

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ МНОГОШКАЛЬНЫХ ЦИФРО - АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

И.Г.Кирющенко

Морской гидрофизический институт
НАН Украины

г. Севастополь, ул. Капитанская, 2

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

Согласно оценке точности измерений гидрологических элементов [1], к гидрофизической аппаратуре предъявляется ряд основных требований, к которым относятся высокая точность, разрешающая способность, монотонность характеристики преобразования и технологичность изготовления.

В настоящее время уже созданы зондирующие СТД-комплексы, которые практически удовлетворяют выше отмеченным требованиям в диапазоне глубин до 4000 м. В первую очередь необходимо отметить зондирующие комплексы Mark III [2], Mark V [3], Исток-7 [4], SBE - 911 plus [5], однако используемые в их схемах 16-ти и более разрядные цифровые преобразователи требуют при их индивидуальном производстве существенных материальных затрат, ручного труда, высокопрофессиональной настройки и эксплуатации. В главной мере это касается создания основных функциональных узлов - цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) как на постоянном, так и на переменном токе.

В приборах Mark III, Mark V используются только индуктивные (трансформаторные) управляемые делители напряжения во всех разря-

дах ЦАП, в Исток-7 - комбинированный ЦАП, суть комбинации которого состоит в следующем.

Младшие разряды ЦАП выполнены на промышленной интегральной 12-разрядной микросхеме 572 ПА2А, у которой использованы 11 старших разрядов, а пять старших разрядов ЦАП - на трансформаторном делителе. Комбинированный ЦАП оказался несколько менее трудоемким при изготовлении, однако возникла проблема, присущая именно комбинированным типам ЦАП - "стыковка шкал" части ЦАП на индуктивных делителях со шкалой ЦАП, выполненной на основе интегрального узла. Несогласованность шкал при настройке или появление несогласованности из-за температурных и временных изменений элементов, используемых для согласования шкал, приводит к появлению дифференциальной нелинейности характеристики комбинированного ЦАП и к возможным автоколебаниям в цифровой следящей системе, на основе которой созданы измерительные каналы зонда ИСТОК-7.

Цель данной работы - показать иной способ повышения точности цифро-аналогового преобразователя, применение которого позволяет на базе интегрального промышленного ЦАП уменьшить дифференциальную нелинейность, достичь необходимую разрешающую способность и исключить при этом проблему "стыковки шкал".

Суть способа состоит в широтно-импульсной модуляции наименьшей части диапазона $\Delta U_{ЦАП}$, определяемой текущим шагом квантования исходного (интегрального) ЦАП с к-

используемыми разрядами. Изменение длительности импульса с амплитудой текущего шага квантования $\Delta U_{ЦАП}$ производится на фоне выходного сигнала интегрального ЦАП, определяемого его k разрядами, прямо пропорционально числу из m дополнительных младших разрядов. Соблюдение этой пропорциональности позволяет достичь необходимой разрешающей способности простым наращиванием дополнительных разрядов по всему диапазону изменения выходного сигнала. Сигнал с выхода ЦАП, соответствующий входному n -разрядному коду, формируют с помощью усреднения за время $T_{ц}$, кратное интервалу времени, в пределах которого производят широтно-импульсную модуляцию текущего шага квантования.

Из предложенного способа видно, что количество разрядов ЦАП n , проектируемого по предложенному способу равно $k + m$. Это свидетельствует о том, что и в данном случае имеет место стыковка диапазонов, обусловленных старшими k и младшими m разрядами.

Проиллюстрируем способ на конкретном примере формирования одного значения выходного сигнала ЦАП в различных точках диапазона [6].

На рис. 1 изображена ступеньчатая кривая, отображающая функцию преобразования ЦАП с широтно-импульсной модуляцией текущего шага квантования $\Delta U_{ЦАП}$ по предложенному способу до осреднения выходного сигнала, координаты которой во временной и кодовой области совмещены по оси абсцисс.

Текущий шаг квантования $\Delta U_{ЦАП}$, на базе которого строят плавную шкалу диапазона преобразования ЦАП, получают следующим образом.

При любом значении N_{ax} , т.е. в любой точке диапазона преобразования,

к целому числу $\left[\frac{N_{ax}}{2^m} \right]$, определяемому k используемыми разрядами ЦАП, добавляют единицу, иницируя тем самым на выходе ЦАП сигнал, увеличенный по амплитуде

ровно на величину текущего шага квантования $\Delta U_{ЦАП}$. Добавленную единицу на входе ЦАП устанавливают на промежуток времени пропорциональный остатку, равному

$\left\{ \frac{N_{ax}}{2^m} \right\}$. На рис. 1 этот момент изображен в виде заштрихованной области - изменяемого импульса амплитудой $\Delta U_{ЦАП}$ на фоне сигнала, определяемого целым числом $\left[\frac{N_{ax}}{2^m} \right]$,

при $N_{ax} = 1$, $N_{ax} = 10$ и $N_{ax} = 19$.

Необходимо отметить, что в зависимости от реализации этот импульс может быть размещен в любом интервале времени в рамках периода осреднения выходного сигнала $T_{ц}$.

Из рис. 1 видно, что при изменении входного кода среднее значение сигнала на выходе используемого ЦАП за время $T_{ц}$, определяемое циклом формирования одного значения, в любой точке диапазона для идеального делителя может быть определено из следующего выражения:

Из рис. 1 видно, что при изменении входного кода среднее значение сигнала на выходе используемого ЦАП за время $T_{ц}$, определяемое циклом формирования одного значения, в любой точке диапазона для идеального делителя может быть определено из следующего выражения:

Из рис. 1 видно, что при изменении входного кода среднее значение сигнала на выходе используемого ЦАП за время $T_{ц}$, определяемое циклом формирования одного значения, в любой точке диапазона для идеального делителя может быть определено из следующего выражения:

$$U_{цан} = \frac{1}{T_{ц}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} U_{цан} dt = T_{ц} \cdot \Delta U_{цан} \left[\frac{N_{ax}}{2^m} \right] + \Delta U_{цан} \cdot T_{ц} \left\{ \frac{N_{ax}}{2^m} \right\} = \frac{\Delta U_{цан}}{2^m} N_{ax} \quad (1)$$

где $\left[\frac{N_{ax}}{2^m} \right]$ - целая часть дроби, не превосходящая $\frac{N_{ax}}{2^m}$;

$$\left\{ \frac{N_{ax}}{2^m} \right\} - \text{остаток дроби } \frac{N_{ax}}{2^m}.$$

Если теперь учесть, что вес одного младшего используемого разряда интегрального ЦАП пропорционален 2^m младшим разрядам преобразуемого кода, то можно записать:

$$U_{цан} = \Delta U' \cdot N_{ax} \quad (2)$$

где $\Delta U' = \Delta U_{цан} / 2^m$ и есть вес младшего разряда, полученного после применения предложенного способа повышения точности цифроаналогового преобразователя, что свидетельствует о достижении необходимой разрешающей способности.

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

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

где $\delta_{н.д.} = \delta'_{н.д.} / 2^m$ - полученная дифференциальная нелинейность, а это свидетельствует об уменьшении дифференциальной нелинейности после применения предложенного способа повышения точности.

Если при этом выполнить условие $\frac{\delta'_{н.д.}}{\Delta U_{цан}} \leq 1$, что легко обеспечить пу-

тем неиспользования младших разрядов интегрального ЦАП, то дифференциальная нелинейность будет такова, что появление немонотонности вообще исключается.

Если теперь учесть, что реальный шаг квантования с любой имеющейся дифференциальной нелинейностью в любой точке диапазона преобразования всегда будет разбит на 2^m одинаковых частей, то появление погрешности от нестыковки "грубого" и "плавного" диапазонов в предложенном способе повышения точности исключено.

Этот момент проиллюстрирован на рис. 2, где изображена ступенчатая кривая соответствующая характеристике преобразования ЦАП после осреднения выходного сигнала за время $T_{ц}$. На рисунке толстой линией показаны "грубые" дискретности, соответствующие старшим k разрядам при изменении входного кода ЦАП от 0 до какого-то промежуточного значения, а тонкой линией показаны "плавные" дискретности, полученные в процессе широтно-импульсной модуляции "грубого" дискрета и последующего осредления выходного сигнала за период $T_{ц}$ в каждой точке диапазона согласно способу повышения точности.

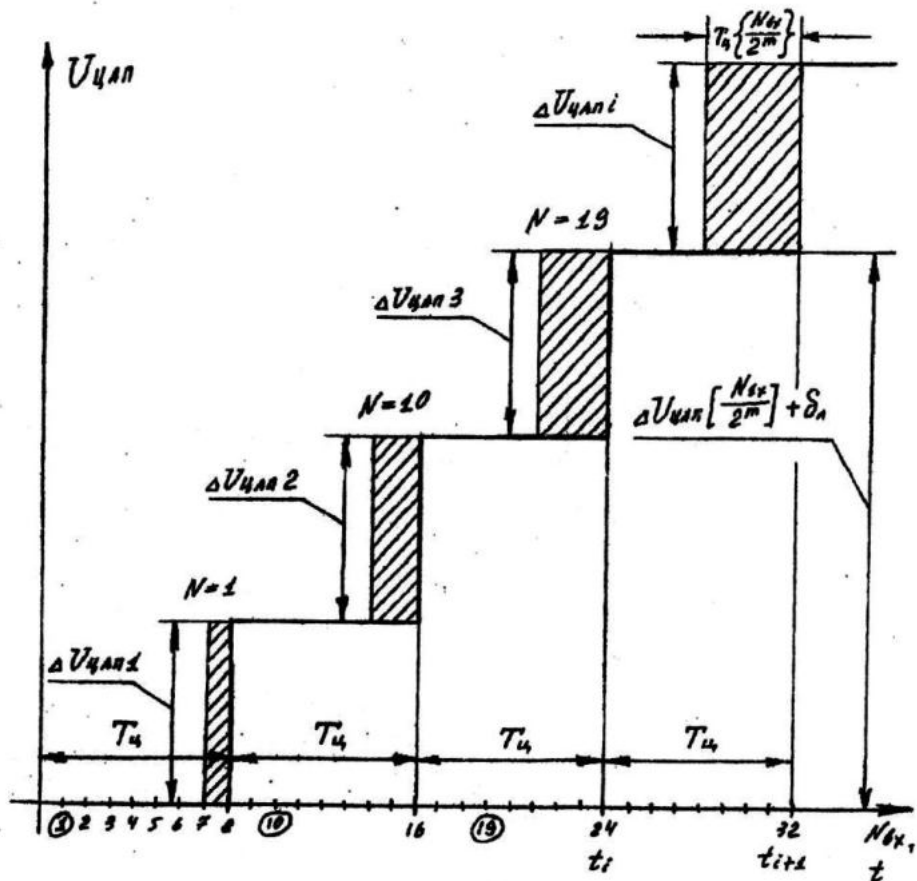


Рис.1

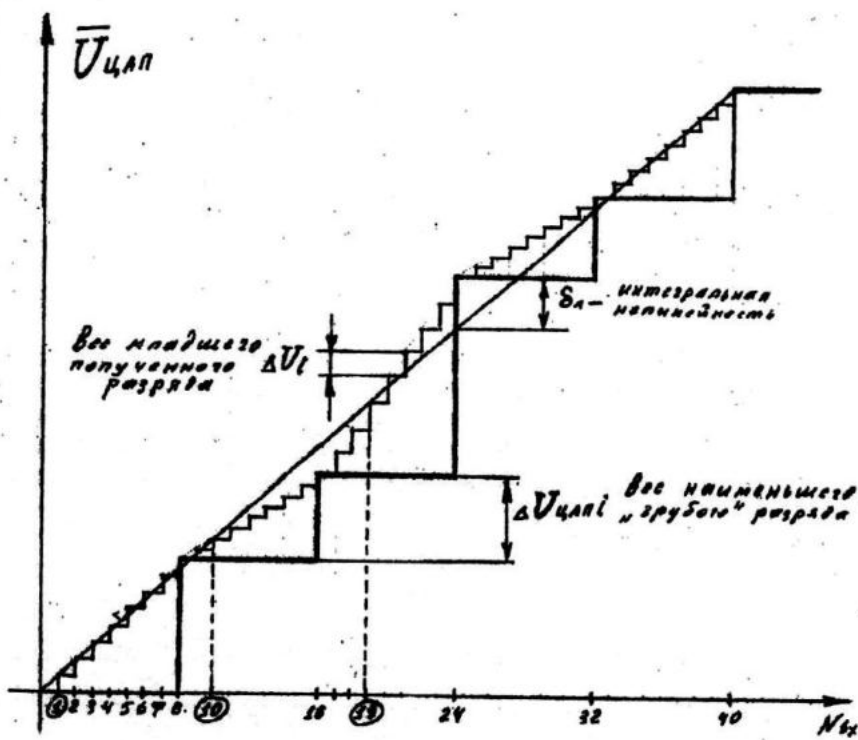


Рис.2

Однако надо иметь в виду, что предложенный способ позволяет лишь уменьшить дифференциальную нелинейность, точно состыковать "грубый" и "плавный" диапазоны, путем простого наращивания младших разрядов повысить разрешающую способность, но оставляет неизменной интегральную нелинейность δ_n , присущую любому используемому ЦАП, о чем свидетельствует неодинаковость наименьшего шага квантования ΔU_i по всему диапазону, что и проиллюстрировано на рис. 2.

Покажем теперь, что этот метод можно использовать и при построении измерительных цифровых устройств, в которых ЦАП работает на переменном токе.

Пусть на интервале усреднения T_c укладывается 2^m периодов T синусоидального напряжения питающего ЦАП, т.е. $T = \frac{T_c}{2^m}$. Надо отметить, что операция усреднения всегда имеет место в выше указанных известных приборах после фазового детектирования переменного сигнала с выхода ЦАП.

Если число из m младших разрядов ЦАП равно 0, то сигнал на выходе ЦАП до усреднения будет иметь вид синусоиды с одинаковой амплитудой, равной

$$\Delta \dot{U}_{\text{ЦАП}} \left[\frac{N_{\text{ax}}}{2^m} \right] + \dot{\delta}_n.$$

Если код на входе ЦАП с усреднением будет таким, что число из m младших разрядов не равно 0, то сигнал на выходе ЦАП до усреднения примет вид синусоиды с изменяющейся за период T_c амплитудой на

величину $\Delta U_{\text{ЦАП}}$, которая подвергается широтно-импульсной модуляции, согласно предлагаемому способу, с временной дискретностью, равной периоду переменного напряжения, питающего ЦАП, т.е. $\frac{T_c}{2^m}$.

Например, если число из m младших разрядов равно 1, то переменный сигнал на выходе ЦАП станет равным $\dot{U}_{\text{ЦАП}} + \Delta \dot{U}_{\text{ЦАП}}$ ровно за 1 период питающего ЦАП напряжения до конца интервала усреднения.

Если число равно 2 - за 2 периода, при входном коде равном какому-то промежуточному значению N_i - за количество периодов равное $2^m \left\{ \frac{N_i}{2^m} \right\}$ до конца интервала усреднения T_c , а амплитуда, относительно которой происходит приращение на $\Delta \dot{U}_{\text{ЦАП}}$, будет равна $\Delta \dot{U}_{\text{ЦАП}} \left[\frac{N_i}{2^m} \right] + \dot{\delta}_n$.

Из приведенного примера становится понятным, что огибающая синусоидального сигнала на выходе ЦАП при изменении входного кода должна полностью соответствовать выходному сигналу ЦАП в случае, если бы его питали постоянным током.

На рис. 3а проиллюстрирована форма выходного сигнала используемого ЦАП при питании его постоянным током до осреднения во временных координатах, все размеры которой даны в обозначениях, изложенных выше. А на рис. 3б проиллюстрирована форма выходного сигнала используемого ЦАП при пита-

нии его переменным током так, что огибающая переменного выходного сигнала соответствует форме выходного сигнала ЦАП при питании его постоянным током, с той лишь разницей, что время формирования одного значения $T_{ц}$ кратно 2^m периодам питающего тока. В данном случае величина кратности равна 1.

В вышеупомянутом рабочем ПКНК зонда "Исток-7" частота питания составляет 10 кГц, а для нормальной работы цифрового преобразователя в целом после детектора информационный сигнал усредняют за $10 \div 30$ периодов переменного тока, т.е. за $1 \div 3$ мс, не менее. Если обозначить период переменного тока, как T , то при $m=3$ достаточно осреднить информационный сигнал всего за $8T$. Впрочем число m будет зависеть от выбранного интегрального ЦАП и общего количества разрядов. Отсюда следует вывод, что пока время цикла преобразования (а оно совпадает с временем осреднения) будет соизмеримо с $10 \div 30 T$, то вполне возможно применить предложенный способ для уменьшения дифференциальной нелинейности до уровня монотонности характеристики преобразования в местах стыковки диапазонов при питании ЦАП переменным током и, следовательно, обойтись без трансформаторного делителя, т.е. повысить технологичность выполнения прибора.

Однако надо иметь в виду, что если мы отказываемся от применения трансформаторного делителя, то интегральная нелинейность, а также временная и температурная нестабильности параметров ЦАП будут

определяться паспортными характеристиками выбранного интегрального ЦАП, а описание и калибровку характеристик при необходимости придется возложить на алгоритмические методы.

Автор выражает признательность В.И.Забурдаеву за предоставление материалов в части известной гидрофизической аппаратуры и точностных требований к ним.

ЛИТЕРАТУРА

1. Забурдаев В.И. Оценка точности измерений гидрологических элементов и точности навигации при исследовании установившейся циркуляции на основе геострофического соотношения // Сб. научных трудов "Системы контроля окружающей среды". МГИ НАН Украины, - Севастополь, 1998, С. 49-55.
2. Mark III. Digital Conductivity, Temperature and Pressure Measuring System. Проспект фирмы Neil Brown Instrument System, Inc. (США).
3. Mark V. CTD. Проспект фирмы EG and G (Marine Instruments) США.
4. Гайский В.А., Забурдаев В.И., Иванов А.Ф., Клидзио А.Н., Нечесин Е.Г., Никифоров Э.Г., Шаповалов Ю.И. Гидролого-химический зонд Исток-7: Аппаратурные и алгоритмически-программные решения. МГИ НАНУ // В сб. трудов научной конференции 29.09 - 03.10.1997 г., - Севастополь - п. Кацивели (Крым). Под ред. чл.-корр. НАНУ В.Н.Еремеева.
5. Arthur M. Pederson. A modular high resolution CTD - system with

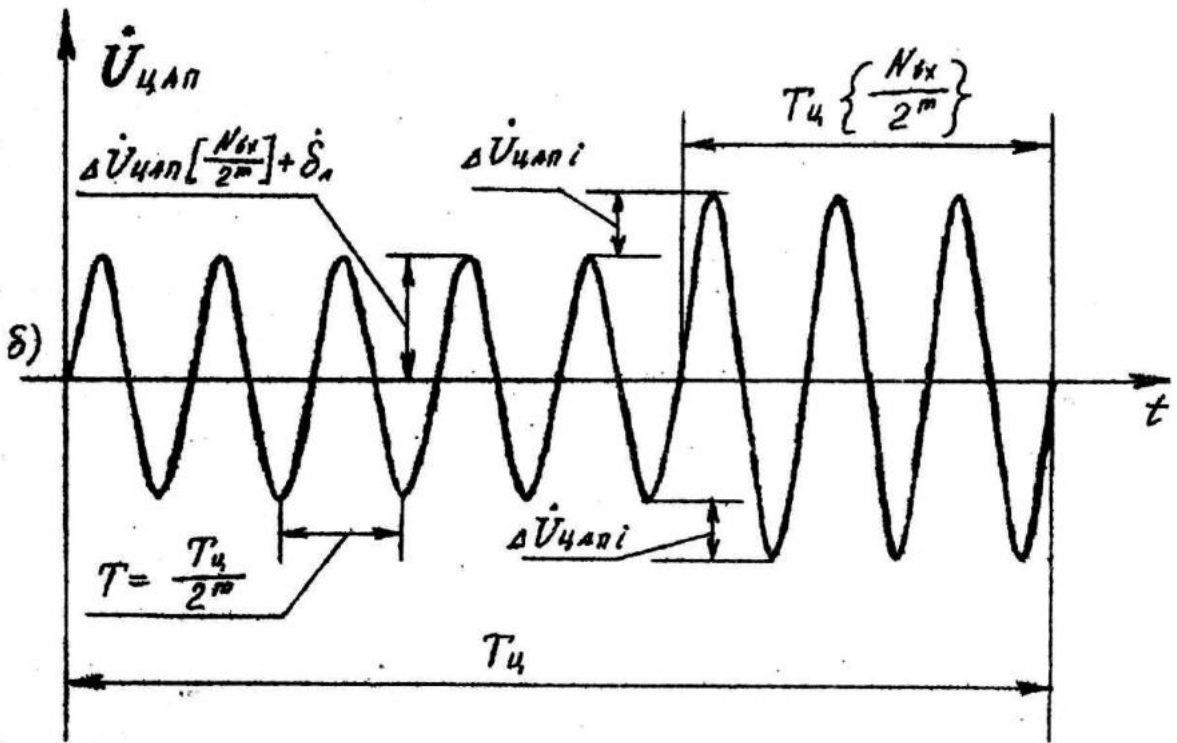
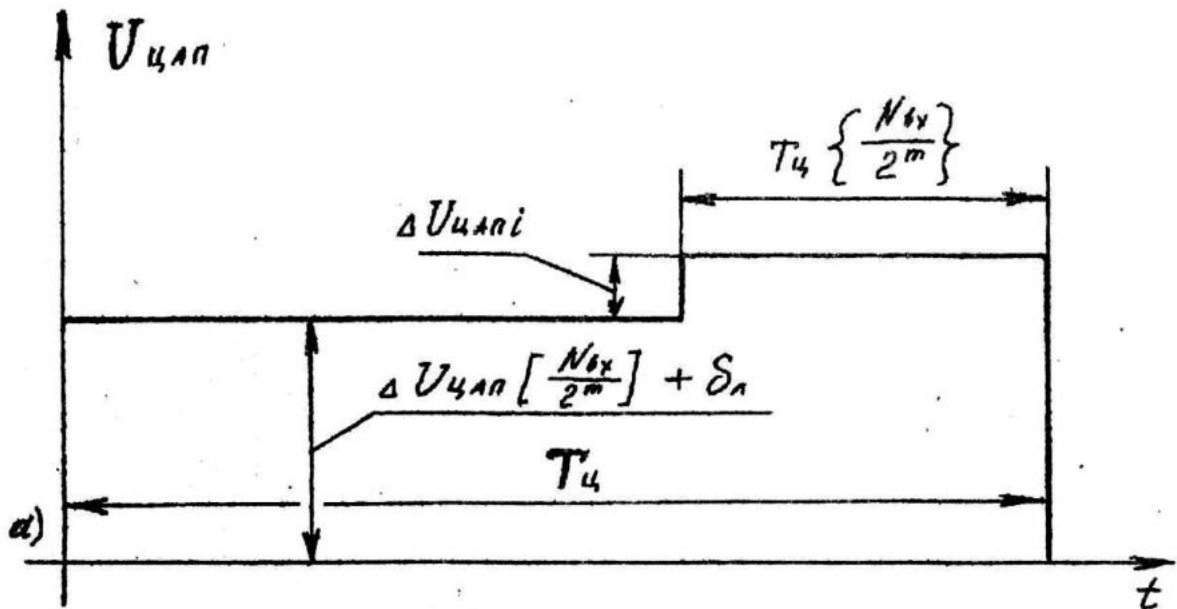


Рис.3

computer-controlled sample rate. STD Conference and Workshop, San Diego, February, 1984.

6. А.С. СССР № 1642587. Кирющенко И.Г., Глебов И.И. Цифро-

аналоговый преобразователь с усреднением выходного напряжения. Опубл. 15.04.91. Бюл. № 14.