

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ОБРАЗЦОВЫХ СИГНАЛОВ

О.М.Доронина, Г.Н.Лавров, С.В.Хомич

Национальный университет
"Львовская политехника"
г.Львов, ул. Ст.Бандеры, 12
E-mail: oganes@alpha.mhi.iuf.net

Рассматривается задача повышения точности генераторов образцовых сигналов, работающих по принципу синтеза сигналов в цифровой форме с последующим их цифро-аналоговым преобразованием. Исследуются пути снижения погрешности и повышения стабильности генераторов за счет увеличения разрешающей способности ЦАП и введения аналого-цифровой обратной связи.

Наличие высокоточных выстродействующих цифро-аналоговых преобразователей на интегральной основе, сигнальных процессоров и персональных компьютеров приводит к целесообразности построения генераторов образцовых аналоговых сигналов на основе вычисления и задания текущих значений этих сигналов в цифровой форме с последующим их цифро-аналоговым преобразованием.

Процедура формирования сигнала $\zeta(t)$ в генераторе такого типа может быть формально описана уравнением:

$$\zeta^*(t) = R_A R_{DA} R_D \eta(t), \quad (1)$$

где: $\eta(t)$ – некоторый гипотетический сигнал, задающий истинные значения выходного сигнала $\zeta(t)$; R_{DA} , R_D , R_A – операторы соответственно цифро-аналогового преобразования и преобразований, выполняемых в цифровой и аналоговой форме.

Оператор R_D в выражении (1) предусматривает в качестве обязательных операции дискретизации во времени и квантования по уровню сигнала $\eta(t)$, формальное описание которых может быть выполнено следующим образом:

$$\{\eta(t_j)\} = \left\{ \int_T \eta(t') \delta(t' - t_j) dt' \right\}, \quad t_j \in T, \quad (2)$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция;

$$\{\eta^*(t_j)\} = \left\{ E \left[\frac{\eta(t_j)}{\Delta_k \eta} \right] \Delta_k \eta \right\}, \quad (3)$$

где $E[\cdot]$ – целая часть $[\cdot]$; $\Delta_k \eta$ – шаг квантования $\eta(t)$.

При этом сигнал на выходе цифро-аналогового преобразователя определяется из выражения:

$$\{\varepsilon^*(t_j, t)\} = \{\eta^*(t_j) \cdot [l(t_j) - l(t_{j+1})] \cdot \Delta_k \varepsilon\}, \quad (4)$$

где $\Delta_k \varepsilon$ – шаг квантования ЦАП;

$\Delta_k \varepsilon = \frac{\varepsilon_0}{2^n}$; ε_0 – опорный сигнал; n – разрядность ЦАП; $l(t)$ – единичная функция Хевисайда.

Как показывает исследование выражений (2), (3) и (4) с учётом необходимости выполнения условия:

$$\Delta_k \eta \leq (\Delta_k \varepsilon)^{-1}, \quad (5)$$

точность задания модулирующего сигнала $\{\eta^*(t_j)\}$ для опорного сигнала ЦАП, которая в первую очередь определяет точность формирования выходных сигналов рассматриваемых генераторов, зависит от величины отклонения сигнала $\eta(t)$ на протяжении шагов дискретизации от своих значений в точках дискретизации и погрешности задания этих значений в модулирующем сигнале, а следовательно, от длительности Δt шага дискретизации и величины шагов квантования $\Delta_k \eta$ и $\Delta_k \varepsilon$. Значения же Δt , $\Delta_k \eta$ и $\Delta_k \varepsilon$ ограничиваются, в конечном счёте, быстродействием и разрешающей способностью применяемого цифро-аналогового преобразователя, так как, во-первых, цифровой массив $\{\eta^*(t_j)\}$, как правило, формируется заранее и, во-вторых, с учётом свойств современных сигнальных процессоров (персональных компьютеров) разрядность формируемых ими кодов для модулирования опорного сигнала в ЦАП всегда может быть развита до значения $(n+1)$, если точность ЦАП ограничивается n двоичными разрядами.

Таким образом, точность формирования $\{\eta^*(t_j)\}$ может быть увеличена за счёт увеличения разрешающей способности и быстродействия цифро-аналогового преобразователя, которые, как правило, вступают в противоречие между собой и со стоимостью ЦАП. Это приводит к необходимости поиска компромисса, одним из вариантов которого может быть

подключение масштабирующего цифро-аналогового преобразователя, в канал опорного сигнала основного ЦАП. При этом выходной сигнал основного цифро-аналогового преобразователя задаётся массивами n -разрядных чисел $\{\eta^*(t_j)\}$ и масштабирующим коэффициентом $\eta_2/2^m$ для опорного сигнала ε_0 и определяется выражением:

$$\{\varepsilon^*(t_j, t)\} = \left\{ \eta_2^*(t_j, t) \cdot \left(\frac{\eta_2}{2^m} \right) \Delta_k \varepsilon \right\}, \quad (6)$$

где: η_2 и m – соответственно управляющий код и разрядность масштабирующего ЦАП; $\{\eta_2^*(t_j)\} =$

$$\left\{ \left[E \left[\frac{\eta(t_j)}{\Delta_k \eta} \cdot \frac{2^m}{\eta_2} \right] \cdot \Delta_k \eta \right] \cdot [l(t_j) - l(t_{j+1})] \right\}.$$

Таким образом, как показывает анализ выражения (6) с учётом значений $\{\eta_2^*(t_j)\}$, введение масштабирующего ЦАП позволяет увеличение точности либо поддержание постоянной точности точности задания модулирующего сигнала при большом диапазоне изменения его амплитуды за счёт снижения коэффициента масштабирования опорного сигнала в диапазоне $1 \div 1/2^m$. Однако тут же следует заметить, что в реальности указанный диапазон используется не полностью из-за увеличения при малых значениях опорного сигнала доли всплесков в выходном сигнале основного цифро-аналогового преобразователя, возникающих при его переключениях.

Нестабильность параметров цифро-аналоговых преобразователей и выходных каскадов генераторов наряду с изменением сопротивления нагрузки могут привести к сравнительно большой нестабильности выходных сигналов генераторов. Минимизация этой нестабильности возможна за счёт применения структурных методов, в основу которых положен принцип инвариантности [1], предусматривающий достижение полной или частичной независимости результата преобразования от дестабилизирующих факторов путём введения дополнительного канала преобразования. Один из таких методов заключается во введении канала обратной связи, базирующегося на аналого-

цифровом преобразовании выходного сигнала. При этом процесс формирования сигнала обратной связи может быть описан выражением:

$$\{\eta'_j\} = \{S_d R_{DA}^{-1H} R_A^{-1H} \zeta^*(t_j)\}, \quad (7)$$

где S_d – оператор операции усреднения, вводимой для минимизации случайных составляющих погрешности канала обратной связи (d – параметр усреднения, в данном случае – номер реализации).

При возможности определения точного соответствия сигнала обратной связи сигналу начального действия $\{\eta^*(t_j)\}$ на каждом шаге дискретизации сигнала $\eta(t)$ процесс коррекции $\{\eta^*(t_j)\}$ может выполняться по каждому шагу дискретизации в соответствии с выражением:

$$\eta_j^{**} = \eta_j^* + (\eta_j^* - \eta'_j) = 2\eta_j^* - \eta'_j. \quad (8)$$

При невозможности определения точного соответствия η'_j и η_j^* целесообразно выполнение коррекции $\{\eta^*(t_j)\}$ по его усредненному значению за определённый временной интервал T путём вычисления коэффициента K_S соотношения между $S_T\{\eta'_j\}$ и $S_T\{\eta^*_j\}$ и умножения на этот коэффициент выборки $\{\eta^*(t_j)\}$.

Очевидно, что для пренебрежения влиянием погрешности канала обратной связи на точность установки и стабильность выходного сигнала генератора, основная составляющая этой погрешности должна быть меньше погрешности основного канала. Что же касается дополнительной составляющей погрешности, то она может быть уменьшена до необходимой величины известными способами – например, за счёт коррекции коэффициента передачи и величины сдвига нуля по результатам преобразования соответственно опорного и нулевого уровней сигнала [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Мановцев А.П. Основы теории радиотелеметрии. – М.: Энергия, 1973, 592с.
2. Лавров Г.Н., Доронина О.М., Портнов М.Л., Портнов Е.М. Снижение погрешностей измерений телемеханических систем. – Энергетик – М.: НТА Энергопрогресс, 1997, №2, с.11-13.