waveform signal may contain smooth waveform regions simultaneously with short pulses, sharp edges and so on. We definitely distort the sharp regions by choosing the filter for harmonic signals and vice versa. The way of dynamic analog filter switching "on the fly", depending on the current signal shape, meets many difficulties. For example, the filter switching causes signal glitches. Further we need to calculate time moments when switched filters' responses are steady and analog filter could be changed.

This article describes the method of signal distortion minimization. It is based on input code sequence correction with an inverse digital filter. The theoretical method limitations are examined. The practical way of obtaining inverse digital filter is described. The results of code sequence correction by the moving average filter and by the inverse filter are compared. Described improvement is tested in the AWG B-332 software.