

СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ
И УПРАВЛЕНИЕ

УДК 681.52'183:[681.384.8 + 543.544.45.08]

ГЕНЕРАТОР ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

© 1995, М. В. Евтухов, Е. В. Дёгтев

Институт аналитического приборостроения РАН (Фирма "СКАН"), Санкт-Петербург

Генераторы периодических сигналов предназначены для формирования дифференциальных сигналов, имитирующих напряжения, подаваемые на входы измерительных каналов химических масс-спектрометров, жидкостных хроматографов и т.д., для формирования сигналов управления разверткой. Генератор периодических сигналов строится на основе метода восстановления в дискретном времени цепочки кодовых переменных с помощью аппроксимации второго порядка.

Генератор периодических сигналов специальной формы (в дальнейшем именуемый ГПС) входит в состав комплекса для метрологического обеспечения измерительных каналов систем автоматизации аналитических приборов. Разработка комплекса проводилась на основании распоряжения Президиума АН СССР о комплексной программе метрологического обеспечения измерительно-информационных систем, АСУТП в отраслях народного хозяйства.

Подсистема генерирования периодических сигналов предназначена для формирования непрерывно-дифференцируемых сигналов, моделирующих напряжение, поступающее на вход измерительных каналов от химических масс-спектрометров и жидкостных хроматографов.

В связи с необходимостью формирования сигналов в широком временном интервале и с большим динамическим диапазоном амплитуд при обеспечении высокой точности, подготовительные вычислительные операции необходимо производить на ЭВМ. Непосредственная выработка аналогового сигнала должна производиться в подсистеме ГПС, являющейся, таким образом, цифро-аналоговой подсистемой. Сигналы на выходах таких подсистем формируются путём восстановления кодовых T-временных последовательностей заданными функциями времени (сплайнами).

Сигнал $U(t)$ на выходе сплайн-аппроксиматора полностью определяется последовательностью значений интерполирующей функции и её производной в дискретных узловых точках $t_k = kT$, где $k \in (-\infty; +\infty)$ и целое.

Рассмотрим сигнал $V(t)$, область определения которого распространена на любое значение $f \in (-\infty; +\infty)$, а его значение U_k в моменты времени t_k совпадают со значениями $U(t)$.

Для формирования непрерывно-дифференцируемых сигналов необходимо выполнить 4 условия непрерывности на концах интервала ΔT — два условия для сигнала:

$$\begin{aligned} V(t_k) &= U_k \\ V(t_{k+1}) &= U_{k+1} \end{aligned} \quad (1)$$

и два условия для производной:

$$\begin{aligned} V'(t_k) &= U'_k \\ V'(t_{k+1}) &= U'_{k+1} \end{aligned} \quad (2)$$

Для формирования наших сигналов могут использоваться кубические сплайны вида:

$$a^3(t) = \sum_{j=0}^3 a_{kj} \left(\frac{t-t_k}{\Delta T}\right)^j, \quad t \in [t_k, t_{k+1}] \quad (3)$$

где a_{kj} коэффициент сплайна или более доступный в технической реализации кусочно-параболический сплайн:

$$a^{(2)}(t) = \begin{cases} f(t) = b_0 + b_1 \left(\frac{t-t_k}{\Delta T}\right) + b_2 \left(\frac{t-t_k}{\Delta T}\right)^2, & t \in [t_k, t_k + \frac{\Delta T}{2}] \\ f(t) = c_0 + c_1 \left(\frac{t-t_k}{\Delta T}\right) + c_2 \left(\frac{t-t_k}{\Delta T}\right)^2, & t \in [t_k + \frac{\Delta T}{2}, t_{k+1}] \end{cases} \quad (4)$$

где $b_0, b_1, b_2, c_0, c_1, c_2$ — коэффициенты сплайна.

Этот сплайн характеризуется $\frac{\Delta T}{2}$ дискретизацией и двумя условиями непрерывности на полуинтервале:

$$\begin{aligned} f_1(t_k + \frac{\Delta T}{2}) &= f_2(t_k + \frac{\Delta T}{2}) \\ f_1'(t_k + \frac{\Delta T}{2}) &= f_2'(t_k + \frac{\Delta T}{2}) \end{aligned} \quad (5)$$

Вид выбираемого сплайна определяется возможностью его технической реализации с допустимой погрешностью. Методическую составляющую погрешности при достаточной стабильности формирующих цепей можно учитывать при разработке математического описания сплайна, уточняя его по мере повышения адекватности применяемой модели сплайна для конкретных поддиапазонов тактовых частот.

Наиболее часто используются сплайны, описываемые полиномиальными функциями (3) и (4). Полиномы, как правило, степенные. Техническая реализация таких сплайнов основана на применении интеграторов. Для реализации сплайна второго порядка, согласно (4) был разработан макет блока аппроксиматора кодовых сигналов, состоящий из двух последовательно включенных интеграторов. Экспериментальные исследования двухканального блока показали возможность получения инструментальной погрешности меньше 0,5%. Большая инструментальная погрешность вызвана необходимостью периодического сброса выходного смещения интеграторов, а при разряде ёмкостей, даже при малых напряжениях заряда, возникают значительные коммутационные выбросы, подавить которые в достаточной степени не удаётся. Кроме того, не удаётся достигнуть высокой идентичности каналов, необходимых для формирования непрерывающихся во времени сигналов.

Более применимым вариантом, с точки зрения технических реализаций, являются сплайны, для формирования которых аналоговыми методами нет необходимости использовать интеграторы. Последние можно заменить аperiodическими звеньями. Рассмотрим процесс аппроксимации при использовании аperiodического звена второго порядка.

Если на вход инерционного звена второго порядка с передаточной функцией $W(0) = (1 + T_p)^{-2}$ поступает финитный сигнал $U_{вх}(t)$, представленный на рис.1, то выходной сигнал определяется выражением:

$$U_{вых}(t) = \begin{cases} U_1 * f(t); & t \in [0, \frac{\Delta T}{2}] \\ U_1 * f(t) + (U_2 - U_1) * f(t - \frac{\Delta T}{2}); & t \in [\frac{\Delta T}{2}, \Delta T] \\ U_1 * f(t) + (U_2 - U_1) * f(t - \frac{\Delta T}{2}) + (U_3 - U_2) * f(t - \Delta T); & t \in [\Delta T, \frac{3}{2} \Delta T] \\ U_1 * f(t) + (U_2 - U_1) * f(t - \frac{\Delta T}{2}) + (U_3 - U_2) * f(t - \Delta T) + (U_4 - U_3) * f(t - \frac{3}{2} \Delta T); & t \in [\frac{3}{2} \Delta T, 2 \Delta T] \\ U_1 * f(t) + (U_2 - U_1) * f(t - \frac{\Delta T}{2}) + (U_3 - U_2) * f(t - \Delta T) + (U_4 - U_3) * f(t - \frac{3}{2} \Delta T) + U_4 * f(t - 2 \Delta T); & t \in [2 \Delta T, \infty] \end{cases} \quad (6)$$

где

$$f(t - \frac{k \Delta T}{2}) = [1 - e^{-\frac{\Delta T}{T} * (\frac{t}{\Delta T} - \frac{k}{2})}] - \frac{\Delta T}{T} * (\frac{t}{\Delta T} - \frac{k}{2}) * e^{-\frac{\Delta T}{T} * (\frac{t}{\Delta T} - \frac{k}{2})}; \quad t \geq \frac{k \Delta T}{2}$$

при выполнении условия финитности:

$$U_{вых}(t) \equiv 0, \quad t \in [2 \Delta T, \infty]$$

при :

$$\begin{vmatrix} U_3 \\ U_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -3 * e^{-\frac{\Delta T}{T}} & -2 * e^{-\frac{\Delta T}{T}} \\ 2 * e^{-\frac{3 \Delta T}{2T}} & e^{-\frac{\Delta T}{T}} \end{vmatrix} * \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix} \quad (7)$$

две из 4 переменных U_3 и U_4 оказываются фиксированными. Для определения значений U_1 и U_2 необходимо рассмотреть ядро сплайна, равное 0 вместе со своей производной на концах этого сегмента, удовлетворяющее двум условиям:

$$S(t) = U_1; \quad S'(\Delta T) = \frac{V_1}{\Delta T} \quad (8)$$

Параметры ядра сплайна U_1 и V_1 определяют, соответственно, значения ядра и производной при $t = \Delta T$. Ядро сплайна может быть разложено на

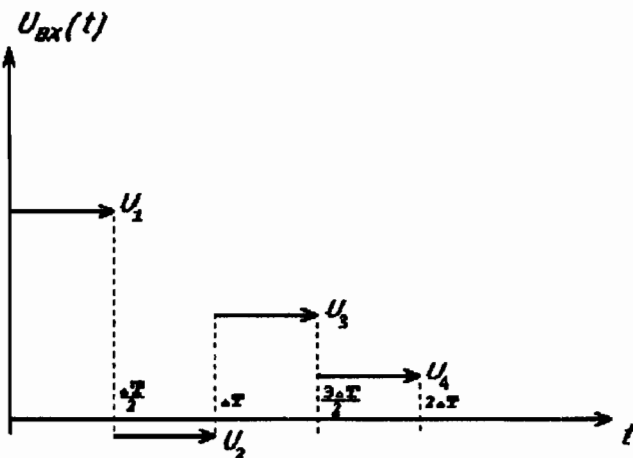


Рис.1. Входной финитный сигнал

сумму двух независимых друг от друга нормированных ядер:

$$s(t) = V_1 * F(t) + V_2 * P(t) \quad (9)$$

где: $F(t)$ - нормированное ядро функции

$$F(\Delta T) = 1; F'(\Delta T) = 0$$

$P(t)$ - нормир. ядро производной удовлетворяет двум условиям:

$$P(\Delta T) = 0; T * P'(\Delta T) = 1$$

Исходя из условия для ядра функции и ядра производной, при $t = \Delta T$, используя (6) получаем:

$$U'_{\text{вых}}(\Delta T) = 0; U_{\text{вых}}(\Delta T) = 1$$

откуда можно получить выражение, определяющее соотношение между U_1 и U_2 :

$$\begin{aligned} U_1 &= U_2 * (1 - 2 * e^{-\frac{\Delta T}{2 * T}}) \\ U_2 &= -U_1 * (1 + \frac{\Delta T}{T} * [1 - (1 + \frac{\Delta T}{2 * T}) * e^{-\frac{\Delta T}{T}}]) \end{aligned} \quad (10)$$

апериодического звена второго порядка, чтобы получить сигнал для аппроксимации пика.

Возвращаясь к (9), приведём нормирование ядра функции и ядра производной. Из условия:

$$U_{\text{max}}(\Delta T) = 1; U'_{\text{max}}(\Delta T) = 0$$

при:

$$U_1 = (1 - e^{-\frac{\Delta T}{2 * T}})^{-2} \text{ и } T = -\frac{\Delta T}{2 * \ln 2}$$

получим при формировании нормированного ядра функции уровня входного напряжения

$$U_1 = 4, U_2 = 0, U_3 = -3, U_4 = 1.$$

Тогда нормированное ядро функции определяется выражением:

$$f(t) = \begin{cases} 4 - 4 * (1 - 2 * e^{-\frac{t}{2 * T}} * \ln 2) * 2^{-\frac{2 * t}{\Delta T}} = F_1(t); & t \in [0; \frac{1}{2} * \Delta T] \\ 4 * (1 - 2 * e^{-\frac{t}{2 * T}} * \ln 2) * 2^{-\frac{2 * t}{\Delta T}} = F_2(t) & t \in [\frac{1}{2} * \Delta T; \Delta T] \\ 1 - F_1(t - \Delta T); & t \in [\Delta T; \frac{3}{2} * \Delta T] \\ 1 - F_2(t - \Delta T); & t \in [\frac{3}{2} * \Delta T; 2 * \Delta T] \end{cases} \quad (11)$$

Вид ядра представлен на рис.2.

Для аппроксимации самого узкого пика необходимо применить не менее трёх ядер сплайна, что составляет временной интервал $4\Delta T$. Соотношение между полушириной минимального пика μ_{min} и величиной T_{min} соответствует выражению:

$$\mu_{\text{min}} = \frac{1}{2} * \Delta T_{\text{min}}$$

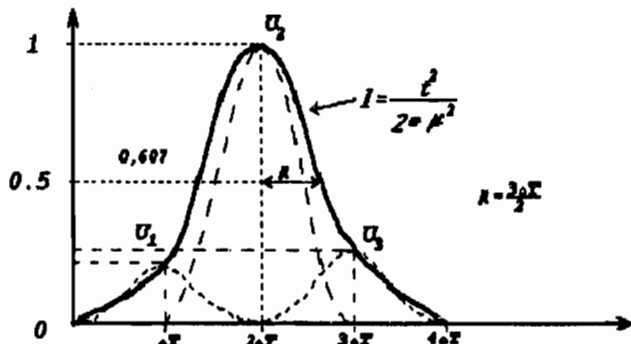


Рис.2

На основании вышеизложенного была рассмотрена возможность создания системы ГПС с минимальной шириной пика 8 мкс. ΔT_{min} было выбрано $T_{\text{min}} = 10$ мкс. Интервал дискретизации для технической реализации сплайна второго порядка должен быть в два раза меньше. Это соответствует максимальной тактовой частоте $f_t = 200$ кГц.

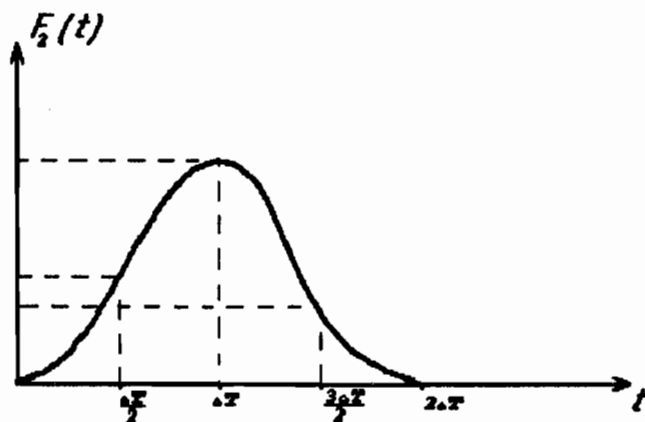


Рис.3

Для реализации одного самого узкого пика в заданном сигнале необходимо использовать 8 слов ОЗУ. Самый широкий пик в реализации сигнала в рассматриваемой системе ГПС может быть в 10 раз больше, т.е. в этом случае необходимый объем ОЗУ должен составить 80 слов. Число пиков в реализации заданного сигнала от 1 до 50. Необходимый объем ОЗУ - 3928 слов. Динамический диапазон установки ординат генерируемой функции должен составлять не менее $5 * 10^3$, поэтому разрядность ОЗУ должна составлять, с учётом знака, не менее 16 двоичных разрядов. Значения кодов ОЗУ по перестраиваемой тактовой частоте записываются в цифро-аналоговый преобразователь аппроксиматора кодовых сигналов, включающего в себя апериодическое звено второго

порядка и выходной усилитель. Для упрощения расчётов минимальное значение постоянной времени апериодического звена при определении ядер сплайна было выбрано из соотношения:

$$T_{\text{min}} = \frac{0.7 n_{\text{из}}}{2 \cdot 1 n^2}$$

Таким образом была определена структура и разработана система ГПС. Она состоит из двухпортового ОЗУ ёмкостью 4000 16-ти разрядных слов, аппроксиматора кодовых сигналов, состоящего из 16-ти разрядного ЦАП, апериодического звена второго порядка — фильтра сплайна и усилителя суммирующего.

ГПС был выполнен в виде малой системы автоматизации научных исследований на основе магистрали VME. В состав ГПС входят генератор-преобразователь и аппроксиматор кодовых последовательностей.

Генератор-преобразователь состоит из трех программируемых каналов частоты с $\max f_{\text{вых}} = 2$ МГц. Дискретность установки частоты 32 двоичных разряда. Объём ОЗУ — 2к x 16.

Аппроксиматор кодовых сигналов состоит из

16-ти разрядного ЦАП и апериодического звена с перестраиваемой постоянной времени.

В результате проведённой работы были получены следующие характеристики ГПС:

— количество пиков	до 50
— амплитуда пиков	от 1×10^{-3} до 5 v
— диапазон установки ширины пиков	от 8×10^{-6} до 200 с
— приведённая погрешность координаты генерируемого сигнала	0.5 %

В заключение хотелось бы сказать о том, что в настоящее время проводится работа по созданию ГПС в конструктиве VXI.

Литература

1. Яковлев В. В. Цифровое моделирование в статической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971, с.326
2. Отчет о научно-исследовательской работе. Разработка многоканальной АСНИ и средств статистических измерений, Л.: изд. ЛПИ, 1982
3. Мишина А.П., Проскураков И.В. Высшая алгебра, М.: Наука, 1965

PERIODIC SPECIAL-SHAPE SIGNAL GENERATOR

M.V. Evtukhov, E.V. Degtev

Periodic signals generators (PSG) are intended for need to form contiguous differential signals to simulate voltage which is applied to an input of measure channels of chemical mass spectrometers, liquid chromatographs and etc., to create management scan signals. In the base of the designed construction of PSG lies discrete time chain of code variables restoring method by spline approximator of the second order.