

А. А. БОЛТЯНСКИЙ, Ю. Н. СЕКИСОВ,  
О. П. СКОБЕЛЕВ,  
Н. М. СТАРОБИНСКИЙ

## ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Несмотря на обилие и разнообразие существующих измерительных схем, применяемых для преобразования разности параметров дифференциальных датчиков  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $M$  типа в электрический сигнал, можно отметить общий принцип построения этих схем.

Измеряемые параметры преобразуются в электрических цепях в соответствующие этим параметрам мгновенные, действующие или средние значения напряжения или тока, которые затем сравниваются (измеряются) или уравниваются.

Разность этих напряжений (токов), полученная в результате сравнения или уравнивания, однозначно связана с величиной измеряемой разности параметров и является электрическим аналогом этой разности.

В отличие от указанного принципа, предлагаемый метод интегрального уравнивания предусматривает промежуточное преобразование параметров датчиков в соответствующие интегральные значения тока.

Разность интегральных значений содержит информацию об измеряемой разности параметров, которая может быть извлечена также с помощью сравнения или уравнивания этих значений.

Наиболее просто и эффективно информацию о разности параметров можно получить, применяя специальные приемы уравнивания полученных интегральных величин, которые будут рассмотрены ниже.

Схемы реализации этого метода, осуществленные авторами, основаны на получении интегральных величин, соответствующих параметрам, при импульсном возмущении, являющемся наиболее целесообразным как с точки зрения получения максимального значения интеграла, пропорционального параметру, так и в смысле

наиболее простого соотношения между величиной параметра и интегральной величиной.

Импульсное возмущение предусматривает скачкообразные изменения или коммутацию и с этих позиций исследуемый метод может быть назван коммутативным. Однако в общем случае возмущающая функция может иметь любой вид.

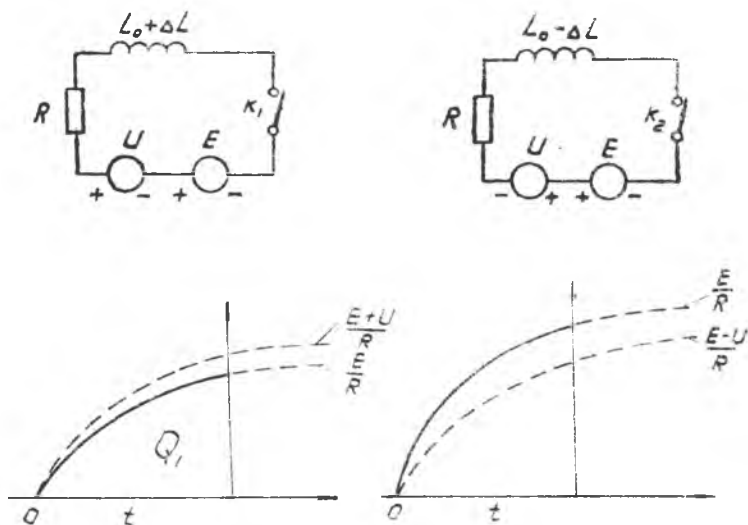


Рис.1

Методы интегрального преобразования и интегрального уравновешивания являются возможными вариантами построения измерительных преобразователей, основанных на использовании переходных процессов в электрических цепях с инерционными элементами.

Применение этих методов дает возможность значительно (в десятки раз) повысить разрешающую способность и точность измерительных параметрических преобразователей и расширить их линейный диапазон.

При этом схемы реализации достаточно просты и надежны.

Общее выражение для относительной чувствительности схем преобразования на основе интегрального уравновешивания может быть получено на простейшей модели с двумя аperiodическими контурами, содержащими инерционные элементы датчиков (рис. 1).

Для примера взяты индуктивные элементы  $L_1$  и  $L_2$ , где  $L_1 = L_0 + \Delta L$ ;  $L_2 = L_0 - \Delta L$ ;  $L_0$  - индуктивное сопротивление катушек датчика при среднем, нейтральном положении измерительного штока.

Подавая в контуры I и II скачки напряжения при замыкании ключей  $K_1$  и  $K_2$ , вызываем в этих контурах токи соответственно  $i_1$  и  $i_2$ .

$$i_1 = \frac{E}{R_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}), \quad (1)$$

$$i_2 = \frac{E}{R_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}). \quad (2)$$

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_0}, \quad \tau_2 = \frac{L_2}{R_0},$$

Количество электричества, проходящее по контуру I за время

$$t_1 - Q_1 = \int_0^{t_1} i_1 dt, \text{ по контуру II за время } t_1 - Q_2 = \int_0^{t_1} i_2 dt.$$

$$Q_1 = \frac{E}{R_0} (t_1 + \tau_1 e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} - \tau_1), \quad (3)$$

$$Q_2 = \frac{E}{R_0} (t_1 + \tau_2 e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} - \tau_2). \quad (4)$$

Так как  $L_1 \neq L_2$ , то  $Q_1 \neq Q_2$ , а разность  $\Delta Q = Q_1 - Q_2$  определяет функционально  $2\Delta L = L_1 - L_2$ .

Значения  $Q_1$  и  $Q_2$  могут быть уравновешены несколькими способами.

1. Соответствующим изменением скачка напряжения. При этом в контуре I, где  $\tau_1 > \tau_2$ , величина  $E$  должна быть увеличена, а в контуре II уменьшена на какое-то значение  $U$ . В этом случае величина  $U$  может являться выходным сигналом, определяющим искомый разбаланс  $\Delta L (\Delta \tau)$ .

Значение  $U$  находится из условия равновесия  $Q_1$  и  $Q_2$ , т. е. из (5)

$$\frac{E+U}{R_0} (t_1 + \tau_1 e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} - \tau_1) = \frac{E-U}{R_0} (t_1 + \tau_2 e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} - \tau_2). \quad (5)$$

2. Можно уравновесить  $Q_1$  и  $Q_2$  соответствующими изменениями пределов интегрирования. Для первого контура

$$Q_1 = \int_0^{t_1+\Delta t} i_1 dt = \int_0^{t_1+\Delta t} \frac{E}{R_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1+\Delta\tau}}) dt.$$

Для второго контура

$$Q_2 = \int_0^{t_1-\Delta t} i_2 dt = \int_0^{t_1-\Delta t} \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2-\Delta\tau}}) dt.$$

При неизменной амплитуде  $E$  по величине  $\Delta t$  можно судить о  $\Delta L$ , если обеспечить равенство  $Q_1$  и  $Q_2$ , т. е.  $\Delta t$  будет определяться из условия (6):

$$\int_0^{t_0+\Delta t} \frac{E}{R_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_0+\Delta\tau}}) dt = \int_0^{t_0-\Delta t} \frac{E}{R_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_0-\Delta\tau}}) dt. \quad (6)$$

3. И, наконец, процесс уравнивания может быть осуществлен и другим способом: изменением сразу двух переменных  $t$  и  $U$ .

При этом в зависимости от того, какой выходной сигнал необходимо получить (время  $\Delta t$  или напряжение  $U$ ), изменения этих переменных  $\Delta t$  и  $U$  направляются в противоположные стороны.

Так, например, если выходным сигналом является напряжение  $U$ , то процесс уравнивания производится следующим образом:

напряжение  $U$  изменяют ступенчато или непрерывно так, чтобы  $Q_1$  и  $Q_2$  по величине сближались, т. е. чтобы  $\Delta Q$  устремлялось к нулю, но одновременно изменением  $\Delta t$  стремятся, наоборот, увеличить разность  $\Delta Q$ .

При этом, если уменьшение  $\Delta Q$  от  $U$  больше увеличения  $\Delta Q$  от  $\Delta t$ , то должно наступить равновесие при значениях  $U$  и  $\Delta t$ , определяемых из равенства 7 (7):

$$\int_0^{t_0-\Delta t} \frac{E+U}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau+\Delta\tau}}) dt = \int_0^{t_0+\Delta t} \frac{E-U}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau-\Delta\tau}}) dt. \quad (7)$$

Очевидно, существует множество вариаций  $U$  и  $\Delta t$ , при которых будет соблюдаться равенство (7).

Связывая между собой каким-либо образом  $U$  и  $\Delta t$  или  $\Delta\tau$  и  $\Delta t$ , получаем единственное решение.

Уравнение (7) определяет только те конечные значения величин  $U$  и  $\Delta t$ , при которых устанавливается равенство интегралов  $Q_1$  и  $Q_2$ , и не отвечает на вопрос, каким образом производится процесс уравнивания.

После решения равенства (7) определяется  $U$  в функции переменных  $E$ ,  $t$ ,  $\Delta t$ ,  $\Delta\tau$ ,  $\tau_0$ .

При решении принимаются некоторые допущения, которые всегда имеют место в реальных схемах:

$$\frac{\Delta t}{\tau} \ll 1; \quad \frac{\Delta\tau}{\tau} \ll 1; \quad \frac{t}{\tau} < 1. \quad (8)$$

Запишем (7) в виде:

$$\begin{aligned} E [2\Delta t + 2\Delta\tau - (\tau + \Delta\tau)e^{-\frac{t-\Delta t}{\tau+\Delta\tau}} + (\tau - \Delta\tau)e^{-\frac{t+\Delta t}{\tau-\Delta\tau}}] = \\ = U [2t - 2\tau + (\tau - \Delta\tau)e^{-\frac{t-\Delta t}{\tau-\Delta\tau}} + (\tau + \Delta\tau)e^{-\frac{t+\Delta t}{\tau+\Delta\tau}}]. \end{aligned} \quad (9)$$

Преобразовывая (9), применяя разложение в ряды и учитывая (8), окончательно получаем

$$\frac{U}{E} = 2 \frac{\Delta\tau}{\tau} \left( \frac{\tau}{t} \frac{\Delta t}{\Delta\tau} + 1 \right). \quad (10)$$

Из (10) выводим выражение для относительной чувствительности по напряжению схем, преобразующих разность параметров (разность постоянных времени контуров I и II), по методу интегрального уравнивания:

$$S_u = \frac{\frac{U}{E}}{\frac{\Delta\tau}{\tau_0}} = 2 \left( 1 + \frac{\Delta t}{\Delta\tau} \cdot \frac{\tau}{t} \right). \quad (11)$$

Очевидно, что увеличение чувствительности в сравнении с обычными нерезонансными мостами, где  $S_u \leq \frac{1}{2}$ , будет наблюдаться, если

$\frac{\Delta t}{\Delta\tau} \cdot \frac{\tau}{t} > 0$ . При  $\frac{\Delta t}{\Delta\tau} \cdot \frac{\tau}{t} = 40$ .

$S_u = 82$  — такое значение получено в реально действующей схеме.

Из (11) вытекает, что для получения линейной характеристики

$U = f(\Delta\tau)$  отношение  $\frac{\Delta t}{\Delta\tau}$  должно оставаться постоянным, что автоматически обеспечивается в схеме реализации.

Рассмотренный метод преобразования разности  $\Delta L$  в электрический сигнал предусматривает применение специальных устройств, которые должны в процессе уравнивания интегральных величин в зависимости от напряжения выхода изменять пределы интегрирования и фиксировать период, при котором разность зарядов  $\Delta Q$  равна 0.

Такие измерительные схемы достаточно сложны.

Между тем, кольцевой диодный коммутатор с емкостными накопителями и дифференциальным индуктивным датчиком (рис. 2) является одним из простейших вариантов преобразователя, реализующего предлагаемый метод.

Действительно, при питании схемы переменным напряжением прямоугольной формы по конденсаторам будут проходить разно-

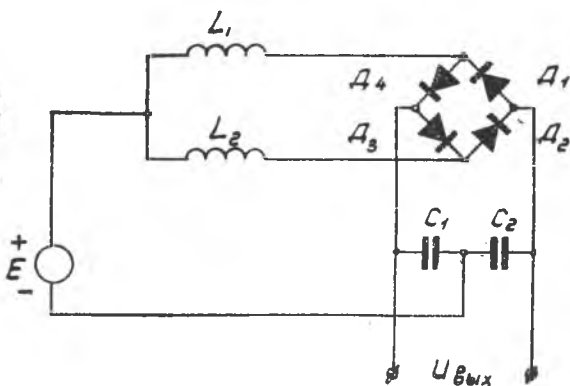


Рис. 2

стные токи переходных процессов в цепях с  $L_1$  и  $L_2$ , и после каждого периода на конденсаторах будут увеличиваться напряжения  $U_{c_1}$ ,  $U_{c_2}$  до момента, при котором установится равенство интегральных значений тока по конденсатору в прямом и обратном направлении за период.

Конденсаторы накапливают заряды, и в квазистационарном режиме напряжение  $U_c$  будет соответствовать определенному разбалансу  $\Delta L$ . При этом напряжение  $U_c$  автоматически сдвигает моменты открытия и закрытия диодов коммутатора, создавая необходимые для увеличения чувствительности изменения пределов интегрирования.

Действующая схема такого преобразователя при работе с малогабаритным дифференциальным индуктивным датчиком обеспечивает в линейном диапазоне  $\pm 1$  мм чувствительность 100 мв/мм при питании ее переменным напряжением прямоугольной формы с частотой  $f=20$  кГц и  $E=30$  в.

