

УДК 681.5

И.Г. Кирющенко

Морской гидрофизический институт НАН Украины

ул. Капитанская, 2, г. Севастополь, 99000

E-mail: oaoi@alpha.mhi.inf.net

ОПТИМИЗАЦИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ПРОВЕДЕНИИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В результате анализа внедренных автором изобретений предложен метод, позволяющий объединить точность интегрирующих АЦП с быстродействием АЦП с ЦАП в цепи обратной связи. Приводятся преимущества запатентованного в Украине АЦП, использующего этот метод, по сравнению с методом Δ - Σ -преобразования. Указана перспектива развития метода при построении цифровых измерительных систем на переменном токе.

Специфика современных требований к большинству гидрофизических измерительных устройств и приборов контроля технологических процессов заключается в том, что аппаратура должна иметь высокую точность, разрешающую способность, монотонность характеристики преобразования и технологичность изготовления.

Известны методы АЦ-преобразования, состоящие в уравнивании входного сигнала АЦП кодоуправляемым делителем опорного напряжения, отличающиеся формами представления цифрового эквивалента и алгоритмами уравнивания входного сигнала. Эти методы обладают высоким быстродействием, однако стремление повысить разрешающую способность приводит к нарушению монотонности характеристики преобразования из-за технологических особенностей ЦАП, применяемых в цепи обратной связи АЦП.

Интегрирующие методы АЦ-преобразования обладают высокой точностью и линейностью преобразования, но из-за использования лишь временной области преобразования – низким быстродействием, не позволившим использовать эти методы, например, при исследовании в турбулентности.

В последнее время получил широкое распространение один из интегрирующих методов АЦ-преобразования, основанный на уравнивании входного сигнала коммутируемым эталонным сигналом, так называемый метод дельта-сигма (Δ - Σ)-преобразования. Анализ элементной базы, в которую внедрен этот метод, показал, что относительное повышение быстродействия АЦ-преобразования в них достигнут не за счет метода, а за счет внедрения высокоинтеграционных технологий, например, цифровых программируемых элементов и быстродействующих ключей, формирующих эталонные импульсы уравнивания, в одной микросхеме. Однако про-

цесс АЦ-преобразования при этом методе также протекает лишь в одной координатной системе – времени.

Цель данной работы – предложить метод, позволяющий объединить быстродействие методов АЦ-преобразования, основанных на уравнивании входного сигнала кодоуправляемыми делителями эталонного сигнала с точностью интегрирующих методов АЦ-преобразования.

Суть метода состоит в том, что в процессе уравнивания входного сигнала АЦП $U_{вх}$ сигналом ЦАП $U_{ЦАП}$ часть диапазона используемого k -разрядного кодоуправляемого делителя подвергают широтно-импульсной модуляции таким образом, чтобы ширина приращения сигнала обратной связи АЦП изменялась во времени прямо пропорционально коду, определяемому m дополнительными разрядами, позволяющими достичь необходимой разрешающей способности, а результат сравнения входного сигнала АЦП и сигнала обратной связи на каждом шаге уравнивания интегрируют за период широтно-импульсной модуляции T_q и регистрируют в формирователе выходного кода. На рисунке 1 изображена функция преобразования ЦАП до осреднения выходного сигнала во временной и кодовой области при последовательном возрастании значений входного цифрового сигнала.

Текущий шаг квантования $\Delta U_{ЦАПi}$, выбранного кодоуправляемого делителя эталонного напряжения U_0 подвергается широтно-импульсной модуляции в любой точке диапазона, о чем свидетельствуют заштрихованные области ступенчатой кривой, изображенной на рисунке 1.

Алгоритм, по которому изменяется выходное напряжение ЦАП, отражающий предложенный метод преобразования, описывается выражением

$$U_{ЦАП} = \Delta U_{ЦАПi} \cdot \left[\frac{N_{вх}}{2^m} \right] + \Delta U_{(N_{вх}, t)}, \quad (1)$$

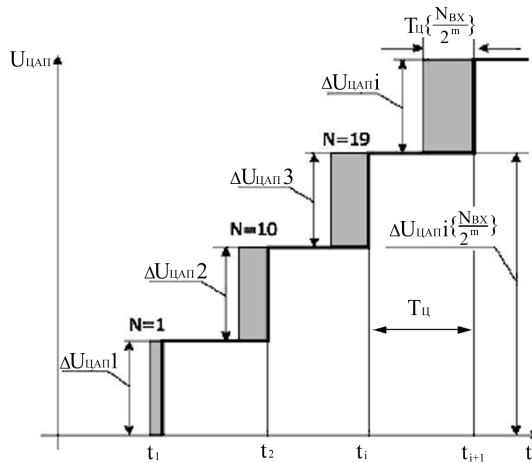


Рисунок 1 – Функция преобразования ЦАП до осреднения выходного сигнала:
 $N_{\text{вх}}$ – входной код ЦАП, $U_{\text{ЦАП}}$ – выходной сигнал ЦАП, $T_{\text{ц}}$ – период широтно-импульсной модуляции, $\Delta U_{\text{ЦАП}i}$ – текущий шаг квантования выбранного делителя

где m – дополнительное количество разрядов, обеспечивающее необходимую разрешающую способность; $N_{\text{вх}}$ – значение входного кода ЦАП; $\left[\frac{N_{\text{вх}}}{2^m} \right]$ – целая часть дроби, не превосходящая $\frac{N_{\text{вх}}}{2^m}$.

Первая составляющая выражения (1) находится в кодовой координате функции преобразования ЦАП, а вторая – в пространственно-временной и описывается выражением

$$\Delta U_{(N_{\text{вх}}, t)} \begin{cases} 0 & \text{на интервале } t_i \dots \left(t_{i+1} - T_{\text{ц}} \left\{ \frac{N_{\text{вх}}}{2^m} \right\} \right) \\ \Delta U_{\text{ЦАП}i} & \text{на интервале } \left(t_{i+1} - T_{\text{ц}} \left\{ \frac{N_{\text{вх}}}{2^m} \right\} \right) \dots t_{i+1} \end{cases}, \quad (2)$$

где $T_{\text{ц}}$ – период широтно-импульсной модуляции текущего шага квантования делителя; $\left\{ \frac{N_{\text{вх}}}{2^m} \right\}$ – остаток дроби $\frac{N_{\text{вх}}}{2^m}$.

На рисунке 2 изображена функция преобразования ЦАП после осреднения его выходного сигнала за время цикла широтно-импульсной модуляции. Эта функция описывается выражением:

$$\bar{U}_{\text{ЦАП}} = \frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \Delta U_{\text{ЦАП}i} \left[\frac{N_{\text{вх}}}{2^m} \right] dt + \frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \Delta U_{(N_{\text{вх}}, t)} dt. \quad (3)$$

Подставляя (2) в (3), получаем:

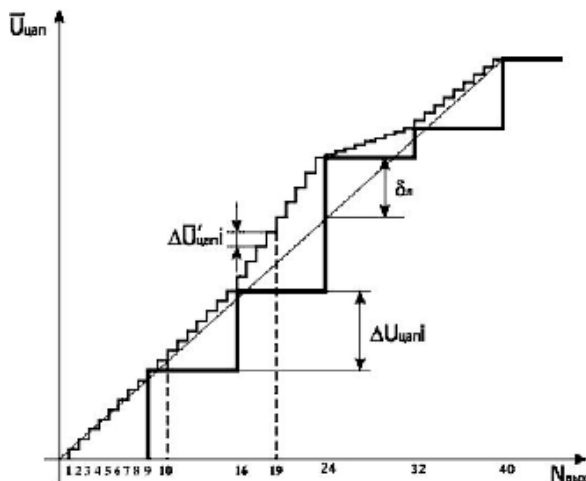


Рисунок 2 – Функция преобразования ЦАП после осреднения выходного сигнала:

$\Delta \bar{U}'_{\text{ЦАП}i}$ – вес полученного младшего разряда, δ_i – интегральная нелинейность

$$\bar{U}_{\text{ЦАП}} = \frac{\Delta U_{\text{ЦАП}i} \left[\frac{N_{\text{ex}}}{2^m} \right] T_y}{T_y} + \frac{\Delta U_{\text{ЦАП}i} \left\{ \frac{N_{\text{ex}}}{2^m} \right\} T_y}{T_y} = \frac{\Delta U_{\text{ЦАП}i}}{2^m} N_{\text{ex}} = \Delta \bar{U}'_{\text{ЦАП}i} N_{\text{ex}} \quad (4)$$

Из выражения (4) видно, что вес полученного младшего разряда изобретенного ЦАП уменьшен по сравнению с шагом квантования примененного кодоуправляемого делителя в 2^m раз, что свидетельствует об увеличении разрешающей способности.

В [1] показано, что если примененный кодоуправляемый делитель обладает дифференциальной нелинейностью $\delta_{\text{л.д.}}$, то соответствующая ей дифференциальная нелинейность полученного ЦАП уменьшается в 2^m раз, т.е. как раз на столько, чтобы идеально состыковать плавную и грубую шкалы в любой точке диапазона.

Если при этом выполнить условие

$$\frac{\delta_{\text{л.д.}}}{\Delta U_{\text{ЦАП}}} < 1, \quad (5)$$

что легко обеспечить путем неиспользования младших разрядов кодоуправляемого делителя, то дифференциальная нелинейность будет такова, что появление немонотонности вообще исключается.

Процесс уравнивания по предложенному методу можно описать следующими выражениями:

$$\Delta \bar{U} = K_u \int_{t_i}^{t_i + T_u} (U_{\text{вх}} - U_{\text{ос}}) dt, \quad (6)$$

где K_u – коэффициент передачи реального интегратора, например, $\frac{1}{RC}$.

При $\Delta \bar{U} \rightarrow 0$, получаем

$$T_u K_u U_{\text{вх}} = T_u K_u \frac{U_0}{N_{\text{max}}} N_{\text{вых}}, \quad (7)$$

где U_0 – эталонное напряжение, которое квантует кодоуправляемый делитель; N_{max} – максимальное значение выходного кода.

Разрешая (7) относительно $N_{\text{вых}}$, получим

$$N_{\text{вых}} = \frac{N_{\text{max}}}{U_0} \cdot U_{\text{вх}}. \quad (8)$$

Как видно из (8), $N_{\text{вых}}$ не зависит ни от T_u , ни от коэффициента передачи интегратора. Исключение зависимости от K_u присуще всем интегрирующим АЦП, что обеспечивает их высокую точность. Предложенный метод был апробирован в устройствах, которые защищены авторскими свидетельствами СССР [1,2] и патентом Украины [3]. Испытание запатентованного АЦП, показали, что интегрирование входного сигнала наряду с сигналом обратной связи так же, как и в интегрирующих АЦП, привело к сглаживанию всех быстрых по сравнению с временем интегрирования импульсных помех, наводок и шумов, так как эквивалентно фильтрации. А это существенно снизило вероятность сбоев в логическом устройстве, в котором заложен алгоритм уравнивания. Исключение зависимости от периода тактирования логической части устройства позволило менять темп уравнивания. Например, при алгоритме, заложенном в [3], можно исключить время на широтно-импульсную модуляцию при формировании старших разрядов и в результате дополнительно повысить быстродействие.

Предложенный метод преобразования позволяет выполнить соотношение k и m оптимальным. При $k=n$ время АЦ-преобразования минимально, но технологические возможности кодоуправляемого делителя ограничены. При $m=n$ преобразование происходит только во временной области, как в интегрирующих, например, Δ - Σ -преобразователях. Уменьшая k до уровня, определяемого условием (5) и увеличивая m до необходимой разрешающей способности, их соотношение становится оптимальным по отношению к времени преобразования. Эффективное использование ещё одной координатной системы преобразования – пространства дискретных уровней эталона при уравнивании входного сигнала АЦП, является главным достоинством предложенного метода, так как при установке $N_{\text{вых}}$ сиг-

нал с кодоуправляемого делителя передаётся на сравнивающий вход АЦП значительно быстрее, чем модулированный сигнал. И если таких уровней 2^k , то с помощью предложенного метода можно получить n -разрядный код, у которого $n = k + m$, в 2^k раз быстрее, без учета времени обнуления интегратора и переходного процесса по сравнению с известным методом Δ - Σ -преобразования.

Техническое решение [3], защищенное патентом Украины с примененным в нем методом (с учетом современных технологий), делает его более конкурентоспособным по сравнению с широко распространенными американскими Δ - Σ -АЦП, использующими только временную область развертки эталонного напряжения.

В [4] показано, что широтно-импульсную модуляцию части диапазона кодоуправляемого делителя можно применить при построении цифровых измерительных систем на переменном токе.

В принципе Δ - Σ -преобразователи также могут в процессе уравнивания использовать эталонные импульсы, кратные периоду переменного эталонного напряжения. Однако для осреднения разницы в многоразрядных АЦП требуется слишком много времени, кратного 2^n импульсам эталонного переменного напряжения. Этот момент не позволяет применить алгоритм работы АЦП на переменном токе в Δ - Σ -преобразователях, особенно при работе первичных измерительных преобразователей на низкой частоте, например, 10 кГц, как указано в работе [4].

Предложенный метод позволяет уравнивать АЦП на более низких частотах, так как временная координата используется лишь для получения дополнительных m разрядов. Например, для получения 16-разрядного кода, используя 12-разрядный кодоуправляемый делитель; на получение одного шага уравнивания требуется всего лишь 16 периодов эталонного напряжения, а не 65536, если использовать метод Δ - Σ -преобразования.

В результате испытаний АЦП, в котором заложен предлагаемый метод, установлено, что дальнейшее увеличение разрешающей способности простым увеличением числа m может привести к увеличению интегральной нелинейности δ_n , выраженной в количестве младших разрядов. Эту погрешность обычно уменьшают до требуемой точности преобразования, применив ЦАП с более линейной характеристикой, что, естественно, дорого. Применив дешевый делитель, интегральную нелинейность обычно уменьшают, увеличив степень градуировочного полинома, а это временные затраты на вычисления при работе прибора в реальном масштабе времени.

Для эффективного уменьшения интегральной нелинейности можно предложить следующий путь. Широтно-импульсной модуляции подвергать часть диапазона, определяемого максимально выбранным значением вы-

ходного сигнала используемого k -разрядного ЦАП, что позволило бы получать «грубые» дискреты совершенно одинаковой величины, равной $U_{\max}/2^m$, и при этом сохранить возможность повышать разрешающую способность простым увеличением числа m . Часть выходного диапазона ЦАП, соответствующую остальным k разрядам, получать в виде импульса постоянной длительности, несовпадающим с интервалом времени широтно-импульсной модулируемой части диапазона. Если длительность этого импульса сделать равной $T_{\text{ц}}/2^m$, то очевидно, что за время усреднения $T_{\text{ц}}$ в части выходного диапазона ЦАП, соответствующей остальным k разрядам выходного кода АЦП, наряду с амплитудой будет уменьшена не только дифференциальная нелинейность используемого k -разрядного ЦАП, но и его интегральная нелинейность в 2^m раз. Поиск временных соотношений и места расположения обоих сигналов на промежутке времени $T_{\text{ц}}$, за который происходит их усреднение, является задачей дальнейшего усовершенствования предложенного метода аналого-цифрового преобразования.

При построении цифровых измерительных систем на переменном токе, период интегрирования результата сравнения входного сигнала АЦП и сигнала обратной связи после его демодуляции должен быть строго синхронизирован с частотой переменного эталонного напряжения. Поиск способов синхронного осреднения также является задачей дальнейшего усовершенствования предложенного метода аналого-цифрового преобразования на переменном токе.

Библиографический список

1. А.с. 1642587 СССР, МКИ³ Н 03 М 1/66. Цифро-аналоговый преобразователь с усреднением выходного напряжения / И.Г. Кирюшенко, И.И. Глебов (СССР). — № 4668275/24; Заявлено 27.02.89; Оpubл. 15.04.91, Бюл. № 14. — С. 218.

2. А.с. 1837392 СССР, МКИ³ Н 03 М 1/46. Аналого-цифровой преобразователь / И.Г. Кирюшенко, И.И. Глебов (СССР). — № 4821000/24; Заявлено 03.05.90; Оpubл. 30.08.93, Бюл. № 32. — С. 120.

3. Пат. № 50868 Україна, МКИ³ Н 03 М 1/46. Аналого-цифровий перетворювач / І.Г. Кірюшенко (Україна). — № 2000095216; Заявлено 11.09.2000; Оpubл. 15.11.2002, Бюл. № 11, Приоритет 11.09.2000. — С. 3.131.

4. Кирюшенко И.Г. Способ повышения точности многошкальных цифро-аналоговых преобразователей / И.Г. Кирюшенко // Системы контроля окружающей среды: Сб. науч. тр. МГИ НАН Украины. — Севастополь, 2000. — С. 172–178.

Поступила в редакцию 28.11.2003 г.