

сигналы «фотонных» вспышек, поступающие от телевизионной камеры, и выходные сигналы устройства определения центров, различающиеся по яркости. Размытие центров объясняется шумом квантования от кадра к кадру, так как экспозиция при фотографировании составляла 2 с.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Щеглов В. П. Электронная телескопия. М., Физматгиз, 1963.
2. Лэмpton, Малина. Система регистрации изображения на базе квадрантного анода.— «Приборы для науч. исследований», 1976, № III, с. 43—46.
3. Boksenberg A., Burgess D. E. The university college London image photon counting system.— In: Astronomical Observations With Television-Type Sensors. Glaspey J. W. and Walker G. A. U., editors. Canada, 1973.

Поступила в редакцию 30 марта 1978 г.

УДК 681.335.2

Р. В. АГЕЕВ, Ю. Н. ОВЧАРОВ

(Ленинград)

### ЛОГАРИФМИЧЕСКОЕ КВАНТОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ЗАДАННОЙ АБСОЛЮТНОЙ ПОГРЕШНОСТЬЮ

При цифровой обработке сигналов [1, 2] большую значимость приобретает с точки зрения минимизации аппаратных затрат, эффективного использования разрядной сетки и процедуры взвешивания временного ряда метод функционального квантования. Использование функциональных аналого-цифровых преобразователей (АЦП), и в частности логарифмических АЦП [3], позволяет при наличии постоянной относительной погрешности преобразования эффективно использовать разрядную сетку кодовых слов и заменить операцию умножения операцией сложения при наложении весовой функции на исследуемый процесс [4].

Однако при логарифмическом квантовании сигналов, как известно, с увеличением преобразуемого сигнала растет абсолютная погрешность. В связи с этим при цифровой обработке сигналов, когда требуется оценить тонкую структуру огибающей мощного сигнала, необходимо осуществлять логарифмическое квантование сигналов с заданной абсолютной погрешностью. В статье рассматривается метод и техническая реализация АЦП, позволяющая решить поставленную задачу.

Допустим, что квантуется аналоговый сигнал  $U_{вх}$ . Не снижая общности, будем считать его однополярным (неотрицательным). Требуется получить код  $\hat{x}$  величины  $x = \log_b(U_{вх}/U_0)$ , где  $U_0$  — некоторое эталонное напряжение. Известны динамический диапазон входного сигнала  $D = U_{вх \max}/U_0$  и предельно допустимая абсолютная погрешность квантования  $\delta_0 = \Delta_0/U_0$ .

Строится логарифмическая шкала с таким масштабом, что  $\hat{x}_1 = k$ , если  $U_{вх} = U_0 b^k$ , где  $k$  — целое число. Единицу этой шкалы обозначим через  $e_1$ . Выходной код преобразователя  $\hat{x}$  соответствует этой шкале, т. е. записывается в масштабе  $e_1$ . В диапазоне изменений входного сигнала выбирается поддиапазон  $U_{вх} < E_1$ , на котором код  $x$  для масштабной единицы  $e_1$  дает абсолютную погрешность при выбранном числе компараторов мантииссы  $n$ , не превышающую заданной величины  $\delta_0$ .

При  $U_{\text{вх}} \geq E_1$  переходим к следующей логарифмической шкале с масштабной единицей  $e_2$ , при этом

$$e_2 = a_2 e_1; a_2 = b^{-\nu_2},$$

где  $\nu_2$  — натуральное число. Находим величину  $E_2$  такую, чтобы на втором поддиапазоне  $E_1 \leq U_{\text{вх}} < E_2$  абсолютная погрешность не превышала заданную величину  $\delta_0$ . Продолжая таким же образом далее, получим разбиение всего динамического диапазона на  $t$  поддиапазонов с  $E_1, E_2, \dots, E_t = U_{\text{вх max}}$  и  $t$  соответствующих логарифмических шкал с масштабными единицами  $e_1, e_2, \dots, e_t$ , причем

$$e_k = a_k e_1; a_k = b^{-\nu_k}; a_1 = 1,$$

где  $\nu_k$  — натуральное число,  $k = 1, 2, \dots, t$ .

При этом на каждом поддиапазоне код  $\hat{x}_k$  записывается в виде  $i_k, j_k$  ( $i_k$  — число целых единиц  $e_k$  на соответствующей шкале логарифмов,  $j_k$  — число, характеризующее мантиссу и соответствующее количеству полных  $1/(n+1)$  частей единицы  $e_k$ ). Поскольку  $e_{k+1} < e_k$ , то код  $\hat{x}_{k+1}$  величины  $x$  имеет меньшую абсолютную погрешность, чем код  $\hat{x}_k$  той же самой величины.

Очевидно, что

$$\hat{x} = a_k \hat{x}_k, \quad k = 1, 2, \dots, t,$$

т. е. для получения выходного кода необходимо в коде  $\hat{x}_k$  перенести запятую влево на  $\nu_k$  позиций, что не представляет затруднений при реализации.

Если в коде  $\hat{x}_k$  характеристика имеет значение  $i_k$ , то легко получить, что максимальная абсолютная погрешность для такой характеристики при масштабе с единицей  $e_k$  имеет значение

$$\delta_{i_k}(k) = b^{(i_k+1)a_k} \left( 1 - b^{-\frac{a_k}{n+1}} \right) \approx b^{(i_k+1)a_k} \frac{a_k}{n+1} \ln b.$$

Отсюда получаем, что на каждом поддиапазоне

$$i_k \leq \frac{1}{a_k} \log_b \frac{\delta_0}{\left( 1 - b^{-\frac{a_k}{n+1}} \right)} - 1 \approx \frac{1}{a_k} \log_b \frac{\delta_0 (n+1)}{a_k \ln b} - 1.$$

Обозначим

$$m_k = \max_{\delta_k \leq \delta_0} i_k; \quad \mu_k = \min_{\delta_{k-1} > \delta_0} i_k.$$

Тогда

$$E_k = U_0 b^{(m_k+1)a_k}, \quad E_t = U_{\text{вх max}}, \quad k = 1, 2, \dots, t-1.$$

При этом число компараторов характеристики на  $k$ -м поддиапазоне находится по формулам

$$\rho_k = m_k - \mu_k, \quad k = 1, 2, \dots, t-1;$$

$$\rho_t = E \{ \log_b D / a_t - \mu_t \},$$

где  $E \{ \cdot \}$  — целая часть числа.

$n$	31	39	43	44	47	55	63
$p_1$	4	4	4	5	5	5	5
$p_2$	4	4	4	3	3	3	4
$p_3$	5	6	6	5	5	6	5
$p_4$	9	10	10	9	9	9	9
$p_5$	17	16	18	17	18	14	10
$p_6$	18	8	4	2	0	0	0
$\varphi$	57	48	46	41	40	37	33
$N_2$	57	48	46	44	47	55	63
$\gamma$	1,84	1,55	1,48	1,42	1,52	1,78	2,03
$\Delta n_1$	0	0	0	3	7	18	30
$\Delta n_2$	28	9	3	0	0	0	0

Общее число компараторов зависит от схемы АЦП. При схеме с однократным отсчетом, т. е. когда одновременно вырабатываются коды характеристики и мантиссы, общее число компараторов

$$N_1 = n \sum_{k=1}^t p_k.$$

Для системы с двухтактным отсчетом (см. рисунок), когда на первом этапе получается код характеристики, а на втором — код мантиссы,

$$N_2 = \max \left( \sum_{k=1}^t p_k, n \right).$$

Поскольку сложность технической реализации АЦП в основном зависит от числа компараторов, то при построении схемы АЦП число  $t$  и коэффициенты  $a_k$  подбираются таким образом, чтобы при заданных  $D$  и  $\delta_0$  обеспечить минимум числа компараторов. Рассмотрим пример. Пусть  $b=2$ ;  $D=2^{10}$ ;  $\delta_0=1$ . Для линейного АЦП с однократным и двухтактным отсчетами при заданной абсолютной точности  $\delta_0$  число компараторов соответственно составит

$$N_{n1} = 1023 = D - 1;$$

$$N_{n2} = \sqrt{D} - 1 = 31.$$

Для логарифмического АЦП с одной шкалой логарифмов и двухтактным отсчетом  $N_1=710$ .

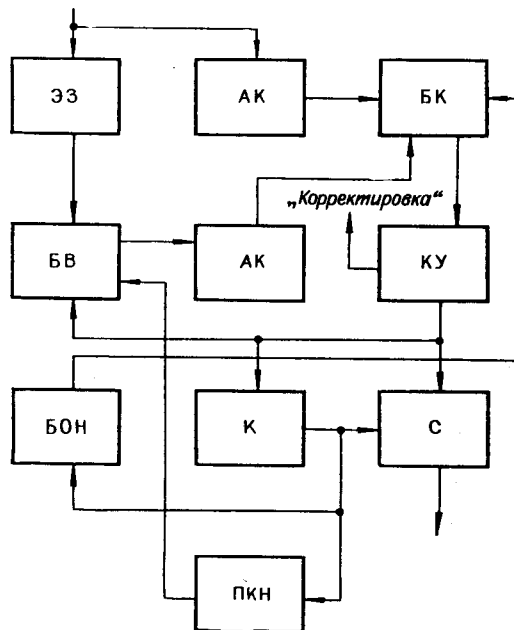
Результаты расчетов для двухтактного АЦП, реализующего рассмотренный метод преобразования, приведены в таблице, где

$$\gamma = N_2/N_{n2}; \quad \varphi = \sum_{k=1}^t p_k;$$

$$\Delta n_1 = \begin{cases} N_2 - \varphi & \text{при } N_2 \geq \varphi \\ 0 & \text{при } N_2 \leq \varphi \end{cases} \text{ — избыточность на первом этапе кодирования;}$$

$$\Delta n_2 = \begin{cases} N_2 - n & \text{при } N_2 \geq n \\ 0 & \text{при } N_2 \leq n \end{cases} \text{ — избыточность на втором этапе кодирования.}$$

Таким образом, следует строить АЦП с числом компараторов  $N_2=44$ . На рисунке показана структурная схема подобного АЦП. При этом предполагается, что синхронизатор формирует в каждом такте дискретизации пару строб-импульсов, время задержки между которыми



Структурная схема АЦП:

ЭЗ — элемент задержки, АК — аналоговый ключ, БК — блк компараторов, БВ — блок вычитания, КУ — кодирующее устройство, БОН — блок опорных напряжений, К — коммутатор, С — сумматор, ПКН — преобразователь «код — напряжение».

поставлено в соответствие с элементом задержки на рисунке. Анализируемый сигнал поступает на вход первого аналогового ключа и через элемент задержки на вход блока вычитания. Выборка, сформированная первым строб-импульсом, с выхода аналогового ключа поступает в блок компараторов, где с учетом динамического диапазона исследуемого сигнала формируется сложная логарифмическая шкала, которая позволяет оценить значение выборки. После кодирования значение выборки в качестве характеристики записывается в старшие разряды сумматора и, преобразованное схемой ПКН, подается в блок вычитания. В блоке вычитания разностное значение между сигналом-копией и опорным напряжением усиливается до заданного значения и поступает на вход второго аналогового ключа. Выборка, сформированная вторым строб-импульсом, с выхода ключа поступает в блок компараторов, кодируется и в качестве кода мантиссы записывается в младшие разряды сумматора. В функцию сумматора входит сдвиг запятой в соответствии с коэффициентом  $a_n$  для получения выходного кода.

Таким образом, рассмотренный метод логарифмического аналого-цифрового преобразования позволяет получить логарифмический код входного сигнала с абсолютной погрешностью, не превышающей заданной величины, и существенно снизить при этом громоздкость устройства по сравнению с традиционными методами.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Tonkin A., Savage J. An application of correlation to radar systems.— "Radio and Electron. Eng.", 1972, vol. 42, N 7, p. 344—348.
2. Бахтияров Г. Д., Тищенко А. Ю. Цифровая фильтрация ЛЧМ сигналов на основе быстрого преобразования Фурье.— «Труды Московского физ.-мех. ин-та. Сер. радиотехника и электроника», 1975, № 9, с. 142—148.

3. Бальтрашевич В. Э., Смоллов В. Б., Шмидт В. К. Способ логарифмического преобразования амплитуды колоколообразных сигналов в код.—«Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение», 1975, т. 18, № 1, с. 61—64.
4. Воллернер Н. Ф. Некоторые вопросы применения цифровых спектроанализаторов.—«Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника», 1971, т. 14, № 7, с. 743—748.

*Поступила в редакцию 23 января 1978 г.;  
окончательный вариант — 24 марта 1978 г.*

УДК 681.142.621

**Е. В. КРЮТЧЕНКО, В. С. ФЕДОТОВ**

*(Серпухов)*

## **ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СКАНИРУЮЩЕГО АВТОМАТА МЭЛАС**

Развитие многих областей науки потребовало высокопроизводительных средств для автоматизации процессов обработки फिल्मовой информации. Такими устройствами явились измерительные сканирующие автоматы на электронно-лучевых трубках (ЭЛТ) с электромагнитным отклонением луча, работающие на линии с ЭВМ.

Основными устройствами, обеспечивающими сканирующим автоматам точность и скорость измерений, являются цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) «код — ток». Для обеспечения электромагнитного отклонения луча в рабочей зоне прецизионных с высокой разрешающей способностью ЭЛТ, отечественного и зарубежного производства, необходим отклоняющий ток 1—5 А [1, 2] с долговременной стабильностью, соответствующей 15—18 двоичным разрядам [1, 3].

Разработанные для применения в сканирующих автоматах ЦАП, описанные в работах [4, 5], не решают полностью проблемы точного измерения координат и размеров объектов, заснятых на фото пленку. Точность преобразования и разрешающая способность указанных ЦАП ограничена разрядной сеткой с 10—12 двоичными разрядами. Необходимая точность измерений, например, координат треков на снимках с пузырьковых камер или расстояний на фотошаблонах интегральных микросхем требует применения ЦАП «код — ток» с разрядной сеткой 15—16 двоичных разрядов. В данной работе описывается разработанный для применения в моделирующем электронно-лучевом анализаторе снимков (МЭЛАС) ЦАП, который по своим основным параметрам близок к зарубежным аналогам, применяемым в системах обработки फिल्मовой информации «Polly III», «Pangloss»\*, «Lucy» [1, 3, 6].

Описываемый ЦАП состоит из двух одинаковых каналов, управляющих лучом ЭЛТ по осям X и Y. Управление осуществляется по командам вычислительной машины. Поступающие от ЭВМ цифровые двоичные коды преобразуются в аналоговый эквивалент — ток, протекающий через обмотки отклоняющей системы (ОС) ЭЛТ. Преобразование осуществляется по методу суммирования в нагрузке стабильных токов разрядов, «взвешенных» по двоичному закону.

В работах [2, 4, 7] на основе качественного и количественного анализа различных структурных схем ЦАП показано, что преобразователи, у которых каждый двоичный разряд содержит источник стабильного тока, позволяют при значительном изменении сопротивления нагрузки

\* Проект. (Сведений о его реализации не имеется.)