

# ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ И УПРАВЛЕНИЯ

---

УДК 004.387

*А.Д. Азаров, В.А. Гарнага*

## МНОГОКАНАЛЬНАЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИЗБЫТОЧНОГО ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

### Введение

Аналого-цифровые (АЦ) системы широко используются в отраслях науки и техники, связанных с исследованием разнообразных процессов в геофизике, гидродинамике, с поиском полезных ископаемых на суше и акваториях рек, озер, морей и океанов, с контролем качества звуковых и телерадиоканалов и т.д. Значительная часть сигналов, характеризующих эти процессы, имеет низкочастотный спектр в диапазоне  $10^{-1}$ – $10^3$  Гц. Отметим, что в указанных задачах часто необходимо обеспечить многоканальное преобразование аналоговых сигналов.

В настоящее время для прямого и обратного преобразования низкочастотных сигналов широко используются  $\Sigma$ - $\Delta$  аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и  $\Sigma$ - $\Delta$  цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Однако в случае необходимости измерения импульсных затухающих сигналов возможности таких устройств ограничены. В частности такая ситуация имеет место в многоканальных АЦ-системах, в которых разделение измерительных каналов осуществляется с помощью аналогового коммутатора. При этом, учитывая, что  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП по сути являются преобразователями следящего типа, то после коммутации сигнала необходимо определенное время для выхода на режим слежения, и ценная информация, заложенная в начале сигнала, может быть утеряна. В таких случаях целесообразно использовать АЦП поразрядного кодирования, а для увеличения разрешающей способности — операционные усилители с изменяемым коэффициентом передачи.

Особенно удобным для кодирования и декодирования импульсных затухающих сигналов является АЦП поразрядного уравнивания на базе ЦАП с весовой избыточностью [1, 8]. Такие АЦП по сравнению с традиционными двоичными аналогами обладают существенно лучшими динамическими характеристиками и их можно рекомендовать для последовательного преобразования сигналов с аналоговым коммутатором во многоканальных АЦ-системах. При этом система может иметь всего один такой АЦП, который будет успевать «обслуживать» множество каналов. Для преобразования восстановленного по дискретным отсчетам сигнала целесообразно использовать тот же ЦАП, что и в АЦП. В ряде случаев можно строить систему, когда вместо одного поразрядного АЦП с весовой избыточностью возможно использовать  $N$   $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП, однако это приводит к существенному увеличению количества оборудования. Такой подход недостаточно освещен в научно-технической литературе, этим и объясняется актуальность данной публикации.

В случае использования сигнальных (преобразователей формы информации) ПФИ могут быть снижены требования к нормированию их метрологических характе-

ристик и достаточно учитывать соответствие разрядности (разрешающей способности) только погрешности линейности, а иногда — смещения нуля. Примерами таких систем могут быть многоканальные системы обработки для обнаружения полезных ископаемых, системы измерения аудиохарактеристик методом звукового удара и др. Их особенность — большой динамический диапазон входного сигнала.

Цель исследований: упрощение аппаратной реализации АЦ-систем для прямого и обратного преобразования импульсных низкочастотных сигналов за счет применения в качестве базового узла АЦП поразрядного кодирования на основе ЦАП с весовой избыточностью.

Рассмотрим задачи данного исследования: 1) анализ возможности построения АЦ-системы для прямого и обратного преобразования импульсных низкочастотных сигналов на базе ЦАП с весовой избыточностью; 2) оценивание возможностей «размена» заданного уровня весовой избыточности ЦАП на снижение требований к точности формирования весов разрядов у него и повышение быстродействия АЦП поразрядного кодирования, в состав которого этот ЦАП входит; 3) анализ функционирования предложенной АЦ-системы и потенциальных статических характеристик.

### Построение многоканальной системы преобразования информации с избыточным ЦАП

Указанная АЦ-система должна обеспечивать прямое преобразование сигнал-код, т.е. кодирование входного сигнала  $A_{IN}(t) \rightarrow K(t)$  и запись полученных кодов дискрет в память; хранение этих кодов в системе в течение некоторого времени, а также возможной перезаписи массива кодовых комбинаций на внешнюю память (на внешний носитель) и обратное преобразование код-аналог, т.е. декодирование  $K(t) \rightarrow A_{IN}(t)$  с обеспечением необходимого уровня фильтрации восстановленного выходного сигнала по дискретным отсчетам. Пример сейсмосигнала и его обработка с помощью многоканальной АЦ-системы показан на рис. 1, а, б [8].

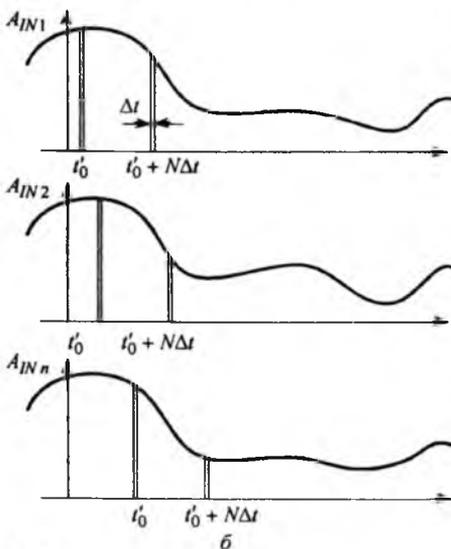
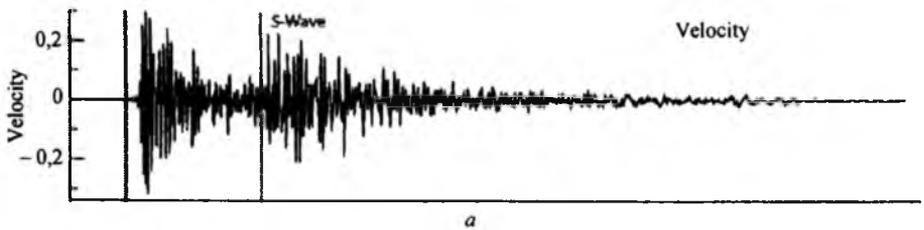


Рис. 1

Таким образом, эта система в качестве базового узла должна содержать АЦП, который обеспечит необходимый уровень квантования и дискретизацию  $A_{IN}(t)$  в заданном диапазоне частот с допустимой динамической погрешностью; устройство памяти требуемого объема с возможностью перезаписи на внешний носитель; ЦАП с весовой избыточностью соответствующей разрядности и выходным фильтром низких частот (ФНЧ), который обеспечит сглаживание выходного сигнала по дискретным отсчетам. Режимы работы: запись-воспроизведение могут задаваться оператором, а алгоритм функционирования обеспечивает блок управления.

Схема такой АЦ-системы приведена на рис. 2, где  $\alpha$ -ЦАП — цифроаналоговый преобразователь на основе системы счисления с весовой избыточностью, БУ — блок управления, БП — блок памяти, ПОУ — операционный усилитель с программированным коэффициентом усиления, АК — аналоговый коммутатор, НОУ — нормализующий ОУ,  $A_{IN_1}, \dots, A_{IN_n}$  — множество входных сигналов,  $A_{ТЕСТ}$  — тестовый сигнал для настройки системы,  $Y_M$  — управляющий сигнал на изменение коэффициента усиления.

Следует отметить, что системы счисления с весовой избыточностью (ССВИ) [1] относятся к так называемым весомозначенным системам, к которым, в частности, относятся распространенные двоичная и десятичная. В системах счисления с естественным базисом отношение  $\alpha$  весов соседних разрядов (основание системы) является постоянным числом.

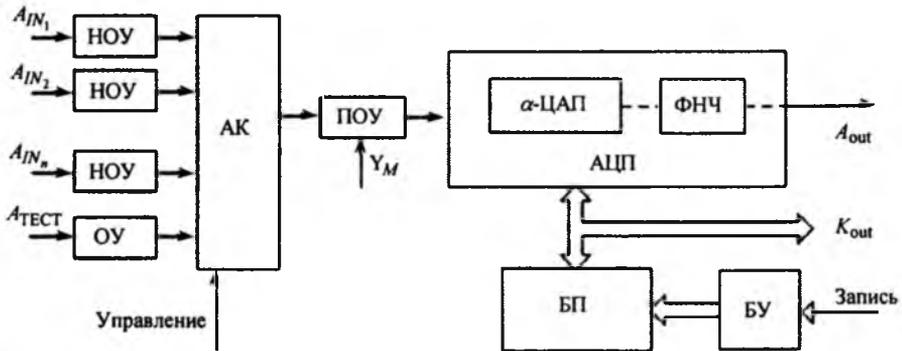


Рис. 2

Если  $\alpha$  — дробное число, например, «золотая»  $p$  или  $s$  пропорция [2], то действительное число точно представляется в виде 
$$D = \sum_{i=-\infty}^{n-1} a_i \alpha^i.$$

Однако поскольку данная форма представления предусматривает использование бесконечной разрядной сетки, то для ПФИ она нереальна, и в этом случае целесообразно перейти от действительных чисел к натуральным. Причем показано [2], например, что для золотых  $p$ -пропорций любое натуральное число изображается в виде

$$N = \sum_{i=-n}^{n-1} a_i \alpha_p^i, \quad (1)$$

где  $\alpha_p^i = \alpha_p^{i-1} + \alpha_p^{i-p-1}$  —  $i$ -я степень золотой  $p$ -пропорции.

Для золотых  $s$ -пропорций значение  $\alpha_s$  вычисляется из полинома

$$x^{s+1} - \sum_0^s x^i = 0.$$

Учитывая, что  $\alpha_p$  и  $\alpha_s$  — дробные рациональные числа, кроме случаев, когда  $p$  и  $s$  равняются нулю или бесконечности, можно утверждать, что изображение в формуле (1) в большинстве случаев будет приближенным. При этом появляется методическая погрешность  $\Delta N$ . Следует отметить, что наличие ее для ПФИ не является критическим. Это связано с тем, что в АЦП и ЦАП всегда имеют место как инструментальные, так и методические погрешности, например погрешность квантования, соизмеримая со значением младшего кванта. Определенным компромиссом в этом плане может служить использование вместо выражения (1)

представления  $N$  в виде  $N_d = \sum_{i=-d}^{n-1} a_i \alpha^i$ , где  $d$  — число дополнительных младших разрядов, что естественно увеличивает разрешающую способность ПФИ.

В системах счисления с искусственным базисом веса разрядов формируются как последовательности целых чисел  $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{n-1}$ . Примерами таких наборов являются  $p$ -числа Фибоначчи [2], числа Коца и др. Обобщая понятия естественного и искусственного базисов, целесообразно вес любого  $i$ -го разряда рассматривать в виде  $Q_i = \alpha^i Q_0$  для дробных основ и  $Q_i = \varphi_i \cdot Q_0$  — для целочисленного набора, где  $Q_0$  — вес младшего нулевого разряда, значение которого задается физической величиной (током или напряжением). В обобщенном базисе значение аналоговой величины  $A$  можно представить в виде  $A = \sum_{i=-d}^{n-1} a_i Q_i$ .

Весовая избыточность ассоциируется с наличием избыточного соотношения между весами разрядов, а именно  $\sum_{j=0}^{i-1} Q_j > Q_i$ .

Она имеет место практически во всех системах счисления как с естественным, так и с искусственным базисами на основе  $p$ - и  $s$ -золотых пропорций, а также  $p$  и  $s$  чисел Фибоначчи. Абсолютная весовая избыточность для  $i$ -го разряда определяется как  $\Delta \tilde{Q}_i = \sum_{j=0}^{i-1} Q_j - Q_i$ , а относительная — в виде  $\delta \tilde{Q}_i = \frac{\Delta \tilde{Q}_i}{Q_i}$ .

Для естественного базиса  $\delta \tilde{Q}_i = \frac{\sum_{j=0}^{i-1} Q_j - Q_i}{Q_i} = \frac{2-\alpha}{\alpha-1} - \frac{\alpha^{-1}}{\alpha-1}$ . С возрастанием

разрядности последний член быстро уменьшается, поэтому можно считать, что

$$\delta \tilde{Q}_i \approx (2-\alpha)/(\alpha-1). \quad (2)$$

Наличие весовой избыточности приводит к удлинению разрядной сетки, которое можно оценить коэффициентом  $\gamma_n = \frac{\ln 2}{\ln \alpha}$ . Для отдельных  $\alpha$  имеют место такие значения  $\gamma_n$ :

$$\begin{aligned} \alpha &— 2,0; 1,9; 1,8; 1,7; 1,6; 1,5; 1,41; \\ \gamma_n &— 1,0; 1,08; 1,118; 1,31; 1,48; 1,71; 2,0. \end{aligned}$$

Характеристика преобразования ЦАП с весовой избыточностью отличается многозначностью, что дает возможность избежать разрывов характеристики преобразования при условии, что отклонения весов разрядов  $\delta Q$  не превышают значений, соответствующих (2). Так, зависимость аналог-код для  $\alpha$ -ЦАП ( $\alpha = 1,618$ ), реализованного по грубой технологии (погрешность формирования весов  $\delta Q \approx 20\%$ ), приведенная на рис. 2, демонстрирует отсутствие разрывов по шкале аналоговой величины.

На практике это означает, что применение такого грубого ЦАП в АЦП поразрядного кодирования позволяет всегда уравнивать входной сигнал  $A_{IN}$  компенсирующим сигналом  $A_{COMP}$  с точностью до младшего кванта, а сам  $\alpha$ -ЦАП может служить элементом цифро-аналоговой памяти. Принципиальным моментом является то, что при восстановлении кодированного сигнала  $A_{IN}(t_i)$  по дискретным отсчетам совсем не обязательно знать точные значения реальных ве-

сов разрядов ЦАП. Достаточно при прямом преобразовании аналог–код и обратном код–аналог использовать один и тот же  $\alpha$ -ЦАП. При соблюдении этого условия исходный и восстановленный сигналы будут точными копиями.

Следует также отметить следующее, а именно: если кодирование и запись исходного сигнала  $A_{IN}(t)$  реализованы при одном ЦАП, то при восстановлении (обратное преобразование) этого сигнала с помощью другого  $\alpha$ -ЦАП значительная часть полезной информации будет утеряна. Это обусловлено тем, что реальные значения весов разрядов разных  $\alpha$ -ЦАП будут отличаться. Поясним сказанное на примере, сравнивая веса разрядов двух 10-ти разрядных  $\alpha$ -ЦАП на основе  $\alpha = 1,618$  (золотая пропорция), изготовленных по упрощенной технологии без лазерной подгонки с допуском  $\sim 5\%$ . При этом для простоты анализа будем считать, что веса младших семи разрядов  $\alpha$ -ЦАП гипотетически точные, а три старших разряда неточные, при этом старшие разряды  $\alpha$ -ЦАП-I имеют максимальный положительный допуск, а  $\alpha$ -ЦАП-II — отрицательный:

$$\begin{aligned} & \alpha\text{-ЦАП-I} \\ & Q_0, \alpha^1 Q_0, \alpha^2 Q_0, \dots, \alpha^6 Q_0, 1,05 \cdot \alpha^7 Q_0, 1,05 \cdot \alpha^8 Q_0, 1,05 \cdot \alpha^9 Q_0; \\ & \alpha\text{-ЦАП-II} \\ & Q_0, \alpha^1 Q_0, \alpha^2 Q_0, \dots, \alpha^6 Q_0, 0,95 \cdot \alpha^7 Q_0, 0,95 \cdot \alpha^8 Q_0, 0,95 \cdot \alpha^9 Q_0. \end{aligned}$$

Графики характеристики преобразования для  $\alpha$ -ЦАП-I и  $\alpha$ -ЦАП-II приведены на рис. 3. В данном случае, если на вход поразрядного АЦП подается сигнал  $A_{IN} = 161,6$ , то в случае применения  $\alpha$ -ЦАП-I на выходе АЦП сформируется код  $K' \rightarrow 110000101$ , а  $\alpha$ -ЦАП-II —  $K'' \rightarrow 1110111110$ .

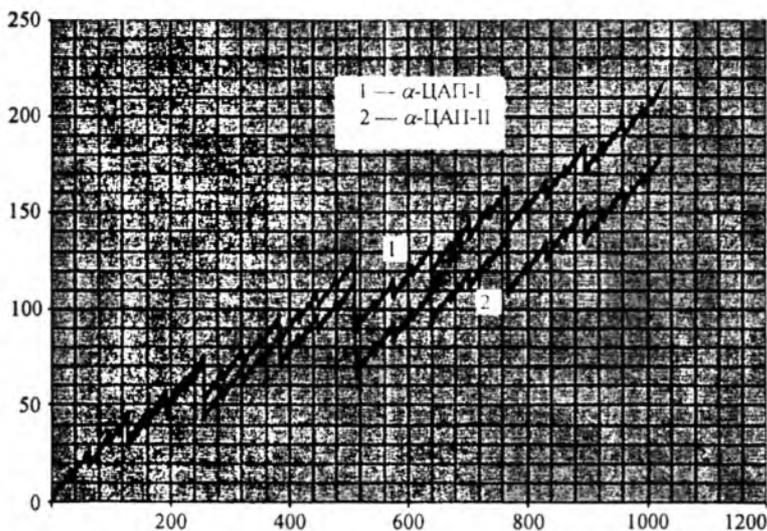


Рис. 3

Естественно, что если прямое преобразование аналог–код проводить с применением  $\alpha$ -ЦАП-I, а обратное — код–аналог с применением  $\alpha$ -ЦАП-II, то  $A_{OUT}^* = 161,32$  и  $A_{OUT}^* = 129,11$ . Если использовать точный  $\alpha$ -ЦАП, то  $A_{OUT} = 145,55$ . При поразрядном АЦП на выходе АЦП будет сформирована кодовая комбинация  $K$ , цифровой эквивалент которой определяется только реальными весами разрядов использованного ЦАП, а именно  $K \rightarrow 1100110101$ . Полученные результаты подтверждают невозможность восстановления сигнала на другом оборудовании. Эту особенность системы можно использовать для защиты преобразованной информации от несанкционированного доступа.

Применение в АЦП поразрядного кодирования весовой избыточности позволяет увеличить частоту отсчетов [1], а также расширить спектр входного сигнала  $A_{IN}(t)$ . При этом частота отсчетов может возрастать за счет уменьшения времени преобразования  $T_{CONV}$ , а расширение спектра — за счет возможности «следить» за изменением уровня  $A_{IN}(t)$  в процессе уравнивания, что в принципе невозможно в случае использования двоичной системы счисления. Уровень избыточности АЦП задается через  $\alpha$ -ЦАП, который реализуется в заданной системе счисления. При этом время преобразования определяется как сумма длительности тактов  $t_T$  поразрядного уравнивания. При этом длительность  $t_T$  для двоичного АЦП должна удовлетворять  $t_T \geq n \cdot \tau \cdot \ln 2 \approx 0,6931 \cdot n \cdot \tau$ , а общее время  $n$  разрядного преобразования  $T_{CONV} = 0,6931 \cdot n^2 \cdot \tau$ , где  $\tau$  — постоянная времени.

Приведенные соотношения справедливы, если в процессе генерирования переходной процесс в ЦАП компенсирующего сигнала  $A_{COMP}(t)$  соответствует схемной функции первого порядка (экспоненте) [3]. Для определенных значений  $n$  имеем такие минимальные значения  $t_T$  и  $T_{CONV}$ :

- $n$  — 6; 8; 10; 12; 14; 16; 18;
- $t_T(\tau)$  — 4,2; 5,5; 6,9; 8,3; 9,7; 11,1; 12,5;
- $T_{CONV}(\tau)$  — 25; 44; 69; 100; 136; 174; 225.

Уменьшение  $t_T$  приведет к проявлению динамической погрешности I рода [4]. Если уровень  $A_{IN}(t)$  во время преобразования меняется, то в двоичном АЦП поразрядного кодирования это дополнительно вызовет появление динамической погрешности II рода. Обе погрешности проявляются в виде неуравновешивания  $A_{IN}(t)$  и  $A_{COMP}(t)$  и ведут к разрыву характеристики преобразования.

Следует заметить, что применение ЦАП с весовой избыточностью дает возможность уменьшить длительность  $t_T$  в АЦП поразрядного кодирования и существенно сократить общее время преобразования [1], а также отслеживать изменение входного сигнала во времени. Последнее позволяет избежать применения на входе АЦП устройства выборки и хранения аналоговых сигналов и уменьшить общую погрешность преобразования.

На рис. 4 приведены диаграммы поразрядного уравнивания изменяющегося уровня  $A_{IN}(t)$  компенсирующим сигналом  $A_{COMP}(t)$  при  $\alpha = 2$  и  $\alpha = \sqrt{2}$  с разрядными коэффициентами  $\{-1, 1\}$ .

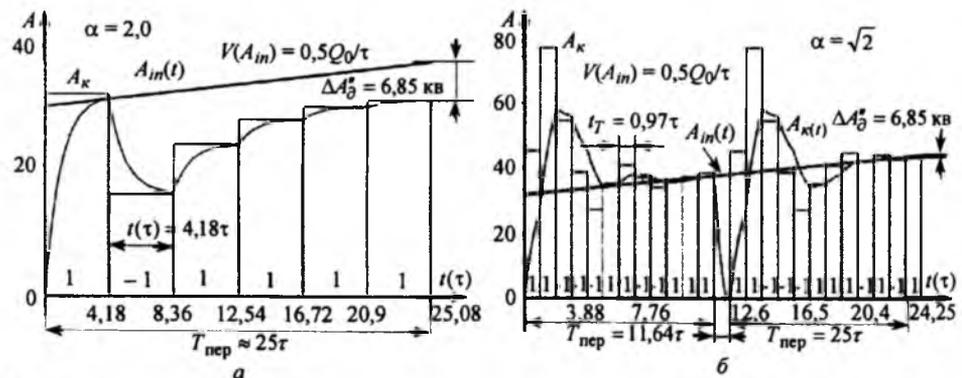


Рис. 4

При  $\alpha = 2$  возникает существенная динамическая погрешность  $\Delta A_d \approx 6,85$  кв при общем времени шестиразрядного уравнивания  $T_{CONV} \approx 25\tau$ . В то же время при  $\alpha = \sqrt{2}$ , погрешность  $\Delta A_d \approx 0,5$  кв при  $T_{CONV} \approx 11,25\tau$  и это несмотря на то, что количество тактов в последнем случае  $n = 12$ . Для случая  $1 < \alpha < 2$  длительность такта  $t_\alpha$  может быть оценена в форме  $t_\alpha = \tau \cdot \ln(\delta Q - \delta Q_{st})$ , где  $\delta Q$  — максимальное допустимое отклонение весов разрядов  $\alpha$ -ЦАП от требуемых значений,  $\delta Q_{st}$  — статическая погрешность  $\alpha$ -ЦАП, изготовленного по упрощенной технологии. Разность  $\delta Q - \delta Q_{st}$  характеризует ту часть весовой избыточности, которая может повышать быстродействие. При этом коэффициент повышения быстродействия выражается соотношением  $\gamma_{perf} \approx \frac{0,693 \cdot n \cdot \ln \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{st})}$ .

Следует отметить, что при упрощенной технологии [1] статическая погрешность достигает уровня  $\delta Q_{st} \approx 1-3\%$  в случае применения разрядных источников тока, а на коммутируемых конденсаторах — на порядок меньше. Для оценки потенциальных возможностей использования весовой избыточности для повышения быстродействия в первом приближении можно положить  $\delta Q_{st} = 0$ . График функциональной зависимости  $\gamma_{perf} = f(\alpha, n)$  для этого случая приведен на рис. 5.

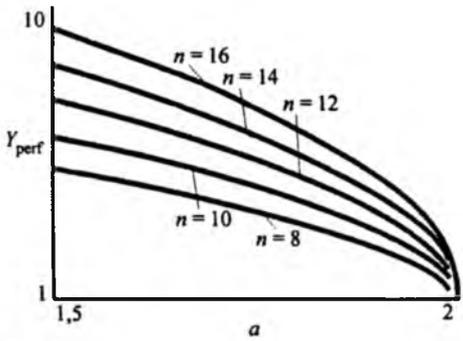


Рис. 5

Анализ семейства кривых на графике показывает, что выигрыш по быстродействию увеличивается при возрастании числа разрядов  $n$ . Так, при  $n \geq 16$  он достигает порядка и более.

Таким образом, исходя из системных требований разрядности и быстродействия АЦП требуется выбрать необходимый уровень весовой избыточности ЦАП. При этом избыточный ЦАП может быть построен на базе обычных двоичных ЦАП малой и средней разрядности [5].

Техническая реализация такого подхода достаточно проста, особенно, если в качестве избыточной используется система счисления с целочисленными весами разрядов, например на основе  $p$ -чисел Фибоначчи.

В режиме восстановления по дискретным отсчетам аналогового сигнала  $A_{OUT}(t)$  коды дискрет  $K_i$ , зафиксированных в памяти системы, подаются на  $\alpha$ -ЦАП с активным ФНЧ, на выходе которого окончательно формируется аналоговый сигнал. Такой фильтр целесообразно реализовать на базе двухтактного балансного высоколинейного усилителя постоянного тока (УПТ) с введением соответствующей емкости в цепь обратной связи [6].

Значение емкости низкочастотного фильтра  $C_f$  рассчитывается, исходя из максимальной длительности импульсных дискрет, частоты их следования и погрешности установления. В качестве исходного можно воспользоваться выражением

$$\Delta U_{out}(t) = \Delta U_{out}(t_i) (1 - e^{-t_i / RC_f}),$$

где  $\Delta U_{out}(t_i)$  — перепад напряжения на выходе УПТ между соседними дискретами при отсутствии  $C_f$ ;  $R$  — сопротивление в цепи обратной связи усилителя;  $t_i$  — длительность импульса дискреты. Относительная погрешность установления при этом составляет  $\delta U_{set} = e^{-t_i / RC_f}$ .

Задавшись этой погрешностью, можно рассчитать  $C_f$  при заданном сопротивлении  $R$  обратной связи УПТ:

$$C_f \geq -\frac{t_U}{R \cdot \ln \delta U_{\text{set}}}.$$

Увеличивая частоту дискретизации (уменьшая  $t_U$ ), можно уменьшить  $C_f$ , однако в этом случае возрастают требования к быстродействию АЦП и ЦАП, поэтому на практике необходимо исходить из возможностей последних. Приведем характеристики разработанной системы:

- диапазон входного напряжения  $U_{\text{in}}$ , В —  $\pm 10$ ;
- разрядность, бит — 12, 14, 16;
- количество каналов, шт — 8–128;
- максимальная частота спектра  $U_{\text{in}}$ , кГц — 20;
- диапазон выходного напряжения  $U_{\text{out}}$ , В —  $\pm 10$ ;
- частота дискретизации, кГц — 100, 200, 400;
- неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), дБ — 1,5.

#### Заключение

В настоящей работе проанализирована возможность построения многоканальной АЦ-системы на базе ЦАП с весовой избыточностью. При этом использование аналогового коммутатора и одного АЦП поразрядного кодирования на базе ЦАП с весовой избыточностью позволит сэкономить оборудование.

Доказано, что при использовании  $\alpha$ -ЦАП в процессе преобразования аналог–код и восстановления по дискретным отсчетам исходный и восстановленный сигналы будут «точными» копиями входного сигнала. Такой подход позволяет использовать ЦАП без лазерной подгонки весов разрядов.

Указанный подход позволяет существенно повысить быстродействия (в 5–10 раз) за счет возможности компенсировать динамические погрешности I и II рода во многоканальных АЦ-системах, в том числе и возникающие в процессе коммутации каналов.

Приведены основные статические характеристики такого рода многоканальных АЦ-систем. Показано, что несмотря на применение избыточных ЦАП, статические и динамические погрешности таких систем достаточно низкие, а их параметры удовлетворяют требованиям преобразования и обработки сигналов в сейсморазведке.

*О.Д. Азаров, В.А. Гарнага*

### БАГАТОКАНАЛЬНА АНАЛОГО-ЦИФРОВА СИСТЕМА ДЛЯ РЕЄСТРАЦІЇ ІМПУЛЬСНИХ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ НАДЛИШКОВОГО ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Проаналізовано проблеми побудови АЦ-систем для високолінійного прямого і зворотного перетворення аналогових сигналів, а також основні підходи до побудови АЦ-систем та виявлено їх переваги та недоліки. Запропоновано метод проєктування перетворювачів форми інформації, в складі яких використовуються ЦАП з ваговою надлишковістю, що дозволяє створювати АЦ-системи без лазерного припасування параметрів елементів і при цьому мати високі статичні та динамічні характеристики. Наведено аналітичні співвідношення,

що підтверджують перспективність запропонованих підходів, виконано комп'ютерне моделювання роботи ЦАП з активним фільтром на базі ППІС, надано рекомендації щодо визначення оптимальних значень параметрів фільтра.

*A.D. Azarov, V.A. Harnaha*

## MULTICHANNEL ANALOG-TO-DIGITAL SYSTEM FOR REGISTRATION OF PULSE LOW FREQUENCY SIGNALS BASED ON REDUNDANT DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

The problems of construction of the AD systems with high linearity forward and reverse conversion of analog signals are considered. Such systems are widely exploited in various fields of science and technology. The article analyzes the main approaches to the construction of the AD systems and their advantages and drawbacks. There was offered a method of designing the forms of information converters, in which there are used as a part the DAC with weight redundancy that allows you to create the AD systems at low current element base and at the same time have high static and dynamic characteristics. There were offered the analytical ratios, confirming the prospects of the proposed approaches, carried out computer modeling of DAC with an active filter based on DCA, recommendations for the definition of the optimal values of the filter parameters.

1. *Азаров О.Д.* Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю. — УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. — 232 с.
2. *Stakhov A.P.* Fibonacci  $p$ -codes and codes of the «golden»  $p$ -proportions: New informational and arithmetical foundations of computer science and digital metrology for mission-critical applications // *British Journal of Mathematics & Computer Science*. — 2016. — 17, N 1. — P. 1–49.
3. *Сигорский В.П., Петренко А.И.* Основы теории электронных схем/ — Киев : Вища школа, 1971. — 568 с.
4. *Острроверхов В.В.* Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей. — Л. : Энергия, 1975. — 176 с.
5. *Азаров О.Д., Решетник О.О., Гарнага В.А.* Високопродуктивні АЦП із ваговою надлишковістю зі змінними тривалостями тактів порозрядного кодування. — УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2012. — 161 с.
6. *Азаров О.Д., Гарнага В.А.* Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються. — УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011. — 156 с.
7. *Azarov, A.D., Chernyak, A.I., Chernyak, P.A.* The class of numerical systems for pipeline bit sequential development of multiple optoelectronic data streams. *Proceedings of SPIE. The International Society for Optical Engineering*. — 2001. — 4425. — P. 406–409.
8. [http://www.newgeophys.spb.ru/ru/article/coal\\_forecast/](http://www.newgeophys.spb.ru/ru/article/coal_forecast/)

*Получено 11.10.2016*

*После доработки 28.09.2017*