

3. А.С. 905849 (СССР). Устройство для отображения графической информации/ Куйбышев, авиац. ин-т им. С.П.Королева; Авт. изобрет. А.А.Болтянский, В.Г.Михайлов.- Заявл. 08.10.79 № 2828236/18; Оpubл. в Б.И., 1982, № 6.

УДК 621.317

Л.Э.В и л о п

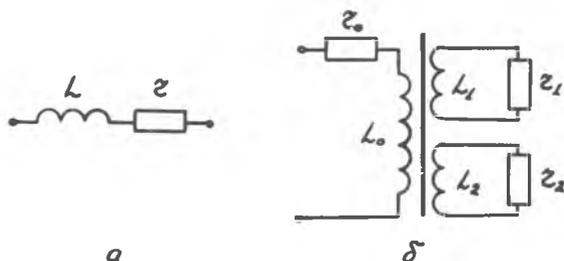
ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНДУКТИВНОГО ДАТЧИКА  
ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ С ИНТЕГРИРУЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

(г.Куйбышев)

В системах измерения медленноменяющихся физических величин широкое применение находят групповые преобразователи, выполненные на основе метода интегрирующего преобразования (МИП). В групповых преобразователях измерительных систем (ИС) с индуктивными датчиками реализация метода основана на использовании переходных процессов, возбуждаемых подключением постоянного напряжения к измерительной цепи (ИЦ) опрашиваемого канала [1]. Измеряемая величина при этом оценивается по интегралу реакции ИЦ [2].

При использовании в ИС с преобразователем на основе МИП индуктивных датчиков со стальным магнитопроводом так же, как и в ИС с преобразователями, реализующими другие методы преобразования с импульсным питанием ИЦ [3], возникает проблема выбора физической модели датчика и определения ее параметров.

Суть проблемы заключается в следующем. Сравнение результатов теоретических и экспериментальных исследований, а также проектирование преобразователей с заданными метрологическими характеристиками основано на знании параметров физической модели датчика, используемой при математическом описании процесса преобразования. В ИС с импульсным питанием ИЦ необходимы сведения о параметрах наиболее широко используемой при анализе двухэлементной последовательной модели (ДПМ) (рис.1,а) применительно к конкретному методу преобразования и режиму ИЦ. Так как для преобразователей на основе МИП нужно знать, какую величину имеют индуктивность и сопротивление ДПМ при различной продолжительности интегрирования  $t_{\text{и}}$ . По аналогии с зависимостью параметров ДПМ от частоты в ИЦ с гармонич-



Р и с. 1. Физические модели катушки с сердечником:  
 а - двухэлементная последовательная; б - трансформаторная

ческим питанием, можно предположить, что малым  $t_{\text{и}}$  соответствуют высокие частоты питающего напряжения, а большим - низкие. Однако применение для определения параметров ДГМ мостов переменного тока не представляется возможным, так как неизвестно, на какой именно частоте для конкретной величины  $t_{\text{и}}$  необходимо производить измерение.

Один из возможных путей решения проблемы - использование точной физической модели катушки с сердечником, найденной методами теории поля с учетом электромагнитных и пространственных характеристик конструктивных элементов катушки [4]. Однако такая модель представляет собой многоконтурную электрическую цепь бесконечно высокого порядка. Упрощенным вариантом этой модели является трехобиточный трансформатор (рис.1,б), в котором вторичные катушки имитируют размагничивающее действие вихревых токов [5].

Такая модель хорошо отражает физические процессы, происходящие в катушке, и может быть использована при анализе ИЦ с любой формой питающего напряжения, однако высокий порядок ИЦ в большинстве случаев позволяет использовать только численные методы анализа. Другой недостаток трансформаторной модели - сложность нормирования датчика как элемента системы, т.е. в паспорте датчика необходимо указывать значения большого числа элементов модели, определение которых сопряжено с известными трудностями, а вероятность использования невелика.

Эти обстоятельства являются основной причиной использования ДГМ и обуславливают необходимость поиска методов определения ее

параметров. Естественно, что при замене многоэлементной модели двухэлементной можно говорить лишь об эквивалентных параметрах. При этом, исходя из целевого назначения модели, можно считать достаточной эквивалентность, при которой модель адекватна реальной катушке в своем действии на результат преобразования, а не в точном воспроизведении переходного процесса в ИЦ.

Очевидно, что в устройстве, предназначенном для определения таких параметров, должен быть реализован метод преобразования, соответствующий методу, используемому в преобразователе, и для определения самих параметров необходима математическая модель преобразователя, полученная для ДПМ. Заметим, что аналогичный подход используется и при определении параметров датчика для преобразователя с гармоническим питанием ИЦ, так как мосты переменного тока по сути являются лишь иным схемотехническим решением ИЦ такого преобразователя.

В преобразователе на основе МП ток переходного процесса  $i_x(t)$  ИЦ с катушкой создает за время интегрирования  $t_u$  на емкости интегратора заряд  $q = \int_0^{t_u} i_x(t) dt$ , являющийся промежуточным результатом аналогового преобразования. В соответствии с изложенным условием эквивалентности такой же заряд  $q$  должен приобретать интегратор при замене катушки ДПМ с параметрами  $L_3$  и  $Z_3$ . При токе переходного процесса  $i(t) = \frac{E}{Z_3} [1 - \exp(-\frac{t}{L_3} Z_3)]$  этот заряд

$$q = \frac{E}{Z_{30}} \int_0^{t_u} [1 - \exp(-\frac{t}{L_3} Z_3)] dt. \quad (1)$$

Из уравнения (1) не могут быть найдены  $L_3$  и  $Z_3$ . Однако вихревые токи сердечника оказывают влияние только на магнитный поток катушки, поэтому можно считать, что их действие на переходный процесс проявляется лишь в изменении индуктивности и не оказывает влияния на активное сопротивление, равное омическому сопротивлению  $Z_0$  катушки. Это отличает методы преобразования с использованием переходных процессов от традиционных методов с гармоническим питанием ИЦ, когда сопротивление ДПМ характеризует суммарные потери энергии за период, в том числе и потери, создаваемые вихревыми токами. Изложенное несложно проиллюстрировать с использованием трансформаторной модели катушки.

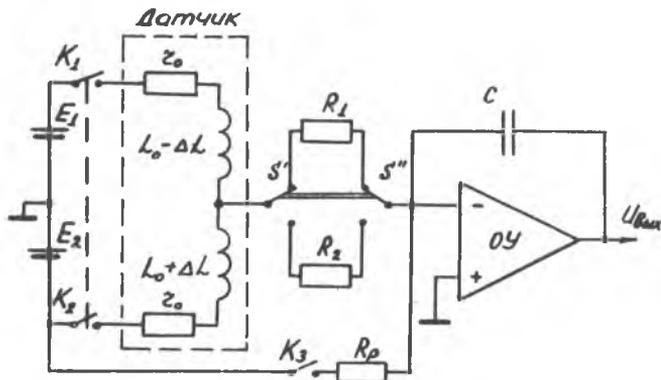
Учитывая это и произведя интегрирование, уравнение (1) можно записать в виде

$$q = \frac{E t_u}{Z_0} \left\{ \alpha - [1 - \exp(-\alpha)] \right\}, \quad (2)$$

где  $\tau_0 = L_0/Z_0$  - постоянная времени ДПМ;  $\alpha = t_u/\tau_0$  или  $\alpha = t_u Z_0/L_0$ .

Значение эквивалентной индуктивности  $L_0 = t_u Z_0/\alpha$  может быть найдено решением трансцендентного уравнения (2), в котором  $q$  определяется экспериментально с помощью интегратора тока. При этом необходимо иметь специальное измерительное устройство, обеспечивающее требуемую точность измерения  $q$ .

Схема, позволяющая реализовать метод измерения  $L_0$  дифференциального индуктивного датчика с использованием интегрирующего преобразователя, применяемого в ИС, изображена на рис.2. Схема



Р и с. 2. Схема соединений для измерения крутизны преобразования при различном входном сопротивлении интегратора

преобразователя [2] аналогична АЦП с двухтактным интегрированием с той лишь разницей, что для повышения чувствительности в первом такте замыканием ключей К1 и К2 может производиться многократное возбуждение переходного процесса в ИЦ. Преобразование накопленного в первом такте заряда в промежуточный временной интервал производится путем разряда емкости интегратора через сопротивление  $R_p$ . Для определения  $L_0$  здесь используется влияние входного сопротивления интегратора на крутизну преобразования  $S$  [6]. Степень влияния зависит от  $\alpha$  и, следовательно, при известных  $t_u$  и  $Z_0$  определяется только величиной  $L_0$ .

Крутизна преобразования  $S$  интегрирующего преобразователя с  $R$  - входом [6] определяется формулой

$$S = N \frac{R_p}{Z_0} \tau_0 F(\alpha, \rho), \quad (3)$$

$$\text{де } F(\alpha, \rho) = \frac{2}{1+2\rho} + \frac{1}{\rho} \left\{ \frac{1}{1+2\rho} \exp[-\alpha(1+2\rho)] - \exp(-\alpha) \right\};$$

$$\rho = R/z_0;$$

$N$  - число интегрирований в цикле преобразования;

$R$  - сопротивление резистора на выходе интегратора.

Из формулы (3) следует, что двум различным  $\rho$  при одном и том же  $\alpha$  соответствуют два различных значения  $S$  :

$$S_1 = N \frac{R\rho}{z_0} \tau_0 F(\alpha, \rho_1); \quad (4)$$

$$S_2 = N \frac{R\rho}{z_0} \tau_0 F(\alpha, \rho_2). \quad (5)$$

Разделив одно выражение (4) на другое (5), получим трансцендентное уравнение, в котором единственным неизвестным является  $\alpha$  :

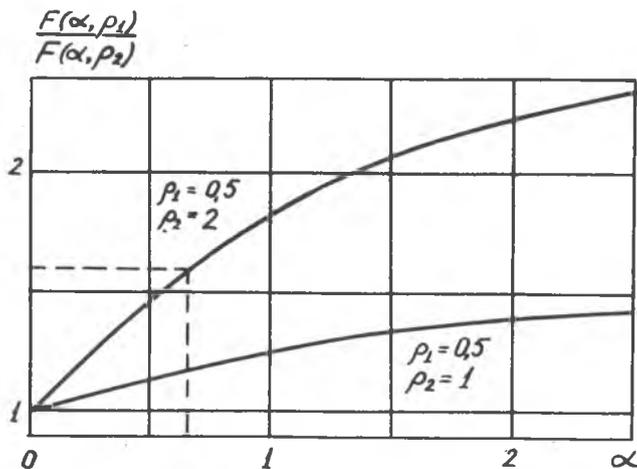
$$\frac{F(\alpha, \rho_1)}{F(\alpha, \rho_2)} - \frac{S_1}{S_2} = 0. \quad (6)$$

Уравнение (6) имеет решение, если для  $\rho_1 < \rho_2$  выполняется условие  $1 < S_1/S_2 < (1+2\rho_2)/(1+2\rho_1)$ , где  $S_1$  и  $S_2$  определяются экспериментально, соответственно, при  $\rho_1 = R_1/z_0$  и  $\rho_2 = R_2/z_0$ . Решение уравнения может быть найдено с помощью программируемых микрокалькуляторов класса БЗ-34 или графически с использованием графиков функции  $F(\alpha, \rho_1)/F(\alpha, \rho_2)$ , приведенных на рис.3. Значение  $\alpha$  соответствует абсциссе точки пересечения графика функции  $F(\alpha, \rho_1)/F(\alpha, \rho_2)$  прямой параллельной оси абсцисс, ордината которой равна  $S_1/S_2$ .

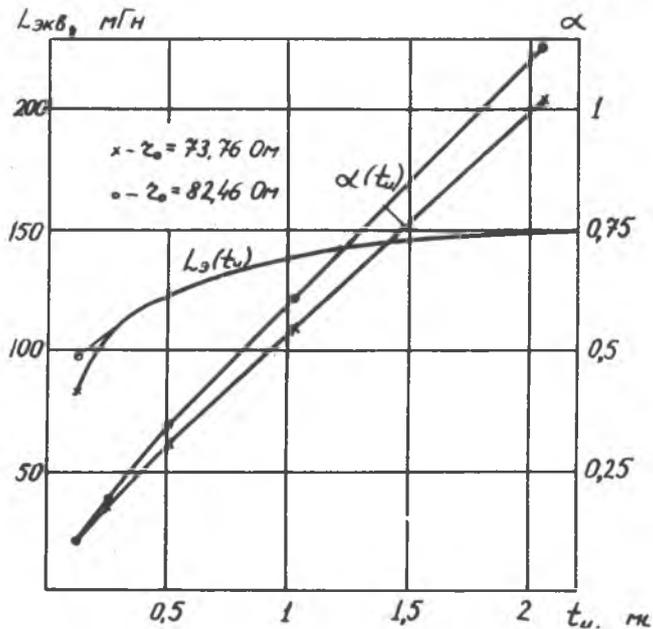
Для повышения точности определения отношения  $S_1/S_2$  регистрация отсчетов  $n$  на выходе преобразователя для обоих значений  $\rho$  производится вначале при одном значении входной величины датчика -  $R_1$ , затем при другом значении входной величины -  $R_2$ . При этом результат  $S_1/S_2 = [n(R_2, R_1) - n(R_1, R_1)] / [n(R_2, R_2) - n(R_1, R_2)]$  не зависит от точности установки входной величины, и на него оказывает влияние лишь ее кратковременная нестабильность между отсчетами при  $\rho_1$  и  $\rho_2$ .

Экспериментальные зависимости  $L_3$  и  $\alpha$  от  $t_{ин}$  для дифференциального индуктивного датчика типа ИД-8 приведены на рис.4. Из графиков следует, что эквивалентная индуктивность катушки датчика при увеличении длительности интегрирования от 256 мкс до 2048 мкс изменяется от 106 мГн до 149 мГн, или в 1,4 раза. При этом величина активного сопротивления катушки, изменяя пропорционально  $z_0$  значение  $\alpha$ , практически не оказывает влияния на  $L_3$ .

Параметр  $\alpha$ , определяющий значения нормированных функций влияния и ряд других характеристик преобразователей на основе МИП



Р и с. 3. К определению величины  $\alpha$  по отношению  $S_1/S_2$



Р и с. 4. Зависимости  $L_{экв}$  и параметра  $\alpha$  от длительности интегрирования для датчика ИД-8

2,6], в диапазоне значений, используемых на практике (от 0,3 до 1), имеет практически линейную зависимость от  $t_u$ , т.е.  $\alpha = \alpha_0 + kt_u$ . В указанном диапазоне  $\alpha$  для данного экземпляра датчика при  $Z_0 = 73,76$  Ом,  $\alpha_0 = 0,07$ ;  $k = 0,47 \cdot 10^3$ . Линейная зависимость  $\alpha(t_u)$  существенно упрощает нормирование параметров датчика, так как можно ограничиться указанием в паспорте датчика лишь значений  $\alpha_0$ ,  $k$  и  $Z_0$ .

При малых значениях  $t_u$  ( $\alpha < 0,3$ ) из-за уменьшения крутизны преобразования  $S$  [2] погрешность определения  $L_0$  и  $\alpha$  возрастает, однако из-за малости  $S$  и по ряду других причин [2] эта область значений  $t_u$  в преобразователях на основе МИП не используется.

## В ы в о д ы

1. При анализе преобразователя на основе МИП вместо точной многоэлементной модели катушки со стальным сердечником может использоваться двухэлементная последовательная модель, элементы которой эквивалентны реальной катушке по своему действию на результат преобразования.

2. Значение активного сопротивления в ДПМ равно омическому сопротивлению катушки, а индуктивность определяется с использованием математической модели преобразователя, полученной для ДПМ.

3. При определении эквивалентной индуктивности по методу, основанному на влиянии входного сопротивления интегратора на крутизну преобразования, удается исключить действие большого числа дестабилизирующих факторов, что существенно повышает точность определения  $L_0$ . Для определения  $L_0$  по этому методу можно использовать преобразователь, применяемый в измерительной системе.

4. Линейная зависимость параметра  $\alpha = t_u/t_0$  в области значений  $\alpha$ , используемых на практике, существенно упрощает нормирование параметров датчика как элемента системы. Нормирование может производиться указанием в паспорте датчика значений  $Z_0$ ,  $\alpha_0$  и  $k$ .

## Л и т е р а т у р а

1. Скобелев О.П. Методы преобразования информации на основе тестовых переходных процессов. - Измерения, контроль, автоматизация. - М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1980, № 1-2, с. 11-17.

2. Вилоп Л.Э. Анализ измерительной схемы с двухтактным интегрированием для индуктивных первичных преобразователей. - В сб. Автоматизация экспериментальных исследований. - Куйбышев: КуАИ, 1976, с. 108-114.

3. Глухов В.П., Любимкин В.Г., Скобелев О.П. Модели с переменными параметрами индуктивных датчиков при импульсном питании. - В кн.: Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвузовский сборник. - Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1982, вып. 2, с. 6-10.

4. Детали и элементы радиолокационных станций: Перевод с англ./ Под ред. А.Я. Брейтбарда. - М.: Сов. радио, 1952, т. 2.

5. Лукин Ф.В. Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств. - М.: Оборонгиз, 1950.

6. Влоп Л.Э. Влияние входного сопротивления интегратора на характеристики интегрирующего преобразователя. - В сб.: Автоматизация научных исследований. - Куйбышев: КуАИ, 1984, с. 109-116.