

И.Г.Кирющенко

*Морской гидрофизический институт НАН Украины, г.Севастополь***МЕТОД ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ**

Предложен метод уменьшения не только дифференциальной нелинейности цифро-аналогового преобразования, но и интегральной с одновременным увеличением разрешающей способности. Указана перспектива развития метода при построении цифровых измерительных устройств на переменном токе.

Среди проблем, стоящих перед океанологами, одной из основных является повышение эффективности исследований с помощью океанографических измерительных комплексов. Ввиду того, что оперативное получение полезной информации в них извлекается в процессе обработки принимаемых сигналов, путь решения указанной проблемы заключается в дальнейшем совершенствовании методов обработки сигналов. Например, повышение чувствительности при помощи широтно-импульсной модуляции «текущего кванта» в цепи обратной связи АЦП канала сульфидов до  $10^{-3}$  от всего диапазона измерения (вместо  $1,5 \cdot 10^{-2}$  в ранее существовавшем индикаторном канале) позволило в 33-ем рейсе НИС «Проф. Колесников» обнаружить аномальное распределение сероводорода по глубине по сравнению с ранее известным [1].

Следуя основным требованиям к гидрофизической аппаратуре согласно оценке точности измерений гидрологических элементов [2], одним из важнейших параметров преобразования является степень нелинейности функции преобразования.

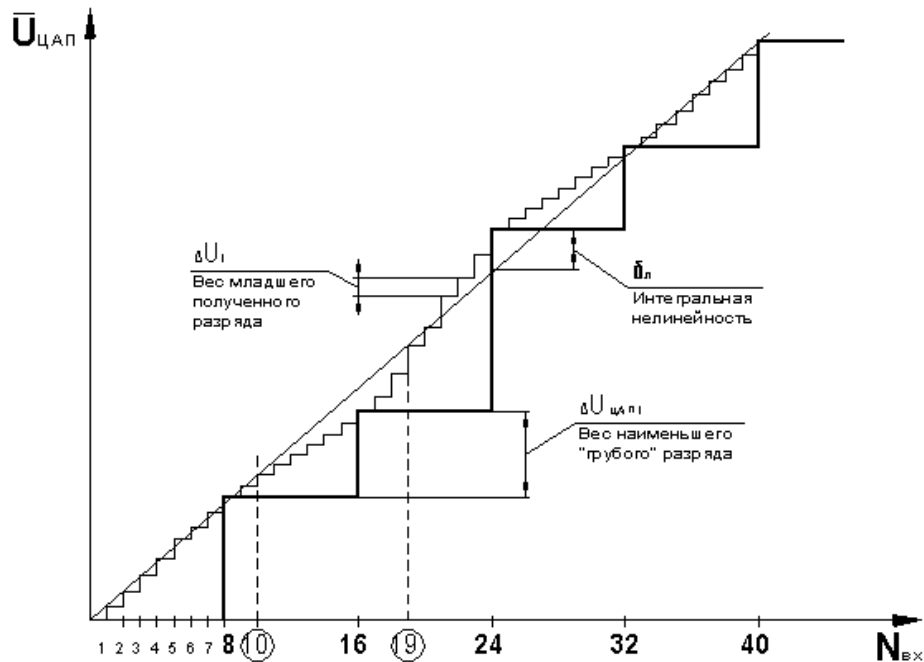
Интегральная нелинейность приводит к увеличению степени градуировочного полинома, что снижает быстродействие преобразования и, в результате, увеличивает динамические составляющие погрешности измерителя в режиме реального масштаба времени.

Дифференциальная погрешность приводит к уменьшению монотонности функции преобразования, что может привести к потере информации.

Последнему достижению в области уменьшения нелинейности цифро-аналогового преобразования (ЦАП) до уровня исключения немонотонности посвящена [3], где изложен метод модуляции «текущего кванта» применяемого ЦАП, а реализация этого метода в цепи обратной связи АЦП позволила получить дополнительный эффект – увеличение быстродействия преобразования сигнала в цифровой код [4].

В [3] показано, что, не смотря на исключение немонотонности характеристики за счет исключения погрешности от нестыковки «грубого» и «плавного» диапазонов, остается неизменной интегральная нелинейность, обусловленная неодинаковостью «грубых» дискретов, соответствующих старшим  $k$  разрядам используемого ЦАП. Этот момент проиллюстрирован на рис.1, где изображена ступенчатая кривая, соответствующая характеристике преобразования ЦАП при использовании указанного метода. Кроме того, анализ метода преобразования, изложенного в [3], показал, что макси-

© И.Г.Кирющенко, 2005



Р и с . 1 . Функция преобразования ЦАП при использовании метода модуляции «текущего кванта».

мальное число, которое можно преобразовать в аналоговый сигнал, равно:

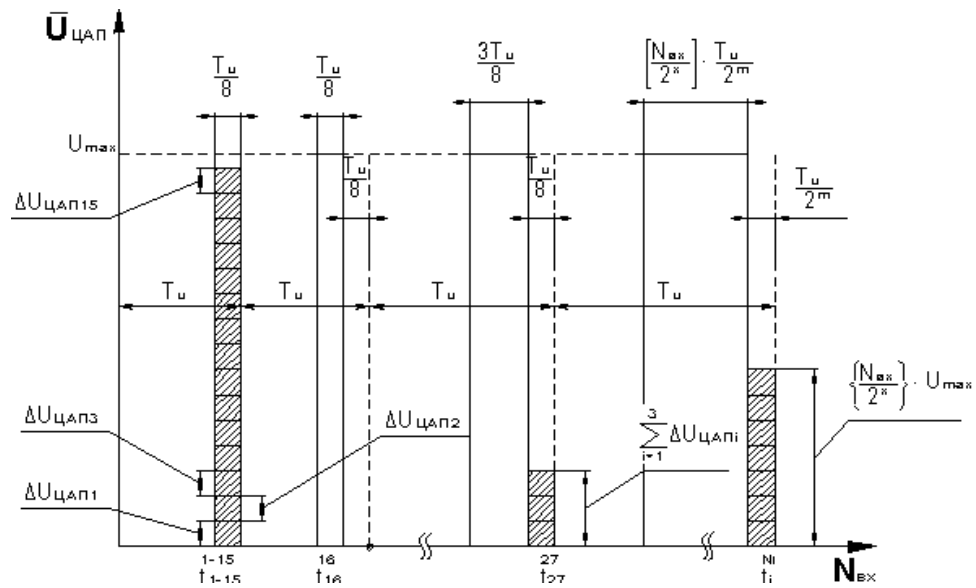
$$N_{\max} = (2^n - 1) - (2^m - 1) = 2^n - 2^m, \quad (1)$$

где  $n$  – количество разрядов ЦАП, построенного по выше указанному методу;  $m$  – количество младших разрядов, полученных в процессе широтно-импульсной модуляции «грубого» дискрета, соответствующего младшему кванту используемого  $k$ -разрядного ЦАП.

Это объясняется тем, что при использовании метода ЦАП, изложенного в [3], при числе из  $k$  разрядов, равного максимуму, и числе из  $m$  разрядов, равного нулю, дальнейшее возрастание кода исключено, т.к. шаги квантования используемого ЦАП закончились, и подвергать широтно-импульсной модуляции больше нечего. Причем, чем больше стремление увеличить такой важный параметр, как разрешающую способность преобразования, тем больше потеря входного диапазона.

Цель данной работы – предложить метод, позволяющий наряду с исключением немонотонности характеристики преобразования уменьшить и интегральную нелинейность.

Суть метода состоит в том, что широтно-импульсной модуляции подвергают часть диапазона, определяемого максимально выбранным значением выходного сигнала используемого  $k$ -разрядного ЦАП. Причем ширину импульса, амплитуда которого определяется максимальным значением этого сигнала, изменяют во времени пропорционально коду, определяемому  $m$  дополнительными разрядами, позволяющему достичь необходимой разрешающей способности. Ввиду того, что модуляции подвергают максимальное значение выходного сигнала, дополнительные  $m$  разрядов являются



Р и с . 2 . Функция преобразования ЦАП до усреднения выходного сигнала.

старшими разрядами  $n$ -разрядного входного кода по сравнению с  $m$  разрядами, выполненными по методу, опубликованному ранее. Полученный в процессе широтно-импульсной модуляции импульс располагают в границах периода усреднения выходного сигнала  $T_u$  в интервале времени, равном  $T_u(1 - 2^{-m})$ , а часть выходного сигнала используемого ЦАП, соответствующую  $k$  остальным разрядам входного кода, получают кратковременно в виде импульса постоянной длительности, равной  $T_u \cdot 2^{-m}$ , и располагают на свободном интервале времени в границах периода усреднения  $T_u$ .

Поясним предложенный метод цифро-аналогового преобразования, используя рис.2, на которой приведена функция преобразования ЦАП до усреднения выходного сигнала, у которой координаты времени и входного кода совмещены по оси абсцисс.

Пусть количество дополнительных разрядов  $m = 3$ , количество разрядов  $k = 4$  и число  $N$ , определяемое входным  $n$ -разрядным кодом, равно от 1 до 15, тогда амплитуда импульса выходного сигнала ЦАП на промежутке времени, равном  $T_u/8$ , будет равна текущему шагу квантования используемого ЦАП, умноженному на число, равное соответственно от 1 до 15.

Пусть число  $N$ , определяемое входным кодом, равно 16, тогда амплитуда импульса выходного сигнала ЦАП будет равна  $U_{max}$  на промежутке времени равном  $T_u/8$ , но не совпадающим во времени с выходным сигналом, определяемым  $k$  разрядами используемого ЦАП, длительность которого в этом случае тоже равна  $T_u/8$ .

Пусть число  $N$ , определяемое входным кодом, равно 27, тогда амплитуда импульса выходного сигнала ЦАП, равная  $U_{max}$ , займет промежуток времени  $3T_u/8$ ; амплитуда импульса выходного сигнала ЦАП, определяемая  $k$  разрядами на интервале времени  $T_u/8$  за период осреднения  $T_u$ , будет  $3\Delta U_{цип i}$ .

Из рис.2 видно, что при дальнейшем изменении входного кода среднее значение сигнала на выходе используемого ЦАП за время  $T_u$ , определяемое

циклом формирования одного значения, в любой точке диапазона для идеального делителя может быть определено из следующего выражения:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{цан}} &= \frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} U_{\text{цан}} \partial t = \frac{1}{T_{\text{ц}}} \left( \left[ \frac{N_{\text{ex}}}{2^k} \right] \cdot \frac{T_{\text{ц}}}{2^m} \cdot U_{\text{max}} + \left\{ \frac{N_{\text{ex}}}{2^k} \right\} \cdot U_{\text{max}} \cdot \frac{T_{\text{ц}}}{2^m} \right) = \\ &= \frac{U_{\text{max}}}{2^{m+k}} \cdot N_{\text{ex}} = \Delta U' N_{\text{ex}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\left[ \frac{N_{\text{ex}}}{2^k} \right]$  – целая часть дроби, не превосходящая  $\frac{N_{\text{ex}}}{2^k}$ ;  $\left\{ \frac{N_{\text{ex}}}{2^k} \right\}$  – ее остаток.

Если теперь учесть, что вес одного младшего разряда ЦАП с усреднением выходного сигнала  $\Delta U'$  равен  $U_{\text{max}}/2^n$ , то можно сделать вывод, что предложенный способ ЦАП сохраняет основное достоинство прототипа: повышать разрешающую способность простым увеличением дополнительных разрядов  $m$ .

Пусть дифференциальная нелинейность реального используемого ЦАП равна  $\delta'_{\text{л.д.}}$ , тогда, согласно выражению (2), реальный шаг квантования в любой точке диапазона преобразования может быть определен так:

$$\Delta U = \frac{\Delta U_{\text{цан}} + \delta'_{\text{л.д.}}}{2^m} = \Delta U' + \delta_{\text{л.д.}} \quad (3)$$

где  $\Delta U_{\text{цан}}$  – номинальное значение шага квантования используемого  $k$  разрядного ЦАП, равное  $U_{\text{max}}/2^k$ ;  $\delta_{\text{л.д.}} = \delta'_{\text{л.д.}}/2^m$  – полученная дифференциальная нелинейность, а это свидетельствует об уменьшении дифференциальной нелинейности, вызванной неодинаковостью реальных шагов квантования используемого ЦАП, в отличие от иллюстрированного на рис.1, где эта неодинаковость приводит к изломам характеристики преобразования, приводящие к отклонениям от номинальной до нескольких младших квантов, что, в свою очередь, добавляет проблем при аппроксимации характеристики преобразования с изломами.

Докажем уменьшение интегральной нелинейности при использовании предложенного метода ЦАП.

Пусть наибольшая интегральная нелинейность в используемом ЦАП имеет место при  $N_{\text{ex}} = N'_{\text{ex}}$ , тогда ее величина  $\delta'_l$  при значении  $N'_{\text{ex}}$  будет присутствовать в выражении в виде:

$$U'_{\text{цан}} = U_{\text{цан}} + \delta'_l \quad (4)$$

После применения предложенного метода выражение для выходного сигнала можно записать так:

$$\bar{U}_{\text{цан}} = \frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} U'_{\text{цан}} \partial t = \frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} U_{\text{цан}} \partial t + \frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \delta'_l \partial t \quad (5)$$

Первый интеграл из суммы (5) уже вычисляли в (2), только в последнем случае  $N_{\text{ex}} = N'_{\text{ex}}$ . Второй же интеграл суммы (5) вычислим, используя

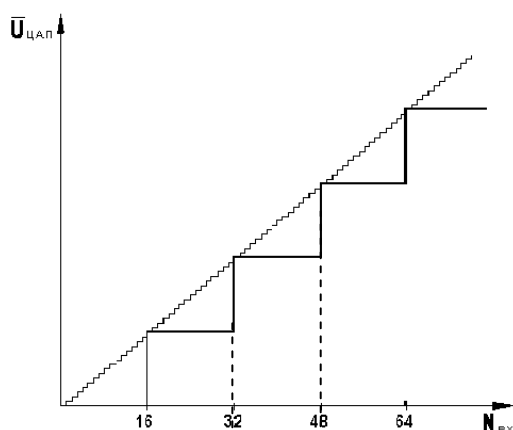
свойство определенного интеграла, разбив его на три интеграла (см. рис 2).

$$\begin{aligned} \delta_{\Delta} = & \frac{1}{T_{\Delta}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \delta'_{\Delta} \partial t = \frac{1}{T_{\Delta}} \int_{t_i}^{t_{i+1} - \left( \frac{T_{\Delta}}{2^m} + \left[ \frac{N'_{\text{вх}}}{2^k} \right] \cdot \frac{T_{\Delta}}{2^m} \right)} \delta'_{\Delta} \partial t + \\ & + \frac{1}{T_{\Delta}} \int_{t_{i+1} - \left( \frac{T_{\Delta}}{2^m} + \left[ \frac{N'_{\text{вх}}}{2^k} \right] \cdot \frac{T_{\Delta}}{2^m} \right)}^{t_{i+1} - \frac{T_{\Delta}}{2^m}} \delta'_{\Delta} \partial t + \frac{1}{T_{\Delta}} \int_{t_{i+1} - \frac{T_{\Delta}}{2^m}}^{t_{i+1}} \delta'_{\Delta} \partial t \end{aligned} \quad (6)$$

Т.к. площадь фигуры на интервале времени от  $t_i$  до  $t_{i+1} - \left( \frac{T_{\Delta}}{2^m} + \left[ \frac{N'_{\text{вх}}}{2^k} \right] \cdot \frac{T_{\Delta}}{2^m} \right)$  равна 0, то и первый интеграл суммы (6) равен 0.

На интервале времени  $t_{i+1} - \left( \frac{T_{\Delta}}{2^m} + \left[ \frac{N'_{\text{вх}}}{2^k} \right] \cdot \frac{T_{\Delta}}{2^m} \right)$  до  $t_{i+1} - \frac{T_{\Delta}}{2^m}$  площадь

фигуры не равна нулю, однако на этом промежутке времени происходит процесс получения крупных дискретов. В этом случае в процессе широтно-импульсной модуляции вырабатываются точные порции энергии, которые усредняются, а разницу между крупными дискретами, определяемыми  $m$  дополнительными разрядами ЦАП с усреднением выходного сигнала, будет равна нулю во всем диапазоне изменения  $N_{\text{вх}}$ . Если теперь между вершинами этих дискретов провести линию, то увидим, что эта прямая, отклонений от которой нет, а значит и интегральная нелинейность, как отклонение характеристики преобразования от идеальной прямой, равна нулю. Т.о. и второй интеграл суммы (6) равен нулю. Вышесказанное проиллюстрировано на рис.3, где изображена характеристика преобразования. Здесь толстой линией показаны «грубые» дискреты, соответствующие дополнительным  $m$  разрядам, а тонкой линией – «плавные» дискреты, соответствующие используемому  $k$  разрядам ЦАП при изменении входного кода от 0 до какого-то промежуточного значения.



Р и с . 3 . Функция преобразования ЦАП с использованием предложенного метода (тонкая линия).

«плавные» дискреты, соответствующие используемому  $k$  разрядам ЦАП при изменении входного кода от 0 до какого-то промежуточного значения.

Интегральная нелинейность, присущая используемому ЦАП,  $\delta'_{\Delta}$  начинает проявляться там, где изменение выходного сигнала обуславливается изменением кода из  $k$  младших разрядов, т.е. на промежутке времени от  $t_{i+1} - \frac{T_{\Delta}}{2^m}$

до  $t_{i+1}$ . Вот теперь интегральную нелинейность  $\delta_{\Delta}$  можно вычислить, используя последнее выражение суммы (6), подставив пределы определенного интеграла:

$$\delta_{\lambda} = \frac{1}{T_{\psi}} \int \delta'_{\lambda} \partial t = \frac{\delta'_{\lambda}}{T_{\psi}} \cdot t_{i+1} - \left( \frac{\delta'_{\lambda}}{T_{\psi}} \cdot t_{i+1} - \frac{\delta'_{\lambda}}{T_{\lambda}} \cdot \frac{T_{\psi}}{2^m} \right) = \frac{\delta'_{\lambda}}{2^m} \quad (7)$$

Полученное выражение свидетельствует о том, что предложенный метод ЦАП уменьшает интегральную нелинейность, обусловленную неравномерностью дискретов используемого ЦАП в  $2^m$  раз по сравнению с [3].

Ввиду того, что предложенный метод ЦАП всегда предоставляет текущий «грубый» дискрет для квантования во всем диапазоне преобразования входного кода, максимальное входное число, которое можно преобразовать в аналоговый сигнал, равно:

$$N_{\max} = 2^n - 1 \quad (8)$$

Таким образом, предлагаемый метод цифро-аналогового преобразования позволяет использовать весь диапазон чисел, определяемых входным кодом.

Описанный в работе метод позволил полностью решить поставленную задачу – уменьшить так же, как и дифференциальную нелинейность, интегральную нелинейность характеристики преобразования в  $2^m$  раз, сохраняя возможность повышать разрешающую способность простым увеличением дополнительных разрядов  $m$ , что позволяет применить его для построения прецизионных цифровых измерительных систем в океанографических исследованиях.

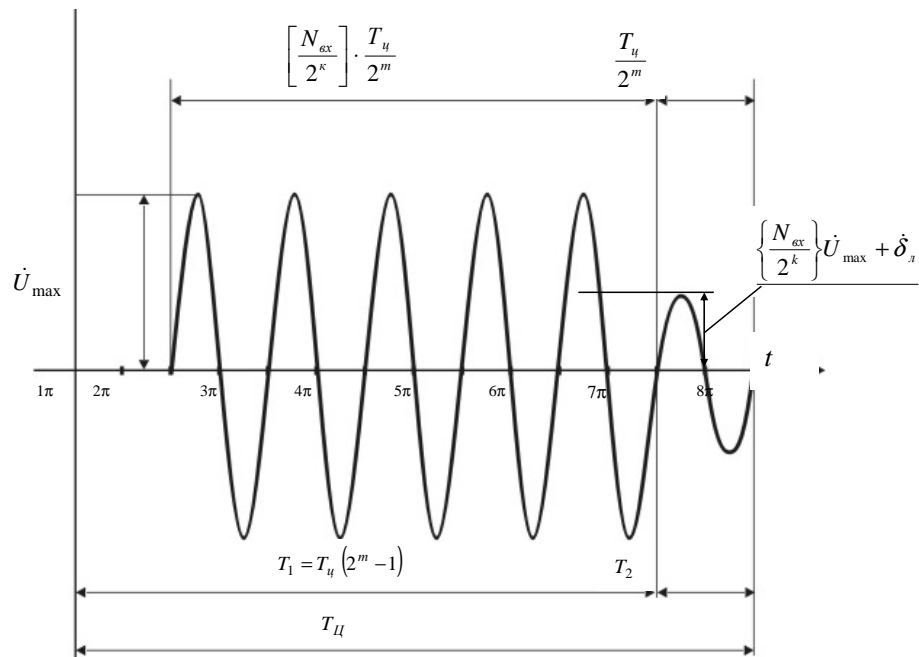
Кроме того, использование временной области, подвергая временно-импульсной модуляции максимальное значение выходного сигнала используемого ЦАП, делает метод близким к широко распространенному  $\Delta$ - $\sigma$  преобразованию, но с существенным отличием – во временной области получают лишь  $2^m$  квантов, остальные  $2^K$  в координате преобразуемого сигнала, что быстрее, чем при использовании временной области для получения всех  $2^n - 1$  квантов.

Так же, как и в [3] можно показать, что предложенный метод можно использовать и при построении измерительных цифровых устройств, в которых ЦАП работает на переменном токе.

Пусть на интервале усреднения  $T_{\psi}$  укладывается  $2^m$  периодов  $T$  синусоидального напряжения питающего ЦАП, т.е.  $T = T_{\psi} / 2^m$ . На рис.4 для случая  $m = 3$  проиллюстрирована форма выходного сигнала используемого ЦАП при питании его переменным током. Из рисунка видно, что модуляция переменного сигнала происходит в двух временных областях. На участке  $T_1 = T_{\psi} (2^m - 1)$   $\dot{U}_{\text{ЦАП}} = \dot{U}_{\max}$ , а ширина импульса определяется значением

$\left[ \frac{N_{\text{ex}}}{2^k} \right] \cdot \frac{T_{\psi}}{2^m}$ . На участке  $T = T_{\psi} / 2^m$  амплитуда выходного сигнала ЦАП оп-

ределяется остатком дроби  $\frac{N_{\text{ex}}}{2^k}$  и равна  $\left\{ \frac{N_{\text{ex}}}{2^k} \right\} \dot{U}_{\max} + \delta'_n$ . Далее выходной сигнал ЦАП формируют в соответствии с выражением (2).



Р и с . 4 . Работа ЦАП на переменном токе.

Появление современных коммутационных средств, например, таких как в тех же  $\Delta$ - $\sigma$ -преобразователях, в которых модулируют эталонный сигнал с частотами более единиц и десятков мегагерц, открывают перспективы применения предложенного метода.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Забурдаев В.И., Бузанов Б.В., Кирющенко И.Г., Иванов А.Ф., Клидзио А.Н., Нечесин Е.Г., Присекин В.А.* К вопросу методики выполнения высокоточных измерений гидрологических и гидрохимических элементов морской воды СТД-зондом ИСТОК-7 // Морское и экологическое приборостроение. Междунар. научно-техн. семинар.– Севастополь: МГИ НАНУ, 1995.– С.57-59.
2. *Забурдаев В.И.* Оценка точности измерений гидрологических элементов и точности навигации при исследовании установившейся циркуляции на основе геострофического соотношения // Системы контроля окружающей среды.– Севастополь: ЭКОСИ-Гидрофизика, 1998.– С.49-55.
3. *Кирющенко И.Г.* Способ повышения точности многошкальных цифро-аналоговых преобразователей // Системы контроля окружающей среды.– Севастополь: ЭКОСИ-Гидрофизика, 2001.– С.172-178.
4. *Кирющенко И.Г.* Аналого-цифровой перетворювач. Патент України № 50868. Опубл 15.02.2002 г. Бюл. № 11.

Материал поступил в редакцию 22.02.2005 г.