

## ЛИТЕРАТУРА

1. Васин Н.Н. А с 1619070 СССР//Б.И N 1. 1991. с.122.
2. Фурсов В.А Анализ точности и построение алгоритмов идентификации по малому числу наблюдений - Изв. АН СССР, Техн. кибернетика, N 6, 1991г.

## АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДВУХТАКТНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ДЛЯ МОСТОВЫХ ТЕНЗОРЕЗИСТОРНЫХ ДАТЧИКОВ

Вилоп Л.Э

Включение тензорезисторов по мостовой схеме, как правило, имеет место в высокоточных датчиках, представляющих собой обособленный конструктивный узел и предназначенных для измерения физических величин через деформацию упругого элемента датчика.

Для получения измерительной информации с таких датчиков в системах измерения медленноменяющихся величин находят применение АЦП двухтактного интегрирования (АЦП ДИ), обеспечивающие в сравнении с другими видами АЦП повышенную разрешающую способность. Так в системах измерения тяги газотурбинных двигателей с мостовыми тензорезисторными датчиками усилий типа ТВС АЦП двухтактного интегрирования обеспечивает разрешающую способность 15 бит при выходном сигнале датчика 40 мВ и времени преобразования 60 мс [1].

Схемотехника таких АЦП имеет отличия от схемотехники АЦП ДИ цифровых вольтметров [2,3]. Точность преобразования в них определяется точностью соответствия цифрового кода на выходе АЦП деформации тензорезистора. К узлам, определяющим эту точность, добавляется схема питания датчика и линия связи "датчик-преобразователь". Вместе с тем, при условии стабильности величины выходного сопротивления датчика и отсутствии влияния остаточных параметров ключевых элементов, не имеет принципиального значения величина входного сопротивления интегратора. Последнее обстоятельство дополняет множество

АЦП ДИ с потенциальным входом АЦП ДИ с токовым входом (нулевым входным сопротивлением интегратора) [1]. На рис. 1 приведена обобщённая функциональная схема АЦП ДИ с мостовым тензорезисторным датчиком ( $R_{T1} \div R_{T4}$ ). Различия точностных характеристик АЦП в основном определяются схемой коммутации

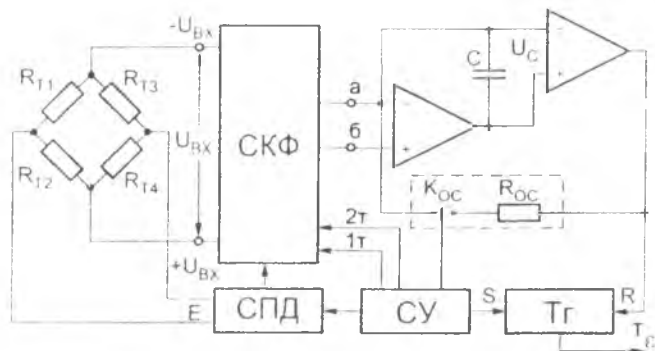


Рис. 1

и формирования входных токов интегратора (СКФ) и схемой питания датчика (СПД). Поэтому эти узлы на рисунке недетализированы и возможные варианты их исполнения являются предметом рассмотрения.

При симметричном разбалансе сопротивления тензорезисторов моста,  $R_{T1} = R_{T4} = R_{OT} + \Delta R = R_{OT}(1 + \epsilon)$ ,  $R_{T2} = R_{T3} = R_{OT} - \Delta R = R_{OT}(1 - \epsilon)$ , а

э.д.с. сигнала на выходе датчика  $e_c = \epsilon \cdot E$ ,

где:  $\epsilon = \Delta R / R_O$ ;  $E$  - напряжение, подведённое к диагонали питания моста с выхода схемы питания датчика

В исходном состоянии (интервалах между преобразованиями) замкнут ключ  $K_O$  и нуль-орган (НО) поддерживает нулевое напряжение на конденсаторе интегратора  $C$  (нулевые начальные условия интегрирования).

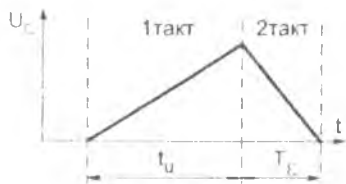


Рис. 2

и формирования входных токов интегратора (СКФ) и схемой питания датчика (СПД). Поэтому эти узлы на рисунке недетализированы и возможные варианты их исполнения являются предметом рассмотрения.

В первом такте преобразования длительностью  $t_{и}$  (рис.2), задаваемой схемой управления (СУ), на вход интегратора через некоторое сопротивление заряда  $R_3$  подаётся ток  $I_1$ , определяемый  $e_c$  датчика и неинформативными составляющими э.д.с. входной цепи, обусловленными термоэдс контактов -  $e_T$ , токами утечек -  $I_{YT}$  и э.д.с. смещения операционных усилителей -  $e_{смоду}$ . За время  $t_{и}$  ток  $I_1$  создаёт на конденсаторе интегратора заряд  $q_1 = I_1 \cdot t_{и}$ .

Во втором такте конденсатор разряжается до нулевого напряжения током  $I_2$ , определяемым сопротивлением разряда  $R_p$  и суммарной э.д.с., создаваемой источником опорного напряжения и, как показано ниже, э.д.с. смещения операционных усилителей. Длительность разряда:

$$T_{\epsilon} = \frac{I_1}{I_2} \cdot t_{и} \quad (1)$$

определяемая моментом срабатывания нуля-органа, пропорциональна  $I_1$  и, следовательно, пропорциональна  $\epsilon$ .

Формула (1) представляет собой обобщённую запись функции преобразования АЦП двухтактного интегрирования.

В эквивалентной схеме включения датчика (рис.3)  $e_c = \epsilon \cdot E$ ,

$R'_{\text{вых}} = R''_{\text{вых}} = R_{\text{вых}}$  и включает в себя выходное сопротивление датчика -  $R_{\text{вых,д}} \approx R_{\text{от}}/2$  и сопротивление ли-

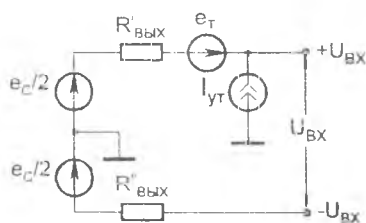


Рис.3

нии "датчик- преобразователь" -  $r_{л}$ ;  $e_T$  - термо-э.д.с. контактов;  $I_{YT}$  - суммарный ток утечки входной цепи преобразователя;  $U_{\text{вх}}$  - напряжение, подаваемое на вход СКФ.

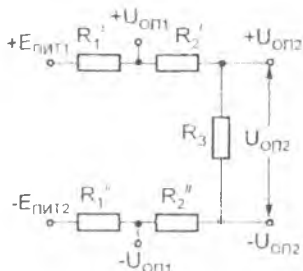


Рис.4

На рис.4 приведена цепь формирования опорных напряжений для схем питания датчика и разряда интегратора. Номиналы  $R_1' = R_1''$ ,  $R_2' = R_2''$ . Источники  $E_{п1}$  и  $E_{п2}$  питают операционные усилители АЦП ( $E_{п1} = E_{п2}$ ). Напряжения  $+U_{оп1}$  и  $-U_{оп1}$  составляют величину порядка  $8 \div 10V$ ,  $U_{оп2}$  имеет порядок  $e_{с макс} \approx 40 \div 50 мВ$ .

На рисунках 5, 6 и 7 представлены три варианта схемы коммутации и формирования входных токов интегратора. Обозначения входных и выходных контактов на этих схемах соответствуют обозначениям и означают соединение с одноимёнными контактами на рис.1 (точки а и б), рис.3 (точки  $+U_{вх}$  и  $-U_{вх}$ ), рис.4 (точки  $+U_{оп1}$ ,  $-U_{оп1}$  и  $+U_{оп2}$ ,  $-U_{оп2}$ ). Штриховая линия, означающая замыкание ключей в первом такте, обозначена 1т, во втором такте -2т. Наличие инвертора означает противофазное управление.

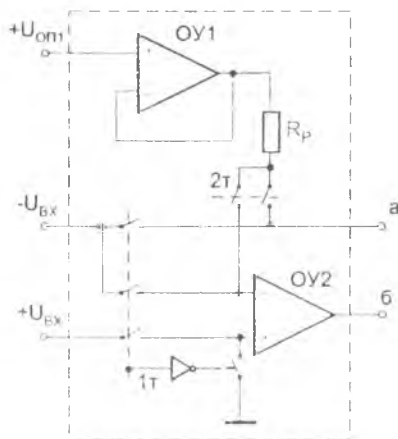


Рис.5

Схема коммутации и формирования (СКФ1), приведённая на рис.5, реализует токовый вход АЦП [1], при котором на вход интегратора подаётся максимально возможный ток короткого замыкания выхода датчика, вследствие чего уменьшается влияние на результат преобразования собственных шумов интегратора и нуля-органа. Так как ключевые элементы представляют собой МОП - ключи ( $r_{кл} \approx 100 \text{ Ом}$  и  $TK_{кл} \approx 3 \cdot 10^{-3} 1/^\circ C$ ), то для уменьшения влияния нестабильности  $r_{кл}$  в схеме используется входной коммутатор с активной компенсацией влияния оста-

ющих элементов.

точных параметров [4], в котором [5]:  $r_{кл.экв} = r_{кл.}/K_{Oy2}$ ,  $e_{кл.экв.} = e_{см. OY2} + U_{аб}/K_{Oy2}$ , где:  $K_{Oy2}$  - коэффициент усиления OY2;  $U_{аб}$  - напряжение между входами OY интегратора ( $U_{аб} \approx e_{см. OY инт}$ ).

Функция преобразования АЦП с СКФ1, полученная с учётом неинформативных параметров на основании соотношения (1), имеет вид:

$$T_{\varepsilon 1} = \frac{R_p}{R'_{вых}} \cdot \frac{e_c + e_T + I_{YT} R'_{вых} + e_{см. OY2}}{U_{оп1} + e_{см. OY1} + e_{см. OY2}} \cdot t_{и} \quad (2)$$

Приведённые к диапазону выходного сигнала датчика ( $e_{с макс}$ ) аддитивные составляющие погрешности преобразования могут быть определены, как отношения изменений неинформативных слагаемых в числителе функции преобразования (2) к максимальному значению слагаемого  $e_c$ . Максимальная результирующая аддитивная погрешность при этом равна:

$$\delta_{01} = \frac{\Delta e_T + \Delta I_{YT} R'_{вых} + I_{YT} \Delta R'_{вых} + \Delta e_{см. OY2}}{e_{с макс}} \quad (3)$$

Коэффициент преобразования АЦП на основе СКФ1:

$$S_{\varepsilon 1} = \frac{dT}{d\varepsilon} = \frac{R_p}{R'_{вых}} \cdot \frac{E}{U_{оп1} + e_{см. OY1} + e_{см. OY2}} \cdot t_{и} \quad (4)$$

Учитывая, что  $R'_{вых} \approx R_{вых д} \approx R_{от}/2$ , а  $U_{оп1} = E$  и его величина при биполярных OY, как минимум, на три порядка превышает  $e_{см. OY1}$  и  $e_{см. OY2}$ , можно записать:

$$S_{\varepsilon 1} = 2 \frac{R_p}{R_{от}} \cdot t_{и} \quad (5)$$

На основании формулы (5) относительная мультипликативная погрешность:

$$\delta_{S1} = \frac{\Delta R_p}{R_p} - \frac{\Delta R_{от}}{R_{от}} \quad (6)$$

Зависимость  $S_{\varepsilon 1}$  от  $R_o$  предъявляет повышенные требования к стабильности  $R_o$  датчика, что является недостатком АЦП с токовым входом. Вторым его недостатком - несимметричность входной цепи, снижающая устойчивость АЦП к внешним помехам

В СКФ2 (рис.6), используется инструментальный усилитель на OY1:OY3, имеющий симметричный потенциальный вход и обеспечивающий диапазон

входных напряжений интегратора, при котором можно пренебречь влиянием  $e_{см}$  ОУ интегратора

Функция преобразования АЦП на основе СКФЗ:

$$T_{\varepsilon 2} = \frac{e_c + e_T + I_{ут} R'_{вых} + e_{см\text{ОУ}1} + e_{см\text{ОУ}2}}{U_{оп2} + e_{см\text{ОУ}1} + e_{см\text{ОУ}2}} \cdot t_{и} \quad (7)$$

Приведенная к диапазону  $e_c$  аддитивная погрешность:

$$\delta_{02} = \frac{\Delta e_T + \Delta I_{ут} R'_{вых} + I_{ут} \Delta R'_{вых} + \Delta e_{см\text{ОУ}1} + \Delta e_{см\text{ОУ}2}}{e_{c\text{макс}}} \quad (8)$$

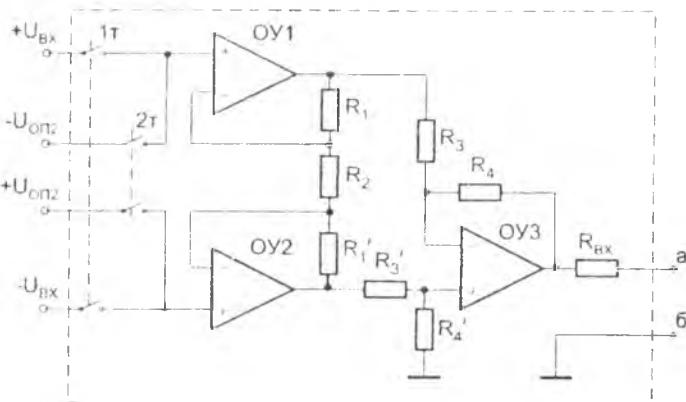


Рис.6

при одинаковой элементной базе имеет тот же порядок, что и у АЦП с токовым входом

Коэффициент преобразования АЦП на основе СКФЗ:

$$S_{\varepsilon 2} = \frac{E}{U_{оп2} + e_{см\text{ОУ}1} + e_{см\text{ОУ}2}} \cdot t_{и} \quad (9)$$

не зависит от коэффициента усиления инструментального усилителя и сопротивления резистора на входе интегратора, однако, вследствие того, что  $U_{оп2} \approx e_{c\text{макс}}$ , в знаменателе формулы (9) нельзя пренебречь слагаемыми  $e_{см\text{ОУ}1}$  и  $e_{см\text{ОУ}2}$ . Относительная мультипликативная погрешность, вы-

зывается температурным дрейфом  $e_{смд\mu 1}$  и  $e_{смд\mu 2}$ , в соответствии с выражением (9) определяется следующим образом:

$$\delta_{S2} = \frac{\Delta e_{смд\mu 1} + \Delta e_{смд\mu 2}}{U_{оп2}} \quad (10)$$

Относительная мультипликативная погрешность, вызываемая изменением отношения  $U_{оп2}/E$ , определяется разностью ТКС  $R_3$  и  $R'_2 + R''_2$  (рис.4)

$$\delta_{SU_{оп2}/E} = \frac{R'_2 + R''_2}{R'_2 + R''_2 + R_3} \cdot \left( \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R'_2 + \Delta R''_2}{R'_2 + R''_2} \right) \quad (11)$$

Изменение в начале второго такта напряжения на выходе ОУ3 на 10÷20В требует учёта инерционности операционных усилителей ОУ1-ОУ3

СКФ3, приведённая на рис.7, отличается от СКФ1 тем, что она имеет потенциальный вход. Заряд интегратора в ней производится не через выходное сопротивление измерительной цепи, а через резистор заряда  $R_3$ , входное напряжение на который подаётся через ключ с активной компенсацией остаточных параметров на ОУ2 [6]. Аналогичный ключ на ОУ1 используется во втором такте для подачи

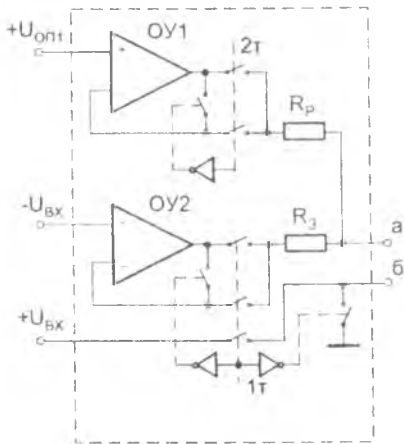


Рис.7

напряжения на резистор разряда  $R_p$ . Эквивалентные параметры этих ключей ( $\tau_{кл. экв}$ ,  $e_{кл. экв}$ ) определяются так же [5], как параметры ключей входного коммутатора в СКФ1.

Функция преобразования АЦП с СКФ3 имеет вид:

$$T_{\epsilon 3} = \frac{R_p}{R_3} \cdot \frac{e_c + e_T + I_{UT} R'_{вых} + e_{смд\mu 2} + e_{смд\mu инт}}{U_{оп1} + e_{смд\mu 1} + e_{смд\mu инт}} \cdot t_{и} \quad (12)$$

Аддитивная погрешность определяется по формуле:

$$\delta_{03} = \frac{\Delta e_T + \Delta I_{UT} R_{\text{вых}} + I_{UT} \Delta R_{\text{вых}} + \Delta e_{\text{см}02} + \Delta e_{\text{см}0\text{инт}}}{e_{\text{с макс с}}} \quad (13)$$

Коэффициент преобразования:

$$S_{\text{сз}} = \frac{R_p}{R_3} \frac{E}{U_{\text{оп1}} + e_{\text{см}01} + e_{\text{см}0\text{инт}}} \cdot t_{\text{и}} \approx \frac{R_p}{R_3} \cdot t_{\text{и}} \quad (14)$$

На основании формулы (14) относительная мультипликативная погрешность:

$$\delta_{S3} = \frac{\Delta R_p}{R_p} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \quad (15)$$

определяется разностью ТКС резисторов заряда и разряда.

Все рассмотренные СКФ содержат составляющую мультипликативной погрешности, обусловленную разностью ТКС сопротивлений, определяющих входные токи интегратора в первом и втором тактах преобразования (формулы (6), (11) и (15)). В СКФ2, кроме этого, мультипликативная погрешность определяется температурным дрейфом  $e_{\text{см}}$  входных ОУ инструментального усилителя и соизмерима с аддитивной погрешностью, вызываемой этим дрейфом

В отношении аддитивной погрешности все рассмотренные схемы идентичны. При  $e_{\text{с макс}} = 40$  мВ и использовании биполярных ОУ общего применения ( $\text{ТК}e_{\text{см}} \approx 10 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ ) аддитивная погрешность, обусловленная температурным дрейфом  $e_{\text{см}}$  одного ОУ, составляет величину  $0,025\%/^\circ\text{C}$ . Применение прецизионных ОУ ( $\text{с } \text{ТК}e_{\text{см}} \leq 1 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ ) снижает эту погрешность на порядок и делает её соизмеримой с погрешностями, обусловленными температурными изменениями составляющих  $e_T$ ,  $I_{UT}$  и  $R_{\text{вых}}$ . На практике это означает, что максимальная результирующая аддитивная погрешность может составлять  $0,01\%/^\circ\text{C}$ . В пятнадцатиразрядном АЦП это соответствует трём единицам младшего разряда.

Аддитивная погрешность, не превышающая в рабочем диапазоне температур единицы младшего разряда, имеет место при применении периодической автокалибровки нуля. Особенность такой автокалибровки [7] заключается в том, что для исключения составляющих аддитивной погрешности, обусловленных изменением  $e_T$ ,  $I_{UT}$  и  $R_{\text{вых}}$ , производится обнуление напряжения питания датчика  $E$ . При этом  $e_c = 0$  и вводимая при обработке поправка содержит все составляющие



аддитивной погрешности. Схемотехнически обнуление напряжения  $E$  может быть осуществлено, например, применением в СПД двуполярного компенсационного стабилизатора с коммутируемыми опорными напряжениями - при получении поправки на соответствующие входы СПД подаются нулевые опорные напряжения.

Из рассмотренных АЦП наиболее предпочтительным является АЦП на основе СКФ3, который в отличие от АЦП на основе СКФ1 имеет потенциальный вход со всеми его достоинствами, а в отличие от АЦП на основе СКФ2 не требует автокалибровки коэффициента преобразования и начало второго такта преобразования в нём не сопровождается длительным переходным процессом усилителя.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вилоп Л.Э. Аналого-цифровые преобразователи с токовым входом для тензорезисторных датчиков усилия. В кн.: Тез. докл. Всесоюз. конф. "Методы и средства измерения механических параметров в системах контроля и управления" - Пенза: ПДЭНТП: 1992. -С.110.
2. Прянишников В.А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока. -Л.: Энергия. 1976. -224с
3. Способы и средства интегрирующего преобразования // ТС-5. Обзорная информация/ ЦНИИТЭИприборостроения. -М., 1982. -52с.
4. А.с.849486 СССР. МКИ Н03К 17/00. Коммутатор :Л.Э.Вилоп, О.П.Скобелев //Открытия, изобретения. -1981 -
5. Вилоп Л.Э. Коммутаторы с активной компенсацией остаточных параметров в преобразователях на основе методов тестовых переходных процессов // Автоматизация научных исследований. Сб.науч.тр. КуАИ. -Куйбышев, 1987. -С.144-154
6. Патент 1264421 Великобритания, МКИ Н03К 17/02. Precision switching circuit/ Р.С.Michael (Великобритания). Заявлено 02.01.69; Опубл. 23.02.72: -3с
7. Полунов Ю.Л., Гальченко В.Д. Цифровые измерительно- управляющие устройства тензометрических весов и дозаторов -М.: Энергоатомиздат, 1986. - 152с