

И.Э.Вилоп, О.П.Скобелев

ПОДСИСТЕМА СБОРА ИНФОРМАЦИИ
С ТЕНЗОРЕЗИСТОРНЫХ ДАТЧИКОВ

При испытаниях сложных технических объектов часто встречается задача многоточечного измерения статических и медленно меняющихся деформаций. Для её решения в существующих тензоизмерительных комплексах широко применяют тензостенции с усилителями постоянного или переменного тока в каждом канале. Для автоматизированной обработки информации сигналы высокого уровня с выходов усилителей подаются на АЦП и далее на вход регистратора или ЭВМ. При измерении медленноменяющихся деформаций и большом числе каналов такая структура отличается аппаратурной избыточностью, большим энергопотреблением и имеет высокую стоимость.

Более привлекательная структура с использованием группового согласующего устройства (ГСУ) "датчик - АЦП" [1], в которой коммутация каналов производится на уровне тензорезисторов.

Известны ГСУ для генераторных датчиков с сигналами милливольтового уровня, а также параметрических датчиков R , L и C с достаточно большим изменением выходного параметра [2]. Однако, применение ГСУ для металлических тензорезисторов с малыми величинами выходных сигналов встречает ряд трудностей, связанных со сложностью применения бесконтактных коммутаторов и требованием высокой чувствительности при достаточном быстродействии.

В работе рассматривается многоточечная подсистема сбора информации с тензорезисторных датчиков с бесконтактной коммутацией, состоящая из интегрирующего ГСУ с токовым входом и АЦП "временной интервал - код". Интегрирование тока пропорционального деформации тензорезисторов опрашиваемого канала и применение методов, устраняющих влияние остаточных параметров бесконтактных коммутирующих элементов [3], обеспечивает высокую чувствительность и точность подсистемы.

На рис. 1 представлена структурная схема одного из возможных вариантов подсистемы, содержащая N тензорезисторных полумостов (по числу каналов), коммутатор, состоящий из пар синфазно управляемых ключей $(K_1', K_1'', K_2', K_2'', \dots, K_N', K_N'')$, разрядный резистор и разрядный ключ (R, K_p) , интегратор тока 1, компаратор 2, триггер 3,

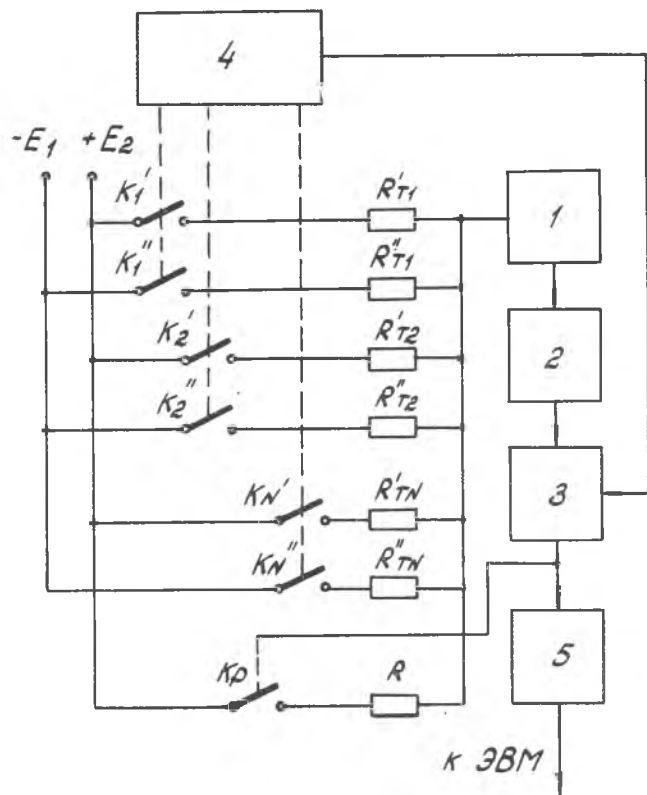


Рис. I.

блок управления 4, АЦШ 5.

Работа устройства на каждом выбранном канале происходит в два такта. В первом такте ключи опрашиваемого канала (например, K_1' и K_1'') замыкаются на время T_1 , определяемое хронизирующим устройством блока управления. При этом интегрируется ток, соответствующий разности параметров полумоста. Во втором такте замыкается разрядный ключ K_p и происходит полный разряд накопительного элемента интегратора через резистор R . Момент полного разряда фиксируется компаратором, а интервал времени, соответствующий продолжительности разряда, преобразуется АЦШ в цифровой код.

На рис. 2а приведена эквивалентная схема измерительной цепи ГСУ, в которой вместо интегратора тока используется интегратор напряжения. С помощью этой схемы можно показать достоинства токового интегрирования по сравнению с интегрированием напряжения, широко применяемым в ряде отечественных и зарубежных тензоизмерительных систем [4].

При условии идеальности ключевых элементов выражение входного тока интегратора в первом такте для полумоста с двумя активными тензорезисторами ($R_1' = R_0 + \Delta R$; $R_1'' = R_0 - \Delta R$) запишется в виде

$$I_1 = E \frac{2 \Delta R}{R_0^2 + 2R_0 \Delta R - \Delta R^2}, \quad (1)$$

где R_0 - сопротивление недеформированного тензорезистора; ΔR - приращение сопротивления тензорезистора.

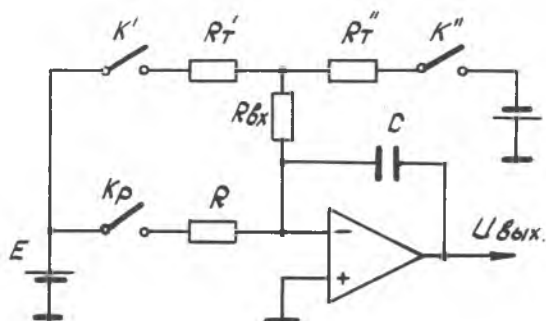
По окончании первого такта заряд емкости интегратора $Q_1 = I_1 T_1$. Ток разряда во втором такте

$$I_2 = \frac{E}{R} \quad (2)$$

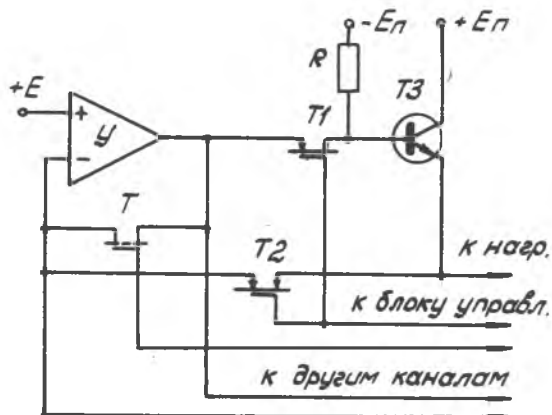
Время полного разряда, равное длительности временного интервала на выходе триггера 3 (см. рис. 1)

$$T_2 = Q_1 / I_2 = T_1 \frac{I_1}{I_2} \quad (3)$$

Подставляя (1) и (2) в (3), после умножения на частоту заполнения АЦШ f , получим уравнение преобразования подсистемы в



а)



б)

Рис. 2.

Виде

$$R_u = 2\sqrt{T_1} \frac{R}{R_0} \frac{\frac{\Delta R}{R_0}}{1 + 2 \frac{R_{6x}}{R_0} - \left(\frac{\Delta R}{R_0}\right)^2} \approx 2\sqrt{T_1} \frac{R}{R_0} \frac{\frac{\Delta R}{R_0}}{1 + 2 \frac{R_{6x}}{R_0}},$$

где R_u - цифровой эквивалент на выходе АЦП.

Для ИСУ с токовым входом, применяемого в подсистеме (см. рис. 1), входное сопротивление $R_{6x} = 0$, тогда

$$R_y = 2\sqrt{T_1} \frac{R}{R_0} \frac{\Delta R}{R_0}. \quad (4)$$

Чувствительность для обоих вариантов подсистемы

$$S_u = 2\sqrt{T_1} \frac{R}{R_0} \frac{1}{1 + 2 \frac{R_{6x}}{R_0}}, \quad (5)$$

$$S_y = 2\sqrt{T_1} \frac{R}{R_0}. \quad (6)$$

Из (5) и (6) следует, что для получения одинаковых значений чувствительности, длительность первого такта в схеме с интегрированием напряжения должна быть в $1 + 2 \frac{R_{6x}}{R_0}$ раз больше, чем в схеме с интегрированием тока.

В интеграторах напряжения величина R_{6x} выбирается большой с тем, чтобы обеспечить линейность характеристики преобразования, а также для уменьшения влияния сопротивлений ключей, коммутирующих выходное напряжение тензостовов 4. Это означает, что

$2R_{6x}/R_0 \gg 1$ и длительность первого такта в подсистеме с токовым входом уменьшается на 1-2 порядка. Уменьшение длительности первого такта кроме повышения быстродействия позволяет увеличить амплитуду импульсов, подаваемых на полумосты, и тем самым повысить помехозащищенность системы, либо при прежней амплитуде облегчить температурный режим тензорезисторов.

Нелинейность уравнения преобразования подсистемы невелика. Для максимально возможной девиации $\frac{\Delta R}{R_0} = 0,02$ она равна 0,0076%, что, как правило, существенно меньше нелинейности статической характеристики самого тензорезистора и поэтому не может оказывать заметного влияния на точность подсистемы.

Основным источником погрешности подсистемы являются ключевые элементы в цепях питания тензорезисторных полумостов.

Для уменьшения влияния ключей возможно применение специально-го импульсного коммутатора [3]. Ключевые элементы этой схемы в открытом состоянии насыщены и не обеспечивают высокого быстродействия. При использовании двух ключей в цепях питания это приводит к несинхронности и появлению паразитных всплесков, являющихся источником погрешности. Поэтому в подсистеме для тензорезисторов (см. рис.1) используются ненасыщенные ключевые элементы, но при этом стабилизируется амплитуда импульсов напряжения, подаваемых на полумосты.

На рис. 2б приведена схема стабилизации амплитуды положительных импульсов для одного из каналов подсистемы, содержащая общий для всех каналов операционный усилитель с ключом Т, МОП-транзисторы цепей управления (Т1), обратной связи (Т2) и ненасыщенный ключ (Т3). Работа схемы происходит следующим образом. При подаче на затворы МОП-транзисторов отрицательного напряжения открываются все ключевые элементы схемы (Т1, Т2, Т3). Напряжение с эмиттера Т3 подается на инвертирующий вход усилителя, где сравнивается с опорным напряжением Е. Сигнал рассогласования усиливается и с выхода усилителя через Т1 подается на базу Т3. При большой величине коэффициента передачи усилителя на базе Т3 устанавливается потенциал такой величины, что независимо от параметров Т3 и величины нагрузки напряжение на ней с точностью до U_{BX} усилителя становится равным Е. По окончании управляющего импульса Т1 и Т2 закрываются. При этом на базу Т3 через резистор R подается запирающее напряжение от источника -Еп. Для того, чтобы избежать при размыкании МОП-транзисторов (Т1, Т2) насыщения усилителя, связанного с разрывом цепи обратной связи, ведущего к выбросам и ухудшению временных параметров импульсов, в интервалах между импульсами открывается транзистор Т.

Схема стабилизации амплитуды отрицательных импульсов отличается лишь тем, что в качестве ключевого элемента (Т3) используется р - п - р транзистор.

Устранение влияния параметров ключевых элементов в каждом канале приводит к тому, что погрешности подсистемы определяются общими для всех каналов узлами ИСУ. Эти погрешности могут быть полностью устранены использованием одного канала как калибровочного.

В Куйбышевском авиационном институте разработана 16-ти канальная подсистема измерения деформаций, предназначенная для преобразования сигналов с тензорезисторов. Подсистема обеспечивает визуальную поканальную индикацию и её ввод в цифровой регистратор или ЭВМ. Входные сигналы - изменения сопротивлений тензорезисторов в пределах $0 - 1\% R_0$. Выходной сигнал десятиразрядный двоичный код. Время преобразования в зависимости от пределов изменяется

от 0,1 до 1 мсек. Основная погрешность 0,1%. Подсистема полностью выполнена на интегральной элементной базе.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Орлов - Шулькин В.В. Согласование датчиков с машинами централизованного контроля. М., "Энергия", 1972.

2. Болтянский А.А. и др. Многоканальный измерительный преобразователь с параметрическими датчиками. "Измерительная техника", 1974, № 9, с. 38-40.

3. Болтянский А.А. и др. Коммутатор. Авт.свид. № 493917, ОИПОТЗ, 1975, № 44.

4. Современные методы и аппаратура для измерения усилий. Обзорная информация. ТС-7 "Машины и приборы для измерения механических величин". ЦНИИЭИприборостроения, М., 1975.

УДК 681.3

В.К. Компанец

ДУХТАКТНЫЙ МАГНИТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СИГНАЛОВ ТЕРМОПАР

При работе измерительного преобразователя с термопарами, имеющими электрический контакт с контролируемой поверхностью, возникает проблема гальванического разделения входных и выходных цепей для уменьшения продольных помех [1]. Чаще всего продольные помехи не превышают уровня долей и единиц вольт [2]. Задача их подавления успешно решается применением разделительных и емкостных трансформаторов с использованием бесконтактных ключей. В ряде случаев продольные помехи могут достигать десятков вольт [1]. В этом случае бесконтактная коммутация сигнала весьма затруднена.

Наилучшее подавление продольных помех достигается использованием магнитных преобразователей, выполненных на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса [3,4]. При работе с термопарами наиболее быстродействующими и точными являются двухтактные магнитные преобразователи (ДМП) [5]. В настоящей статье подробно рассматривается работа ДМП, приводятся его основные характеристики, такие как чувствительность и быстродействие.