

Н. И. ЖЕЛУДКОВ, В. В. МЕЕР
(Рязань)

ОБ ОДНОЙ МОДИФИКАЦИИ ИНТЕГРИРУЮЩЕГО АЦП ДЛЯ МОРСКОЙ СЕЙСМОРАЗВЕДКИ

В современных многоканальных системах прецизионной телеметрии часто используются дистанционно распределенные аналого-цифровые преобразователи (АЦП) сигналов, передающие кодовые группы в единый многокилометровый кабель. Ряд специфических применений таких систем, например морская сейсморазведка и сейсмоакустика, требует структурного упрощения АЦП и повышения их экономичности с целью миниатюризации и размещения внутри буксируемого шланга нейтральной плавучести.

Интегрирующие АЦП структурно наиболее просты, используют минимум прецизионных элементов, но обладают ограничениями по быстродействию и линейности характеристики, зависящей [1, 2] от абсорбционных свойств интегрирующего конденсатора (ИК). Высокую линейность преобразования можно получить в структурах АЦП с цифровой автокоррекцией погрешностей [3], где осуществляется двухцикловое преобразование по разностному алгоритму, однако это достигается удвоением времени преобразования и снижением пропускной способности [4] двухшагового интегрирующего АЦП [5].

В статье описана модифицированная структура разностно-интегрирующего АЦП, обладающая по сравнению с известной [3] повышенной пропускной способностью и пониженным коэффициентом нелинейных искажений.

Как и в [3], преобразование в таком АЦП осуществляется в два цикла ($j=1, 2$), в каждом из которых, в свою очередь, выполняется двухшаговое интегрирование. Однако алгоритм здесь существенно изменен и сигнал преобразуется в обоих циклах: в одном в виде суммы опорного и сигнального токов (i_0+i_x), во втором в виде их разности (i_0-i_x).

Следует подчеркнуть, что для реализации подобной модификации АЦП необходимы дифференциальный интегратор, схемотехническое выполнение которого может быть различным [6], и источник стабильного тока, аналогичный, например, рассмотренному в работе [7].

Принцип построения и работа разностно-интегрирующего АЦП поясняются обобщенной функциональной схемой (рис. 1) и временными диаграммами (рис. 2). Преобразователь содержит дифференциальный

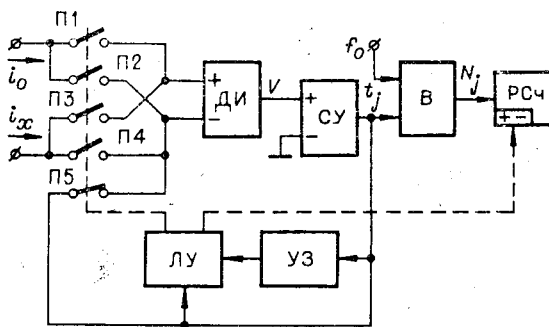


Рис. 1.

интегратор (ДИ), параллельно-перекрестное соединение аналоговых ключей (П1—П4) между входами интегратора и источниками тока (сигнального и опорного), сравнивающий усилитель (СУ), переключатель следящей обратной связи (П5), вентиль (В), реверсивный счетчик РСЧ, логическое устройство (ЛУ), устройство повторного запуска (УЗ).

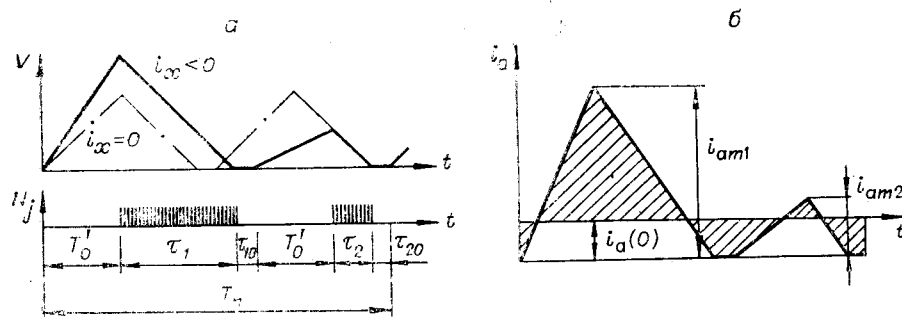


Рис. 2.

Независимо от номера цикла j на каждом втором шаге в течение времени τ_j (см. рис. 2, а) осуществляется разряд ИК эталонным током — i_0 до порога срабатывания СУ (переключатель П2 замкнут, остальные — разомкнуты). На первом шаге первого цикла ($j=1$) осуществляется интегрирование суммы токов эталонного i_0 и сигнального i_x (П1, П3 замкнуты, П2, П4, П5 разомкнуты), на первом шаге второго цикла ($j=2$) выполняется интегрирование разности этих токов (П1, П4 замкнуты, П2, П3, П5 разомкнуты). Циклы вольт-секундного преобразования чередуются с фиксированным интервалом «обнуления» τ_0 (П5 замкнут, остальные — разомкнуты), в течение которого ДИ охватывается цепью отрицательной обратной связи СУ—П5, удерживающей его выходное напряжение U на уровне порога срабатывания СУ. Длительность интервала $\tau_0 \ll T_0$ задается блоком УЗ.

Наиболее существенное влияние на динамическую погрешность интегрирующих АЦП при сокращении длительности цикла кодирования T_n оказывает эффект диэлектрического поглощения (абсорбции) в ИК. Его простейшей моделью, как и в [2], может служить однозвенная $R_a C_a$ -цепочка. Тогда выходное напряжение интегратора в каждом j -м цикле описывается зависимостью

$$U_j = -C^{-1} \int_0^t (i_j + i_{aj}) dt, \quad (1)$$

где

$$i_j = \begin{cases} i_0 + i_x & \text{при } j = 1, \\ i_0 - i_x & \text{при } j = 2 \end{cases}$$

на первом шаге каждого цикла фиксированной продолжительности T_0' ; $i_j = -i_0$ и 0 при разряде и «обнулении» соответственно; i_{aj} — временная зависимость абсорбционного тока в каждом j -м цикле (см. рис. 2, б). Нетрудно вычислить продолжительности разрядных интервалов в виде

$$\tau_j = \begin{cases} \frac{i_0 + i_x}{i_0} T_0' + \Delta\tau_1 & \text{при } j = 1, \\ \frac{i_0 - i_x}{i_0} T_0' + \Delta\tau_2 & \text{при } j = 2. \end{cases} \quad (2)$$

Соответствующие число-импульсные эквиваленты преобразования

$$N_j = \begin{cases} f_0 \tau_1 & \text{при } j = 1, \\ f_0 \tau_2 & \text{при } j = 2 \end{cases}$$

содержат компоненту, обусловленную наличием абсорбционного тока ИК:

$$\Delta\tau_j = \begin{cases} i_0^{-1} I_1 = i_0^{-1} \int_0^{T_0 + \tau_1} i_{a1} dt & \text{при } j = 1; \\ i_0^{-1} I_2 = i_0^{-1} \int_0^{T_0 + \tau_2} i_{a2} dt & \text{при } j = 2. \end{cases} \quad (3)$$

характеризуется удвоенной крутизной преобразования сигнала i_x , а следовательно, дополнительным разрядом в двоичном коде. Второй член равенства (5) соответствует абсорбционной погрешности преобразования.

Для сопоставления пропускной способности рассматриваемой модификации разностно-интегрирующего АЦП с другой модификацией [3] прежде всего необходимо уравнивать их разрядность, чего можно достичь двукратным уменьшением времени интегрирования $T'_0 = 0,5T_0$. Однако полный выигрыш во времени преобразования оказывается еще вдвое большим за счет того, что постоянные $\tau_{j0} \ll T_0$ и взаимно-обратное изменение τ_1 и τ_2 (один убывает, другой возрастает и наоборот при другой полярности i_x) допускают меньшую продолжительность T_{π} . В известном преобразователе [3] суммарное время «обнуления» составляло

$$\sum_1^2 \tau_{j0} = T_0.$$

Следовательно, пропускная способность модифицированной структуры (см. рис. 1) может быть увеличена в 4 раза. Дадим теперь оценку линейности по уровню вносимых нелинейных искажений. Если передаточную характеристику линейного преобразователя с учетом малых параметров представить степенным многочленом

$$\tau_x = \alpha_1 i_x + \alpha_2 i_x^2 + \alpha_3 i_x^3 + \dots, \quad (6)$$

то уровень нелинейных искажений [8] для гармонических сигналов с различной модуляцией может быть оценен коэффициентами нелинейных искажений K_{jm} относительно $m=2, 3$ и т. д. гармоник. Значения K_{jm} пропорциональны отношениям коэффициентов многочлена (6)

$$K_{j2} = \alpha_2 / \alpha_1; \quad K_{j3} = \alpha_3 / \alpha_1 \quad (7)$$

при нелинейных членах к крутизне преобразования α_1 .

Неидеальности активных элементов (смещение нуля e , входной ток i_g) вносят аддитивные составляющие в погрешность преобразования либо входят в крутизну преобразования α_1 [3] и на K_{jm} не влияют (с точностью до величин второго порядка малости). Наличие абсорбционной составляющей погрешности ведет к появлению нелинейных членов в характеристике преобразователя. Получим выражение для абсорбционной составляющей погрешности, полагая, что усилители в цепи обратной связи дополнительных погрешностей не вносят, а точ-

ность преобразователей определяется в основном абсорбционной составляющей погрешности, а не разрешающей способностью.

Связь $\Delta\tau_x$ с коэффициентом абсорбции $K_a = C_a(C + C_a)^{-1}$ и постоянной времени абсорбции $T_a = R_a C_a$ легко установить, если найти зависимость тока абсорбции в пределах интервала преобразования. Для быстродействующих АЦП, когда $T_0 \ll T_a$, форма тока i_a хорошо аппроксимируется [2] отрезками прямых (см. рис. 2, б) со значением тока абсорбции на интервале «обнуления»

$$i_a(0) = -1/8 \sum_{j=1}^2 i_{amj} (1 + \tau_j/T_0')$$

и амплитудами

$$i_{amj} = \frac{C_a T_0'}{C T_a} i_j,$$

причем в квазиустановившемся режиме $i_a(0) = i_a(T_n)$.

Из последнего равенства для «безваттной» связи, каковой является абсорбционная цепочка $R_a - C_a$, можно записать уравнение энергетического баланса (см. рис. 2, б)

$$I_1 + I_2 + i_a(0)(\tau_1 + \tau_2) = 0. \quad (8)$$

Выражения (3), (4) и (7) образуют следующую систему линейных уравнений:

$$\|G\| \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ i_a(0) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & G_1 \\ 0 & 1 & G_2 \\ 1 & 1 & G_0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ i_a(0) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} F_1 \\ F_2 \\ 0 \end{vmatrix}, \quad (9)$$

где $G_j = T_0' + \tau_j$; $G_0 = 2\tau_0$; $F_j = 1/2 i_{amj} G_j$.

Решая эту систему уравнений относительно I_1 и I_2 , находим

$$I_1 = D_1/D = (G_2 F_1 - G_1 F_2 - G_0 F_1)/(G_1 + G_2 - G_0);$$

$$I_2 = D_2/D = (G_1 F_2 - G_2 F_1 - G_0 F_2)/(G_1 + G_2 - G_0).$$

После подстановки значений I_1 и I_2 в формулу (5) получаем выражение для абсорбционной погрешности

$$\Delta\tau_{xa} = [2(G_2 F_1 - G_1 F_2) - G_0(F_1 - F_2)]/(G_1 + G_2 - G_0),$$

которое несложными преобразованиями приводится к виду

$$\Delta\tau_{xa} = -1/2 \frac{C_a T_0'^2 i_x}{C T_a i_0} \left[1 - 1/4 \left(\frac{i_x}{i_0} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

Отсюда определяем коэффициенты формулы (6):

$$\alpha_1 = T_0 i_0^{-1} \left(1 - 1/2 \frac{C_a T_0'}{C T_a} \right);$$

$$\alpha_2 = 0;$$

$$\alpha_3 = 1/8 \frac{C_a T_0 T_0'}{C T_a i_0^3}.$$

Если рассматривать характеристику известного АЦП [3], то при наилучшем для него соотношении $\lambda = i_c/i_0 = 0,5$

$$\Delta\tau_{xa}'' = -1/8 \frac{C_a T_0'^2 i_x}{C T_a i_0} \left[0,5 + 4 \frac{i_x}{i_0} - \left(\frac{i_x}{i_0} \right)^2 \right]$$

и, следовательно,

$$\alpha_1'' = \frac{T_0}{i_0} \left(1 - 1/16 \frac{C_a T_0}{C T_a} \right);$$

$$\alpha_2'' = -1/2 \frac{C_a T_0 T_0}{C T_a i_0^2};$$

$$\alpha_3'' = 1/8 \frac{C_a T_0 T_0}{C T_a i_0^3};$$

здесь i_0 — ток смещения нулевого уровня сигнала. В рассматриваемой модификации АЦП $i_c = i_0$.

Искомые коэффициенты нелинейных искажений в основном определяются числителями дробей вида (7), поскольку разностный сомножитель в выражениях для α_1 и α_1'' очень мало отличается от 1. Таким образом, в описанной модификации АЦП подавлены нелинейные искажения типа 2-й гармоники, которые являются доминирующими для известного варианта [3], а уровни нелинейных искажений в виде 3-й гармоники незначительны и одинаковы в обеих структурах АЦП.

Преобразователь рассмотренной структуры был разработан для 24-канальной морской системы акустической телеметрии, с помощью которой ведется исследование структуры донных отложений на шельфе. Основное требование к АЦП в таких устройствах — высокая линейность и идентичность характеристики преобразования. Аналоговая часть 12-разрядного преобразователя с периодом преобразования 2 мс выполнена на интегральных схемах типа К140УД8Б и К5НТО44А, логическая часть — на микросхемах серии 134. Экспериментально было подтверждено, что нелинейность вольт-секундного преобразования в полосе сигналов до 45 Гц не превышает 0,02%. Достигнутая пропускная способность разностно-интегрирующего преобразователя составила $6 \cdot 10^3$ бит/с.

ВЫВОДЫ

Путем двухциклового вольт-секундного преобразования разности и суммы входного сигнала с эталонным можно построить на основе дифференциального интегратора структуру АЦП с увеличенной в 4 раза пропускной способностью и полностью исключить вносимые передаточной характеристикой нелинейные искажения типа 2-й гармоники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колесник В. К. Оценка влияния паразитных параметров реального конденсатора. — «Труды ВНИИ электроизмерительных приборов», 1973, вып. 17, с. 55—61.
2. Меер В. В., Былинский Л. В. Оценка влияния эффекта диэлектрической абсорбции интегрирующего конденсатора на точность быстродействующего вольт-секундного преобразователя. — «Труды Рязанского радиотехн. ин-та», 1972, вып. 30, с. 17—22.
3. Былинский Л. В., Желудков Н. И., Меер В. В. О погрешности разностно-интегрирующего преобразователя напряжения в код. — «Автометрия», 1974, № 3, с. 53—60.
4. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1975.
5. Прянишников В. А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока. Л., «Энергия», 1976.
6. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л., «Энергия», 1974.
7. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов. Л., «Энергия», 1975.
8. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Ч. 1. М., «Сов. радио», 1966.

Поступила в редакцию 9 февраля 1976 г.;
окончательный вариант — 24 марта 1977 г.