

Т. А. МАКАРОВ
(Усть-Каменогорск)

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Конструктивные особенности трансформаторных преобразователей перемещения (рис. 1, а и б) состоят в размещении обмотки возбуждения 1 в пазу подвижного цилиндрического сердечника 2, установленного в немагнитном каркасе 3, на котором расположена измерительная обмотка 4, закрытая стальным экраном 5.

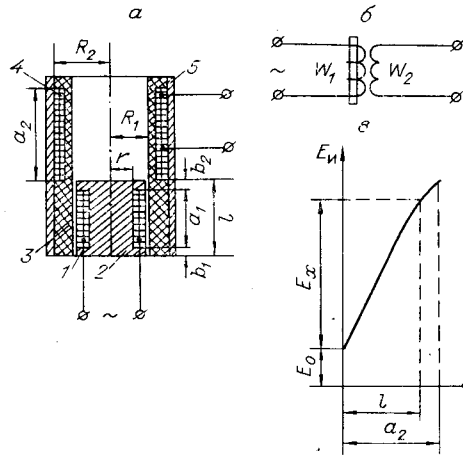


Рис. 1.

Расчет трансформаторных преобразователей перемещения дан в [11—14]. При этом необходимо отметить, что расчет соленоидных трансформаторных преобразователей, близких по конструкции к рассматриваемым, освещен недостаточно.

При питании обмотки возбуждения преобразователя от источника переменного напряжения в цепи этой обмотки ток i_1 создает намагничивающую силу

$$F = \oint H dt = i_1 \omega_1, \quad (1)$$

где H — вектор напряженности магнитного поля; ω_1 — число витков обмотки возбуждения. Под действием F возникает магнитный поток, замыкающийся по магнитной цепи вокруг первичной обмотки. В исходном положении сердечник находится в части каркаса, свободной от измерительной обмотки, как показано на рис. 1, а. Перемещение сердечника в сторону измерительной обмотки увеличивает потокосцепление, определяемое на основе известного равенства:

$$\psi_M = F G_M \omega_2, \quad (2)$$

где G_M — суммарная проводимость магнитной цепи; ω_2 — число витков измерительной обмотки. Величина G_M обусловлена конструктивными данными преобразователя и для одного и того же образца в рабочем диапазоне перемещения сердечника остается практически постоянной. Следовательно, при постоянной величине напряжения источника питания для данной конструкции соблюдается условие

$$\Phi_M = F G_M = \text{const.} \quad (3)$$

Пренебрегая сопротивлением магнитной цепи в стали из-за его малой величины, суммарный магнитный поток по закону Кирхгофа (рис. 2, а) можно представить выражением

$$\Phi_M = \Phi_x + \Phi_0. \quad (4)$$

В свою очередь,

$$\Phi_x = \Phi_1 + \Phi_2. \quad (5)$$

Здесь Φ_0 — торцовый магнитный поток рассеяния, определяемый магнитной проводимостью G_0 ; Φ_1 — магнитный поток, замыкающийся по цепи между торцовыми выступами сердечника и экраном, определяемый магнитной проводимостью G_1 ; Φ_2 — магнитный

Выполнение преобразователей с подвижными обмотками известно [1—5]. В преобразователях этого типа используется эффект изменения потокосцепления, определяемый равенством

$$\psi = \Phi \omega,$$

где Φ — магнитный поток; ω — число витков измерительной обмотки.

В отличие от известных в рассматриваемых преобразователях потокосцепление изменяется за счет числа витков измерительной обмотки, охваченных магнитным потоком.

Использование особенностей данных преобразователей обеспечивает более высокую чувствительность, линейность амплитудной характеристики в рабочем диапазоне перемещения сердечника, приводит к упрощению измерительных схем, конструкций датчиков, позволяет выполнить малогабаритные устройства [6], приборы прямого действия [7, 8], а также устройства с многоканальным выходом сигналов различного масштаба [9, 10].

поток, замыкающийся по цепи между сердечником и экраном и определяемый магнитной проводимостью G_2 .

При перемещении сердечника на бесконечно малую величину

$$d\psi_M = \Phi_x \omega_2 h dx, \quad (6)$$

где ω_2 — удельное количество витков на единицу сечения окна измерительной обмотки; h — высота окна обмотки. Интегрируя (6), найдем величину потокоцепления

$$\psi_M = \int \Phi_x \omega_2 h dx = \Phi_x \omega_2 h x + \psi_0, \quad (7)$$

где ψ_0 — постоянная интегрирования, представляющая в данном случае потокоцепление, обусловленное наличием Φ_0 . При этом

$$\psi_0 = \Phi_0 \omega_0, \quad (8)$$

где ω_0 — число витков, охваченных потоком Φ_0 .

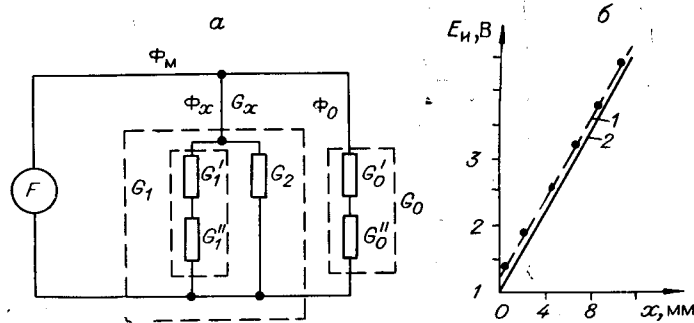


Рис. 2.

На основе выражений (1), (3), (7) и (8) найдем действующее значение э. д. с. измерительной обмотки (см. рис. 2, б: 1 — экспериментальная характеристика, а 2 — расчетная)

$$E_n = \frac{\omega}{\sqrt{2}} i_1 \omega_1 G_x \omega_2 h x + \frac{\omega}{\sqrt{2}} i_1 \omega_1 G_0 \omega_0, \quad (9)$$

или в краткой форме

$$E_n = E_x + E_0, \quad (10)$$

где ω — угловая частота источника питания; E_x — э. д. с., обусловленная перемещением сердечника в рабочем диапазоне; E_0 — э. д. с., обусловленная потоком Φ_0 . В данном случае

$$E_x = \int_0^l \frac{\omega}{\sqrt{2}} i_1 \omega_1 G_x \omega_2 h dx. \quad (11)$$

При этом предполагается, что величина перемещения соответствует длине сердечника. Наличие E_0 приводит к линейности характеристики в начальном и конечном положениях сердечника (см. рис. 1, в). Экспериментально установлено, что величина E_0 составляет в среднем 25% от E_n . Следовательно, при конструировании преобразователей длина измерительной обмотки выбирается больше заданной величины перемещения на 25%. Из (11) определим чувствительность преобразователя.

$$S = \frac{dE_x}{dx} = \frac{\omega}{\sqrt{2}} i_2 \omega_1 G_x \omega_2 h. \quad (12)$$

Для определения E_x и S необходимо лишь найти величину G_x , поэтому расчет G_0 не производится, что приводит к существенным упрощениям.

С учетом данных рис. 1 и 2 находим:

$$G_x = G_1 + G_2; \quad (13)$$

$$G_1 = \frac{G'_1 + G''_1}{G'_1 - G''_1}; \quad (14)$$

$$G_2 = \mu_0 \frac{2\pi d_1}{\ln R_2/r}; \quad (15)$$

$$G_1' = \mu_0 \frac{2\pi b_1}{\ln R_2/R_1}; \quad (16)$$

$$G_1'' = \mu_0 \frac{2\pi b_2}{\ln R_2/R_1}; \quad (17)$$

$$G_1' = G_1'' = \mu_0 \frac{2\pi b}{\ln R_2/R_1}, \text{ если } b_1 = b_2 = b. \quad (18)$$

Для дифференциально-трансформаторного преобразователя (рис. 3, а и б) значение выходного сигнала определим из выражения

$$E_{2н} = (E_{1x} + E_{01}) - (E_{2x} + E_{02})$$

или

$$E_{2н} = (k_1 x_1 + E_{01}) - (k_2 x_2 + E_{02}), \quad (19)$$

где E_{1x} —э. д. с., зависящая от координаты x_1 , определяющей положение сердечника 1 относительно обмотки 2; E_{2x} —э. д. с., зависящая от координаты x_2 , определяющей положение сердечника 1 относительно обмотки 3; E_{01} и E_{02} —э. д. с., вызванные торцовым магнитным потоком рассеяния в измерительных обмотках 2 и 3 соответственно; k_1 и k_2 —коэффициенты преобразования, определяемые на основе (12) для измерительных обмоток 2 и 3 соответственно.

При симметричном расположении сердечника относительно измерительных обмоток ($x_1 = x_2 = x_0$) и при идентичной намотке ($k_1 = k_2 = k_0$) геометрическая нейтраль совпадает с электрической нейтралью. В этом случае $E_{01} = E_{02}$. Если же сердечник переместить на величину Δ , например в сторону измерительной обмотки 2, тогда выражение (19) с учетом изложенного запишем (см. рис. 3, в) так:

$$E_{2н} = k_1(x_0 + \Delta) - k_2(x_0 - \Delta) = 2k_0 \Delta. \quad (20)$$

Из (20) видим, что в дифференциально-трансформаторном преобразователе чувствительность увеличивается. Однако необходимо учитывать, что перемещение сердечника в нем не превышает $x = \frac{1}{2}(l - \delta)$ и для датчиков с большой величиной перемещения чувствительного органа приводит к нежелательному увеличению длины сердечника.

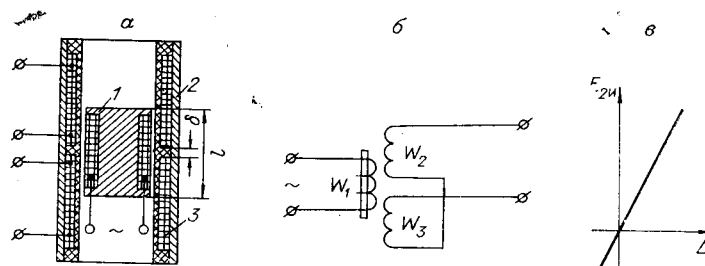


Рис. 3.

Чувствительность преобразователя, полученная расчетным путем, составила 300 мВ/мм. При этом $\omega_1 = 2620$ витков; $\omega_2 = 4800$ витков; $a_1 = 10$ мм; $l = 14$ мм; $r = 5$ мм; $R_1 = 8$ мм; $R_2 = 13,2$ мм; провод марки ПЭЛ-0,08 мм; ток в обмотке возбуждения $i_1 = 15$ мА; источник питания порядка 12 В, 50 Гц. Погрешность расчета относительно опытных данных не превышает 5% (см. рис. 1, б). Погрешность нелинейности амплитудной характеристики находится в пределах 1,5%.

Учитывая, что степень ослабления основного магнитного потока от воздействия вихревых токов в сердечниках преобразователей, предназначенных для работы на промышленной частоте, незначительна [15], условия допустимости изготовления магнитопроводов из сплошной стали определялись величиной потерь. Оценка их производилась по температуре, вызванной самонагревом сердечника и не превышающей температуру окружающей среды более чем на 3° С.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. И. Агейкин, Е. Н. Костина, Н. Н. Кузнецова. Датчики контроля и регулирования. М., «Машиностроение», 1965.
2. Л. Ф. Куликовский. Индуктивные измерители перемещений. М., Госэнергоиздат, 1961.
3. Л. Ф. Куликовский, М. Ф. Зарипов. Индуктивные преобразователи перемещений с распределенными параметрами. М., «Энергия», 1966.
4. Л. Ф. Куликовский, Л. А. Бровкин, Б. Я. Лихтциндер. Автоматические приборы с бесконтактными компенсирующими преобразователями. М., «Энергия», 1967.
5. М. Ф. Зарипов. Преобразователи с распределенными параметрами. М., «Энергия», 1967.
6. Т. А. Макаров. Плотномер. Авторское свидетельство № 238861.—ОИПОТЗ, 1969, № 10.
7. Т. А. Макаров. Командоаппарат. М., ГОСИНТИ, ОМТ, серия III, № 100/23—69, 1969.
8. Т. А. Макаров. Сигнализатор линейных перемещений. Авторское свидетельство № 243871.—ОИПОТЗ, 1969, № 17.
9. Т. А. Макаров. Устройство для измерения расхода, уровня и давления. Авторское свидетельство № 248276.—ОИПОТЗ, 1969, № 23.
10. Т. А. Макаров. Устройство для измерения уровня, плотности и границы раздела жидкостей. Авторское свидетельство № 287342.—ОИПОТЗ, 1970, № 35.
11. Ф. А. Ступель. Электромеханические датчики и преобразователи неэлектрических величин. М., «Энергия», 1965.
12. И. В. Бутусов. Автоматические контрольно-измерительные приборы. Л., Гостоптехиздат, 1963.
13. Б. К. Буль. Основы теории и расчета магнитных цепей. М., «Энергия», 1964.
14. В. П. Авдеев, И. И. Пеккер. Расчет дифференциально-трансформаторного преобразователя перемещения соленоидного типа.—ИВУЗ, Электромеханика, 1968, № 4.
15. Л. Х. Шидлович. Дифференциальные трансформаторы и их применение. М., «Энергия», 1966.

Поступила в редакцию
4 января 1971 г.,
окончательный вариант —
11 марта 1971 г.

УДК 621.317+621.3.032

А. Х. МУРСАЕВ, Е. П. УГРЮМОВ
(Ленинград)

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО С УПРАВЛЯЕМЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ НА КАНАЛЬНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Применение канальных транзисторов (КТ) в качестве управляемых сопротивлений позволяет строить ряд простых, быстродействующих и точных устройств автоматики и вычислительной техники. В настоящее время известен целый ряд линейных и множительно-делительных устройств с использованием управляемых делителей напряжения (УДН) на КТ. Достаточно подробную библиографию по устройствам такого рода можно найти в [1, 2].

В настоящем сообщении показаны возможности создания точных нелинейных схем с УДН. Предлагается усовершенствованная схема УДН и описывается конкретное устройство с применением интегральных схем.

Управляемым делителем напряжения называют звено, имеющее характеристику

$$U_{\text{вых}} = U_0 f(\alpha), \quad (1)$$

где α — некоторое управляющее воздействие. УДН на КТ строится по схеме с одним постоянным сопротивлением и одним управляемым сопротивлением, роль которого вы-