

И. Е. Виноградов
(ФГУП “НПЦ АП им. академика Н.А. Пилюгина”)

СПОСОБЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ МАЯТНИКОВЫХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ С АНАЛОГО-ЦИФРОВЫМИ СИГМА-ДЕЛЬТА- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Рассмотрены способы цифровой фильтрации информации на выходе маятникового акселерометра с аналого-цифровым сигма-дельта-преобразователем. Исследованы фильтрующие свойства аналого-цифрового сигма-дельта-преобразователя с преобразованием частоты в код путем измерения ее периода и цифровым интегрированием информации на выходе. Показано, что использование в преобразователях данного типа непрерывное интегрирование сигнала на входе в сочетании с цифровым интегрированием со “сдвигом” информации обеспечивает наибольшее подавление высокочастотной случайной погрешности при трапецеидальной весовой функции цифрового фильтра. Определены оптимальное число “сдвигов” информации при заданном времени измерения и соответствующий коэффициент подавления шумов.

Анализ современных разработок в области аналого-цифровых преобразователей (АЦП) показывает, что наиболее часто применяемыми в маятниковых акселерометрах и имеющими высокие точностные характеристики являются АЦП с использованием принципов сигма-дельта-модуляции.

Рассматриваемые в настоящей работе сигма-дельта-преобразователи являются интегрирующими преобразователями аналоговой величины в частотно-модулированную последовательность импульсов, синхронизированную с тактовыми импульсами, осуществляющими непрерывное интегрирование и уравнивание заряда импульсами эталонного тока постоянной длительности (эталонным количеством электричества) [1, 2].

Основными причинами возникновения случайной составляющей погрешности на выходе АЦП являются помехи, поступающие на вход вместе с полезным сигналом, случайные погрешности, возникающие в АЦП, и погрешность квантования по уровню при преобразовании частоты в код.

Будем считать, что на протяжении интервала интегрирования выходной сигнал акселерометра имеет постоянное значение, а помеха представляет собой стационарный случайный процесс с нормальным законом распределения, имеющим нулевое математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение σ_n . Такие помехи возникают в результате наложения помех с произвольными законами распределения.

Принципиальной погрешностью, которая возникает при преобразовании аналоговой величины в дискретную и которую можно отнести к помехам, является ошибка квантования по уровню, или погрешность дискретизации.

Совместное действие помех и квантования по уровню определяется композицией законов распределения.

Аналоговое интегрирование обеспечивает увеличение отношения сигнал/помеха, так как статистические характеристики сигнала и помехи различны для интервала интегрирования. Для этого интервала сигнал имеет коэффициент корреляции, близкий к единице, а помеха — коэффициент корреляции, близкий к нулю.

Таким образом, при непрерывном интегрировании входного сигнала в сигма-дельта-АЦП интервал интегрирования можно выбрать достаточно большим, равным времени измерения (в отличие от случая дискретного преобразования, когда интервал интегрирования равен циклу преобразования).

Преобразование частоты выходного сигнала АЦП в код возможно двумя способами.

Первый способ основан на непосредственном преобразовании частоты путем подсчета числа периодов неизвестной частоты на фиксированном интервале, равном времени измерения.

Второй способ основан на преобразовании периода неизвестной частоты путем заполнения временного интервала импульсами эталонной частоты $f_{\text{эт}}$ и последующем вычислении частоты.

Второй способ значительно точнее первого при одинаковом времени измерения $t_{\text{изм}}$, так как погрешность квантования по уровню в первом случае составляет $\delta_1 = 1/t_{\text{изм}}F_x$, а во втором случае — $\delta_2 = 1/t_{\text{изм}}f_{\text{эт}}$, где F_x и $f_{\text{эт}}$ — преобразуемая и эталонная частоты соответственно. Поскольку $F_x \ll f_{\text{эт}}$, то $\delta_1 \gg \delta_2$.

Тем не менее, первый способ широко применяется в традиционных сигма-дельта-преобразователях, например в 24-разрядном АЦП AD7710 фирмы Analog Devices [3].

Для уменьшения погрешности дискретизации в данном АЦП используется квантование на частоте, намного превышающей максимальную частоту F_s спектра сигнала, с последующей фильтрацией с помощью цифрового фильтра с весовой функцией $(\sin x/x)^3$. Для этого компаратор синхронизируется тактовыми импульсами, следующими с частотой kF_s , преобразуя медленно изменяющийся входной сигнал в сигнал переменного тока высокой частоты. Таким образом, эффективное значение шума квантования на низких частотах пренебрежимо мало, а интегратор выступает в роли фильтра высоких частот шума квантования. При этом желательно, чтобы $kF_s = f_{\text{эт}}$, однако уменьшение пери-



Рис. 1. Весовая функция “скользящего среднего” с n членами

ода квантования снижает статическую точность преобразователя из-за увеличения влияния на нее времени включения (выключения) ключей, коммутирующих эталонный источник напряжения.

Наиболее распространенным методом обработки результатов измерения с целью уменьшения случайной погрешности является метод цифрового интегрирования, при котором используется выборка из n результатов преобразования и вычисляется среднее арифметическое значение кода. Известно, что среднеквадратическое значение погрешности при цифровом интегрировании в \sqrt{n} раз меньше среднеквадратического единичного измерения [4].

С точки зрения теории фильтрации, цифровое интегрирование представляет собой цифровой фильтр с весовой функцией “скользящего среднего” [5], приведенной на рис. 1.

В каждом цикле аналого-цифрового преобразования, равном периоду частоты выходного сигнала, возникают две погрешности: в начале и конце временного интервала — из-за несовпадения момента срабатывания компаратора с импульсами эталонной частоты.

Однако в АПЦ с сигма-дельта-модуляцией погрешность в конце временного интервала цикла преобразования благодаря синхронизации импульсов частоты выходного сигнала импульсами эталонной частоты не накапливается, а учитывается в следующем цикле преобразования в виде начального значения напряжения интегратора. Поэтому при нескольких последовательных циклах преобразования, примыкающих друг к другу, погрешности в концах временных интервалов компенсируются, кроме последней.

На рис. 2 пунктирными линиями показаны импульсы частоты выходного сигнала при непрерывном аналоговом интегрировании без синхронизации импульсов частоты выходного сигнала импульсами эталонной частоты; сплошными линиями показаны импульсы частоты синхронизации выходного сигнала.

Таким образом, преобразованным является временной интервал

$$T_{\text{реал}} = nT_x + \Delta T, \quad (1)$$

где ΔT — погрешность, определяемая помехой и квантованием по уровню и искажающая один период преобразуемой частоты.

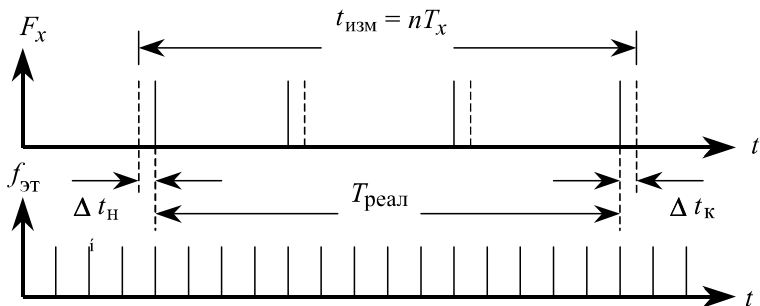


Рис. 2. Метод аналогового интегрирования:

$\Delta t_{\text{н}}$, $\Delta t_{\text{к}}$ — погрешности в начале и конце временного интервала преобразования

Относительная погрешность преобразования имеет вид

$$\delta_t = \frac{\Delta T}{nT_x}. \quad (2)$$

Таким образом, погрешность становится в n раз меньше, чем величина погрешности единичного преобразования одного периода.

Дальнейшее уменьшение погрешности из-за помехи и квантования по уровню достигается комбинированным использованием непрерывного аналогового интегрирования и метода цифровой фильтрации с тем усовершенствованием, что для уменьшения времени измерения выборки производится со сдвигом на один период преобразуемой частоты.

Время измерения равно максимальному числу n периодов неизвестной частоты, укладываемых в заданное время измерения. При этом время измерения может колебаться из-за изменения величины на входе преобразователя в пределах одного периода частоты выходного сигнала.

Пояснение к методу приведено на рис. 3.

Для полученных таким образом кодов вычисляется среднее арифметическое. Математически этот процесс можно описать следующей формулой:

$$T_{x_{\text{оср}}} = \frac{1}{mk} \left(\sum_{j=1}^k jT_{xj} + k \sum_{j=k+1}^{n-k} T_{xj} + \sum_{j=n-k+1}^n (n+j-1)T_{xj} \right), \quad (3)$$

где $T_{x_{\text{оср}}}$ — осредненный период преобразуемой частоты, k — число суммируемых выборок, n — число периодов измеряемой частоты, укладываемых во временной интервал измерения.

Легко видеть, что преобразуемым периодам придается разный вес в зависимости от их расположения относительно начала и конца измерения.

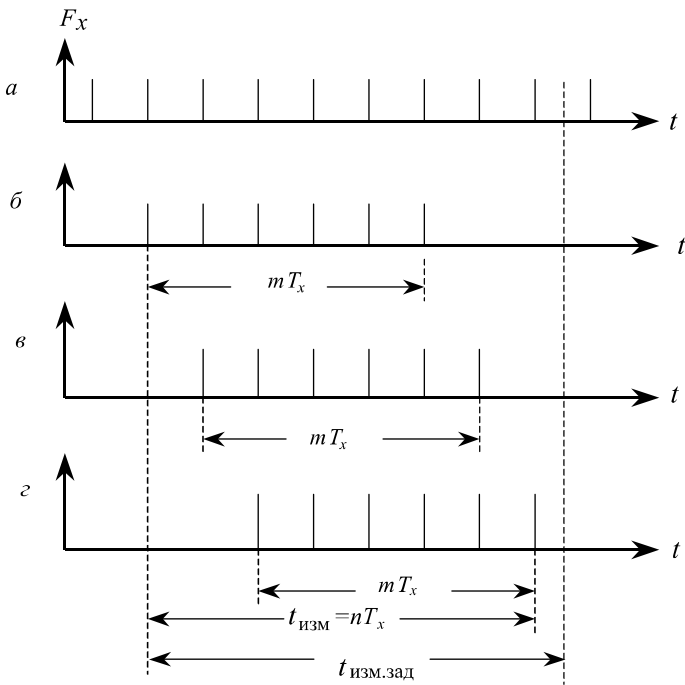


Рис. 3. Метод цифрового интегрирования со “сдвигом” информации:

a — частота выходного сигнала; *б* — первое измерение; *в* — второе измерение; *г* — третье измерение; $t_{\text{изм.зад}}$ — заданное время измерения

В данном случае цифровой фильтр имеет трапецидальную весовую функцию, представленную на рис. 4.

В предположении, что погрешности от помехи и квантования по уровню в начале и конце периода интегрирования не коррелированы, получаем осреднение в результате одновременного применения непрерывного аналогового интегрирования и цифрового интегрирования.

При этом среднеквадратическая погрешность уменьшается в $(n - k + 1) \sqrt{k}$ раз, где $k = 1, 2, 3, \dots, (n - 1) / 2$.

Поскольку число n периодов измеряемой частоты или время измерения одинаковы для всех методов осреднения, то существует оптимальное соотношение между количеством k “сдвигов” информации и числом n , так как с увеличением k возрастает эффективность цифро-

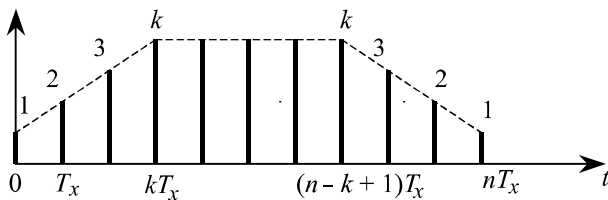


Рис. 4. Трапецидальная весовая функция фильтра

го интегрирования, но снижается эффективность непрерывного аналогового интегрирования.

Экстремум функции $(n - k + 1) \sqrt{k}$ достигается при $k = (n + 1)/3$. При $n \gg 2$ и $k \gg 1$ имеем $k = n/3$. При этом $(n - k + 1) \sqrt{k} = (2/3)n\sqrt{n/3}$.

Таким образом, при применении рассмотренного метода погрешность квантования по уровню уменьшается в $2n/3\sqrt{3}$ раз по сравнению с методом цифрового интегрирования, в $(2/3)\sqrt{n/3}$ раз по сравнению с методом непрерывного аналогового интегрирования.

Выводы. 1. Исследованы фильтрующие свойства аналого-цифрового сигма-дельта-преобразователя маятникового акселерометра с преобразованием частоты в код путем измерения ее периода и цифровым интегрированием выходной информации.

2. Показано, что используемое в преобразователях этого типа непрерывное аналоговое интегрирование входного сигнала АЦП в сочетании с цифровым интегрированием со “сдвигом” информации обеспечивает наибольшее подавление высокочастотной случайной погрешности при трапецеидальной весовой функции цифрового фильтра.

3. Определены оптимальное число “сдвигов” информации при заданном времени измерения и соответствующий коэффициент подавления шумов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Х о р о в е ц П., Х и л л У. Искусство схемотехники. Т.2. – М.:Мир, 1983.
2. Г о л у б В. С. Взгляд на сигма-дельта АЦП. – Киев: VD MAIS, 2001.
3. А н а л о г о - цифровая преобразователь Analog Devices AD7710. – <http://www.analog.com>.
4. С м и р н о в Н. В., Д у н и н - Б а р к о в с к и й И. В. Курс теории вероятностей и математической статистики. – М.: Наука, 1969.
5. В е д е н и е в цифровую фильтрацию / Под ред. Р. Богнера, А. Константиныдиса. – М.: Мир, 1976.

Статья поступила в редакцию 22.03.2004

Игорь Евгеньевич Виноградов родился в 1977 г., окончил в 2000 г. Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет). Старший научный сотрудник ФГУП “Научно-производственный центр автоматики и приборостроения имени академика Н.А. Пилюгина”. Автор четырех научных работ в области информатики и управления в технических системах.

I.Ye. Vinogradov (b. 1977) graduated from the Moscow State Institute for Radio Technology, Electronics and Automatics (Technical University) in 2000. Senior researcher of the Federal State Unitary Enterprise “Scientific and Production Center for Automatics and Device Engineering n.a. Academician N.A. Pilyugin”. Author of 4 publications in the field of informatics and control in technical systems.