

Таким образом, из (2) и (4) следует, что корреляционная функция шума квантования определяется значениями х. ф. производной процесса, а его спектральная плотность — значениями п. в. производной процесса. Из (4) следует, что интервал корреляции шума квантования определяется соотношением

$$\tau_k = S(0) = \frac{\Delta^3}{4\pi^3} f(0) \zeta(3), \quad (5)$$

где  $\zeta(3)$  — дзета-функция Римана. Если  $f(x)$  представима рядом Маклорена, то

$$S(\omega) = \frac{\Delta^3}{4\pi^3} \sum_{k=0}^{\infty} f^{(k)}(0) \left| \frac{\omega \Delta}{2\pi} \right|^k \frac{\zeta(k+3)}{k!}. \quad (6)$$

Соотношение (6) целесообразно применять при малых значениях  $\omega$ . Заменяя в (4) сумму интегралом по правилу трапеций, можно получить приближенное выражение для спектральной плотности

$$\begin{aligned} S(\omega) &\cong \frac{\Delta^3}{4\pi^3} \left( \frac{1}{2} f\left(\frac{\omega \Delta}{2\pi k}\right) + \int_1^{\infty} \frac{1}{z^3} f\left(\frac{\omega \Delta}{2\pi z}\right) dz \right) = \\ &= \frac{\Delta^3}{4\pi^3} \left( \frac{1}{2} f\left(\frac{\omega \Delta}{2\pi k}\right) + \left(\frac{2\pi}{\omega \Delta}\right)^2 \int_0^{\frac{\omega \Delta}{2\pi}} x f(x) dx \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Этой формулой удобно пользоваться при больших значениях  $\omega$ . Из (7) следует, что при больших значениях  $\omega$

$$S(\omega) \cong \frac{\Delta |\overline{x}|}{2\pi \omega^2}, \quad (8)$$

где  $|\overline{x}|$  — первый абсолютный момент производной.

Из (4)—(8) как частные случаи следуют соотношения для спектральной плотности шума квантования дифференцируемого нормального процесса.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Волконский. Оценка влияния квантования по уровню на процессы в цифровых автоматических системах при случайном входном сигнале.— Автоматика и телемеханика, 1961, т. 22, № 9.
2. А. А. Косякин. Статистическая теория квантования по уровню.— Автоматика и телемеханика, 1961, т. 22, № 6.
3. В. В. Губарев. К вопросу о статистических характеристиках шумов квантования нормальных сигналов.— Автометрия, 1968, № 3.
4. В. М. Ефимов. Об оценке корреляционной функции шума квантования по уровню.— Автометрия, 1968, № 3.

Поступило в редакцию  
22 сентября 1969 г.

УДК 621.398.694.3

И. Л. ТКАЧЕВ  
(Куйбышев)

#### ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ СИСТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ИМПУЛЬСНОЙ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ

Многие отрасли современной техники требуют большого количества ферромагнитных сердечников (электронно-вычислительная техника, радиолокация, связь, автоматика). Поэтому вопросы автоматического контроля магнитных свойств сердечников,

определяющих их работоспособность, приобретают для массового производства актуальное значение. Исходным элементом любой системы автоматического контроля или измерения служит датчик — преобразователь измеряемой неэлектрической величины в электрическую. Для сердечников, применяемых в импульсных трансформаторах, основной величиной, характеризующей их качество наиболее полно, является импульсная магнитная проницаемость [1]. Поэтому и контроль магнитных свойств таких сердечников должен осуществляться путем измерения импульсной магнитной проницаемости. Измерение импульсной магнитной проницаемости можно осуществить только после преобразования этой магнитной величины в электрическую. Такое преобразование осуществляется с помощью датчиков импульсной магнитной проницаемости. Ниже описан принцип

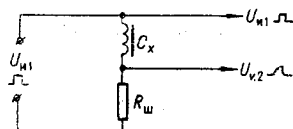


Рис. 1.

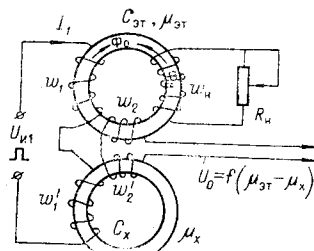


Рис. 2.

действия и проведено сравнение двух типов датчиков импульсной магнитной проницаемости.

1. Датчик отношения двух импульсных напряжений (рис. 1). Рассмотрим датчик в виде катушки, намотанной на исследуемый магнитопровод, с включенным последовательно сопротивлением  $R_{ш}$  для измерения протекающего тока  $I_{н}$ . Импульсная магнитная проницаемость может быть выражена, как отношение приложенного к катушке импульсного напряжения с амплитудой  $U_{н1}$  к току намагничивания или к напряжению  $U_{н2}$ , пропорциональному величине тока:

$$\mu_{н} = \frac{\Delta B}{H_m} = \frac{\frac{1}{wS} \int_0^{\tau} U_{н1} dt}{w/l I_{н}} = \frac{\tau l}{w^2 S} \frac{U_{н1}}{I_{н}} = N \frac{U_{н1}}{U_{н2}}, \quad (1)$$

где  $\mu_{н}$  — импульсная магнитная проницаемость в  $гн/м$ ;  $\Delta B$  — приращение индукции на частном цикле в  $тл$ ;  $H_m$  — напряженность поля в  $а/м$ ;  $w$  — число витков катушки;  $S$  — поперечное сечение испытуемого сердечника в  $м^2$ ;  $\tau$  — длительность импульса приложенного напряжения в  $сек$ ;  $l$  — длина средней магнитной силовой линии в  $м$ .

Простота такого датчика обусловила его преимущественное распространение для измерения импульсной магнитной проницаемости, в частности, в осциллографическом методе измерения. Однако сигнал на выходе датчика сложен по структуре, что является его основным недостатком, так как это затрудняет дальнейшие преобразования сигнала.

2. Дифференциальный датчик. На выходе этого датчика амплитуда напряжения сигнала пропорциональна разности импульсной магнитной проницаемости эталонного и испытуемого сердечника. Дифференциальный датчик (рис. 2) состоит из двух трансформаторов с одинаковыми соответственно первичными и вторичными обмотками. Сердечник первого трансформатора — эталонный, сердечник второго трансформатора — испытуемый, импульсная магнитная проницаемость которого измеряется. Первичные обмотки трансформаторов соединяются последовательно и подключаются к генератору возбуждающих прямоугольных импульсов  $U_{н1}$ . Вторичные обмотки соединяются встречно — последовательно таким образом, что на выходе их действует разность импульсных э. д. с., индуцируемых в каждой из обмоток. Напряженность поля, создаваемая током первичной обмотки, одинакова как в эталонном, так и в испытуемом сердечнике. Индукция в сердечниках пропорциональна только импульсной магнитной проницаемости сердечников (рис. 3):

$$\Delta B_{эт} = \mu_{эт} H_m; \quad \Delta B_x = \mu_x H_m. \quad (2)$$

Тогда э. д. с., индуцируемые во вторичных обмотках, равны соответственно:

$$U_{н2эт} = -wS \frac{\Delta B_{эт}}{\tau} = -wS \frac{H_m}{\tau} \mu_{эт}; \quad (3)$$

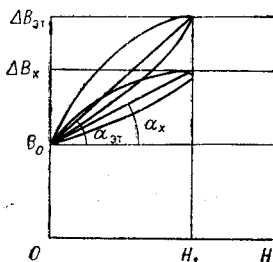


Рис. 3.

$$U_{H2x} = -w S \frac{\Delta B_x}{\tau} = -w S \frac{H_m}{\tau} \mu_x. \quad (4)$$

На выходных зажимах датчика будет действовать разность этих э. д. с.:

$$U_0 = (U_{H2эт} - U_{H2x}) = w S \frac{H_m}{\tau} (\mu_{эт} - \mu_x) = \frac{I_n w^2 S}{\tau l} (\mu_{эт} - \mu_x), \quad (5)$$

где

$$\frac{I_n w^2 S}{\tau l} = K_n \quad (6)$$

— передаточный коэффициент;  $I_n$  — ток в первичной обмотке в а. Линейность статической характеристики, а главное, простая форма сигнала на выходе, удобная для дальнейших преобразований, определяют преимущество этого датчика перед описанным ранее.

В производстве изготавливаются сердечники многих типонаименований с различными геометрическими размерами. Переход с контроля одного типонаименования на другой приводит к изменению коэффициента  $K_n$  статической характеристики. Чтобы сохранить неизменной статическую характеристику, необходимо для каждого типонаименования сердечника иметь свой датчик. Этого можно избежать, если иметь устройство, позволяющее изменять индуктивность обмоток эталона без изменения числа витков и замены сердечника. Индуктивность эталона можно менять путем частичной компенсации магнитного потока в нем. Компенсация может осуществляться с помощью третьей обмотки  $w_n$ , замкнутой на нагрузочное сопротивление  $R_n$ . Ток этой обмотки будет создавать магнитный поток, направленный навстречу основному магнитному потоку эталона и компенсировать его. В этом случае индуктивность эталона может быть рассчитана в соответствии с формулой [2]

$$L_n = L_p + L_\infty (1 - e^{-R_n/R_{н.кр}}), \quad (7)$$

где  $L_n$  — индуктивность обмоток с включенным сопротивлением нагрузки в гн;  $L_p$  — индуктивность рассеяния в гн;  $L_\infty$  — индуктивность обмоток без включенного сопротивления нагрузки в гн;  $R_n$  — нагрузочное сопротивление в ом;  $R_{н.кр}$  — сопротивление генератора импульсов в ом. Импульсные напряжения, получаемые на выходе датчика, в дальнейшем преобразуются в постоянные, равные амплитудному значению импульсных. Преобразование может быть осуществлено с помощью аналоговых преобразователей максимальных значений [3]. Последующие преобразования постоянных напряжений не представляют затруднений. Конечная цель преобразований — получить оценку качества испытуемого магнитопровода, которая может быть выражена числом, показывающим величину его импульсной магнитной проницаемости. В автоматических установках для разбраковки сердечников в массовом производстве сигнал на выходе приводит в действие автоматическое устройство, направляющее сердечники в соответствии с их качеством в различные бункера: «годен» или «брак». Цепь преобразований может также завершаться показывающим прибором, отградуированным в единицах магнитной проницаемости. Для датчиков первого типа в качестве показывающего прибора может быть применен магнитоэлектрический логометр. Датчики второго типа требуют установки миллиамперметра с нулем в середине шкалы, причем вместо нулевого деления ставится величина импульсной магнитной проницаемости эталона.

**3. Погрешности датчиков.** Погрешности датчика отношения двух импульсных напряжений исследованы достаточно подробно рядом авторов [1, 4, 5]. Остановимся на некоторых причинах этих погрешностей.

1. В общем случае

$$\mu_n = f\left(\Delta B, \frac{dB}{dt}, \frac{d^2B}{dt^2}, \dots, \frac{d^n B}{dt^n} \dots H_m\right). \quad (8)$$

Если приложенный импульс напряжения строго прямоуголен, то  $\frac{dB}{dt} = \text{const}$  и

$$\frac{d^2B}{dt^2} = \frac{d^n B}{dt^n} = 0. \quad \text{Отличие формы намагничивающего импульса напряжения от}$$

прямоугольной вызывает необходимость введения в схему датчика интеграторов [5]. Если интегратор не применяется, то погрешность из-за непостоянства напряжения за время действия импульса может быть оценена с запасом при допущении, что окончательная величина приращения индукции  $\Delta B$  будет определяться напряжением в конце импульса. Тогда погрешность от непрямоугольности импульса будет равна (в %)

$$\delta_{н.н} = -\lambda = -\tau/\theta, \quad (9)$$

где  $\lambda$  — спад плоской части импульса в %;  $\theta$  — постоянная времени цепи датчика в сек.

2. Основная погрешность обусловлена наличием активных сопротивлений в цепи датчика

$$R_m = R_{ш} + r, \quad (10)$$

где  $R_{ш}$  — сопротивление, включенное последовательно, в ом;  $r$  — сопротивление катушки датчика в ом. Напряжение генератора  $U_{н1}$  будет распределяться на этих сопротивлениях и на реактивном сопротивлении катушки с сердечником  $X_L$  в соответствии с их величиной. При этом индукция в сердечнике будет определяться падением напряжения на реактивном сопротивлении  $U_{X_L}$  за вычетом доли, идущей на созда-

ние полей рассеяния  $U_{X_S}$ :  $\Delta B = \frac{1}{\omega S} \int_0^T (U_{X_L} - U_{X_S}) dt$ . Погрешность, обусловленная наличием активных сопротивлений и полей рассеяния, будет составлять

$$\delta_0 = \frac{\tau R_m + L_S}{L} 100\%. \quad (11)$$

Без принятия специальных мер по уменьшению погрешностей (использование интеграторов, компараторов), т. е. без существенного усложнения схемы, погрешности этого типа датчиков велики (до 20—25%). Это привело к тому, что осциллографический метод измерения импульсной магнитной проницаемости редко применяется для измерения.

Погрешности в дифференциальном датчике, вследствие отличия в принципе образования измеряемой величины, имеют меньшее значение и в основном определяются: 1) погрешностью измерения импульсной магнитной проницаемости эталона, которая при современном состоянии техники измерения может быть доведена до 5%; 2) погрешностью, обусловленной искажением формы импульса на выходе датчика. Искажение формы импульса (выброс на фронте) приводит к тому, что реагирующий на выходной сигнал датчика орган может регистрировать не истинное значение амплитуды импульса выходного сигнала, а амплитуду выброса. Уменьшить погрешности этого вида можно путем создания датчика с минимальным значением паразитных параметров и отстройкой реагирующего органа от действия выброса на фронте, который имеет меньшую длительность, чем основной импульс.

## Выводы

Применяемый в настоящее время датчик отношения двух напряжений не удовлетворяет требованиям измерений и контроля импульсной магнитной проницаемости сердечников вследствие сложной структуры сигнала на выходе и большой величины погрешностей.

Дифференциальный датчик свободен от отмеченных недостатков и с успехом может быть использован для синтеза схем измерения и массового контроля сердечников для импульсных трансформаторов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Я. С. Ицхоки. Импульсные трансформаторы. М., «Советское радио», 1950.
2. И. Л. Ткачев. Измерение импульсной магнитной проницаемости витых разрезных сердечников.— Обмен опытом в радиопромышленности, 1963, № 4.
3. И. Л. Ткачев. Выделение тепла в импульсном трансформаторе.— В сб. «Реф. инф. по радиоэлектронике», 1969, № 4, реф. 3141.
4. А. З. Векслер. Установка для измерения кривой намагничивания в импульсном режиме.— Труды ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, вып. 64, 1962.
5. А. З. Векслер. Исследование интеграторов напряжения, применяемых для испытания магнитных материалов в импульсном режиме.— III научно-техническое совещание по проблемам магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры. Тезисы. Л., 1968.

Поступило в редакцию  
26 августа 1968 г.,  
окончательный вариант —  
18 июля 1969 г.