

УДК 621.317

Н. Н. Дмитриева

### БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ИМПУЛЬС- НЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВА- ТЕЛЬ ДЛЯ МОСТОВОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДАТЧИКОВ

Описан новый импульсный преобразователь сопротивление — период высокой чувствительности. Он предназначен для работы с датчиками переменного сопротивления при мостовом включении. Изменение периода осуществляется управлением величиной времязадающей емкости. Характеристика преобразования линейна. Изменению сопротивления датчиков на 0,2% соответствует изменение периода в три раза. Преобразователь выполнен на интегральных схемах.

При дистанционных измерениях ряда физических величин широко используется включение мостов с датчиками переменного сопротивления в измерительные преобразователи, превращающие изменение сопротивления датчиков в изменение частоты или периода электрического сигнала [1—6]. Однако преобразователи с гармоническим [1, 3, 4], а также с импульсными сигналами [2, 7] не позволяют получить высокое быстродействие, необходимое для современных информационно-измерительных систем. В схемах с питанием датчиков прямоугольным импульсным сигналом возрастают погрешности от паразитных реактивностей датчиков и соединительных линий, так как спектр такого сигнала достаточно широк. Для уменьшения погрешностей приходится понижать рабочую частоту преобразователя.

Нами разработан и испытан импульсный измерительный преобразователь, свободный от отмеченных выше недостатков. В преобразователе использован предложенный нами принцип [8] управления эффективной величиной реактивного элемента (емкости), при котором она определяется коэффициентом передачи моста с датчиками  $K_m$ . Преобразователь предназначен для работы с датчиками переменного импеданса при их мостовом включении, но может быть использован и при работе с одиночным датчиком. Преобразователь имеет линейную характеристику преобразования сопротивление — период. Это позволяет производить измерения выходного параметра с необходимой точностью простыми цифровыми схемами всего за один период.

Схема преобразователя представлена на рисунке. Преобразователь содержит импульсный генератор (мультивибратор), собранный на усилителе 1. Напряжение  $U_c$  на конденсаторе имеет пилообразную форму. Оно используется для питания моста с датчиками М. Напряжение подается на мост через усилитель 2, работающий в режиме повторителя сигнала. Это практически исключает влияние на  $RC$ -цепь параметров усилителя 2 и обеспечивает необходимую амплитуду сигнала для пита-

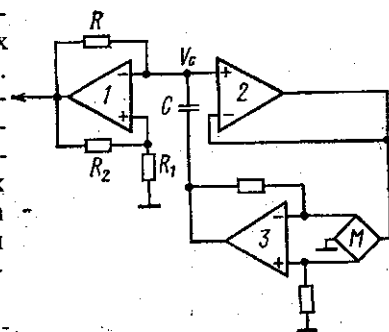


Схема преобразователя

ния низкоомного моста с датчиками. Выходной сигнал с моста  $M$  усиливается усилителем  $Z$ , включенным по схеме дифференциального усилителя с коэффициентом усиления  $K_{ду}$ , и подается на другой вывод конденсатора  $C$ . При отсутствии измеряемого воздействия  $K_m=0$ , и емкость  $C$  оказывается заземленной для переменного сигнала, так как выходное сопротивление усилителя  $Z$ , охваченного отрицательной обратной связью, мало. В этом случае период колебаний генератора определяется формулой

$$T_0 = 2RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}, \quad (1)$$

где

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

При наличии воздействия  $K_m \neq 0$  к конденсатору оказывается приложенным напряжение, равное  $V_c(1 + K_m K_{ду})$ . Это приводит к изменению эквивалентной динамической емкости конденсатора, которая становится равной

$$C_s = C(1 + K_m K_{ду}).$$

Период колебаний генератора в этом случае зависит от  $K_m$ :

$$T = 2RC_s \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} = T_0(1 + K_m K_{ду}). \quad (2)$$

Величина  $K_m$  линейно связана с изменением сопротивления датчиков  $r$ . При двух активных и двух компенсационных датчиках  $K_m = 1/2 \frac{\Delta r}{r}$ , при четырех активных датчиках  $K_m = \frac{\Delta r}{r}$ . Поэтому период колебаний генератора линейно связан с относительным изменением сопротивления датчиков  $\frac{\Delta r}{r}$ . При четырех активных датчиках имеем

$$T = T_0 \left( 1 + K_{ду} \frac{\Delta r}{r} \right). \quad (3)$$

В большинстве выпускаемых промышленностью преобразователей, использующих тензометрические мосты (таких как преобразователи силы, веса, давления) в сопротивлении обеспечивается линейная связь измеряемого параметра с  $\frac{\Delta r}{r}$ . В этих случаях преобразователь обеспечивает линейную связь измеряемого параметра  $X$  и периода генерации  $T$ . Для металлических тензорезисторов допустимая величина относительного изменения сопротивления ограничена малой величиной  $\left( \frac{\Delta r}{r} \right)_{\max} = 2 \cdot 10^{-3}$ , для кремниевых кристаллических тензорезисторов  $\left( \frac{\Delta r}{r} \right)_{\max} = 10^{-1}$ . Наличие усилителя в тракте управления величиной  $C_s$  позволяет легко получить значительно большее относительное изменение периода

$$\frac{\Delta T}{T_0} = K_{ду} \frac{\Delta r}{r}. \quad (4)$$

Ограничение на увеличение крутизны преобразования  $K_{ду}$  накладывает требуемая стабильность преобразователя.

В схеме в качестве усилителей использованы интегральные микросхемы операционных усилителей. Величина исходного усиления в них

достигает величины  $K_0 = 10^4 - 10^5$ . В усилителях введена глубокая отрицательная обратная связь, стабилизирующая усиление, и ее уменьшение в дифференциальном усилителе приводит к уменьшению стабильности усиления. В выполненных нами преобразователях максимальному изменению сопротивления датчиков соответствует двукратное относительное изменение периода  $\left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)_{\max} = 2$ . При работе с кремниевыми кристаллическими датчиками  $K_{\text{дл}} = 20$ , что позволяет сохранить достаточную глубину отрицательной связи. При работе с металлическими датчиками необходимое  $K_{\text{дл}} = 10^3$  обеспечивается введением дополнительного усилителя, включенного после дифференциального усилительного каскада. Таким образом, разработанный преобразователь обладает линейной характеристикой и высокой крутизной преобразования.

Для уменьшения погрешностей, связанных с влиянием паразитных реактивностей, частота работы преобразователя была равна  $f_0 = \frac{1}{T_0} = 1$  кГц. При максимальном изменении сопротивления датчи-

ков она уменьшалась до  $f_{\min} = \frac{1}{3T_0} = 333$  Гц. Кроме того, использование напряжения пилообразной формы для питания датчиков позволило значительно сузить спектр сигнала, что в свою очередь уменьшает погрешность по сравнению с известными схемами [5, 6] при одинаковой рабочей частоте. Эффективная ширина энергетического спектра по уровню 0,95 такого сигнала в 7 раз уже, чем у прямоугольного, так как первая гармоника несет 98,6% полной энергии.

Преобразователь обладает высоким быстродействием. Длительность переходных процессов при скачкообразном изменении сопротивления датчиков составляет малую часть от периода  $T$ . Это является прямым следствием примененной схемы управления частотой генерации. Действительно, период генерации определяется переходными процессами в  $RC$ -цепи с  $\tau = 5 \cdot 10^{-4}$  с ( $R = 10$  кОм и  $C = 50$  нФ). В то же время изменение периода обусловлено изменением величины  $C_0$ , осуществляемым по другой цепи. Эта цепь содержит широкополосные усилители 2 и 3 с глубокой отрицательной связью. Большая постоянная усилителей  $\tau_{\text{вых}}$  более чем на два порядка меньше  $\tau$  ( $\tau_{\text{вых}} \leq 5 \cdot 10^{-6}$  с). Таким образом, переходные процессы изменения величины  $C_0$  окончатся в течение одного периода  $T$ , так как  $T \gg \tau_{\text{вых}}$ . Длительность следующего периода будет иметь установившееся значение. Измерения подтверждают этот вывод: с точностью 0,1% длительность второго периода после изменения  $r$  не отличается от длительности десятого периода.

Преобразователь был выполнен в двух вариантах — для работы с монокристаллическими и с металлическими тензорезисторами. Используются операционные усилители 1УТ401Б и 1УТ531 со стандартными цепями коррекции. Питание стабилизировалось прецизионными стабилизаторами КС196. В качестве сопротивлений цепей обратной связи, определяющих усиление, и сопротивления  $R$  были использованы высокоточные сетки эталонных сопротивлений СЭС, обладающих малыми т. к. с.  $= 10^{-6}$  гр $^{-1}$ . Погрешность преобразования не превышает 0,2% в интервале температур  $10 \div 40^\circ \text{C}$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л., 1970, с. 423.
2. Рыжовская Т. Н., Рыжовский А. Т., Шляндин В. М. «Приборы и системы управления», 1971, № 1, 32—33.
3. Дмитриева Н. Н., Горбачев Ю. И., Дмитриев В. А. «Приборы и системы управления», 1972, № 11, 44—46.

4. Азаркин В. А., Ковальков В. И. «Приборы и системы управления», 1971, № 5, 30—35.
5. Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шляндин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. М., 1976, с. 390.
6. Милохин Н. Т. Частотные датчики систем автоконтроля и управления. М., 1968, с. 128.
7. Аглов Б. Я., Рыжевская Т. Н. «Изв. вузов. Приборостроение», 1974, № 8, 20—25.
8. Дмитриева Н. Н., Дмитриев В. А., Горбачев Ю. И. «Управляемое динамическое сопротивление», а.с. № 383201, опублик. 13.V. 1973 г., Бюлл. изобр. № 23.

Поступила в редакцию  
20.7 1976 г.  
Кафедра  
космических лучей