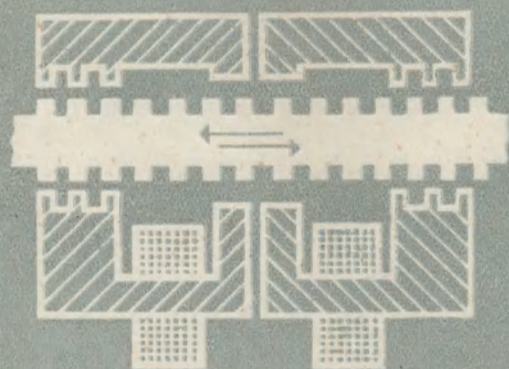




БИБЛИОТЕКА ПРИБОРОСТРОИТЕЛЯ



Л. А. СРИБНЕР

# ТОЧНОСТЬ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ



БИБЛИОТЕКА ПРИБОРОСТРОИТЕЛЯ



Л. А. СРИБНЕР

# ТОЧНОСТЬ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Москва «МАШИНОСТРОЕНИЕ» 1975



Scan AAW

6П5.8

С75

УДК 621.8.022:62—187

**Срибнер Л. А.** Точность индуктивных преобразователей перемещений. «Машиностроение», 1975, 105 с.

В настоящей книге рассматриваются индуктивные преобразователи, работающие на частоте 50 Гц, нешихтованные (т. е. сплошные) магнитопроводы которых выполнены из обычных конструкционных сталей. Такие преобразователи наиболее технологичны и доступны для изготовления на неспециализированных предприятиях. В книге последние рассматриваются с метрологической точки зрения, т. е. в первую очередь как измерительные устройства. В связи с этим много внимания в книге уделяется анализу погрешностей, методам повышения точности индуктивных преобразователей и методам экспериментального исследования индуктивных преобразователей и их схем.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, машино- и приборостроительных предприятий, занимающихся автоматизацией производственных процессов и вопросами метрологии.

Табл. 6. Ил. 55. Библ. 60 назв.

Рецензент д-р техн. наук проф. **Л. Я. Цикерман**

С  $\frac{31305-302}{038(01)-75}$  302—75

© Издательство «Машиностроение», 1975 г.

**Леонид Андреевич СРИБНЕР**

**ТОЧНОСТЬ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ  
ПЕРЕМЕЩЕНИЙ**

---

Редактор издательства *Л. К. Тучкова*  
Технический редактор *Е. П. Смирнова*  
Корректор *Н. И. Шарунина*  
Обложка художника *В. Б. Торгашова*

---

Сдано в набор 6/IX 1974 г. Подписано в печать 27/I 1975 г. Т-01647.  
Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>. Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 5,46.  
Уч.-изд. л. 6,9. Тираж 4800 экз. Заказ № 1449. Цена 35 к.

---

Издательство «Машиностроение», 107885. Москва, Б-78,  
1-й Басманный пер., д. 3.

---

Московская типография № 32 Союзполиграфпрома при  
Государственном комитете Совета Министров СССР  
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.  
Москва, К-51, Цветной бульвар, д. 20.

В настоящее время измерения линейных размеров (перемещений) составляют 85—95% всех контрольных измерений в промышленности Советского Союза и развитых капиталистических стран, причем в машиностроении они составляют 90—95%, а, например, в электропромышленности — 80%.

Требования к точности изготовления промышленных изделий все время возрастают. В машиностроении особенно высоки требования к точности изготовления подшипников, деталей и узлов гироскопов, топливной аппаратуры, ряда деталей прецизионных станков и т. п. Точность изготовления прецизионных деталей машин и приборов в основном ограничивается точностью измерения, так как, если возможно произвести измерение размера с необходимой точностью, то, как правило, можно его обработать с такой же точностью или во всяком случае отбраковать годные детали от негодных. Поэтому точность изготовления непосредственно связана с точностью измерения.

В настоящее время точность измерений линейных размеров при серийном производстве достигает 1 мкм.

Однако, если при контроле изделий больших размеров (до 1 м) допуск на размер при самых жестких требованиях к точности обработки составляет величину порядка нескольких микрометров, то при контроле изделий малых размеров допуск составляет доли микрометра. Так, точность сортировки шариков по диаметру для прецизионных подшипников в настоящее время достигает 0,1—0,5 мкм. Допуск на толщину некоторых радиодеталей может быть в пределах нескольких ангстрем ( $10^{-10}$  м). При контроле интегральных схем допуск обычно находится в пределах 0,01—0,5 мкм.

Основными направлениями развития средств контрольно-измерительной техники являются:

- 1) переход от механических отсчетных устройств к оптическим, а от них к фотоэлектрическим или индуктивным;
- 2) уменьшение измерительного усилия вплоть до снижения его до нуля путем перехода на бесконтактные методы измерения;
- 3) повышение удобства отсчета — переход на цифровой отсчет (даже в приборах механического действия, например микрометрах);
- 4) повышение точности измерений за счет многократного повторения измерений и последующей статистической обработки результатов измерения;
- 5) автоматизация ряда операций процесса измерения, в том числе вычислительных;

6) использование взамен механических связей электромеханических с фотоэлектрическими или индуктивными коррекционными элементами;

7) производство контрольно-измерительных операций непосредственно на рабочих местах в цеховых условиях; зачастую контрольно-измерительные устройства встраивают в производственные машины, совмещая процесс измерения с процессом изготовления изделий. Это, в свою очередь, повышает требования к таким устройствам: они должны быть надежными, простыми и удобными в обслуживании, не бояться возможных изменений условий окружающей среды, иметь высокую скорость измерения, не снижающую общую производительность технологического оборудования;

8) механизация и автоматизация контроля путем разработки и использования специализированных контрольных измерительных машин (координатных измерительных машин, автоматов для сортировки шариков и т. п.);

9) разработка адаптирующихся измерительных приборов с самонастройкой пределов измерения на измеряемый размер;

10) переход от измерения отдельных размеров к измерениям комплексных параметров, которые определяются сразу рядом размеров (обычно это сочетается с автоматизацией измерений путем применения в таких приборах вычислительных устройств);

11) разработка автоматизированных измерительных систем, включающих вычислительные устройства (в том числе и ЭЦВМ), в которых последние могут решать следующие задачи: выделять полезный сигнал из его смеси с помехой, обрабатывать данные и управлять экспериментом с целью достижения максимальной точности либо минимального времени измерений.

Одним из направлений развития контрольно-измерительной техники, предназначенной для использования непосредственно в цеховых условиях, является разработка индуктивных измерительных устройств, т. е. устройств, использующих индуктивные преобразователи (датчики).

Индуктивные преобразователи имеют простую и надежную конструкцию, они не имеют изнашиваемых деталей и обладают высокой долговечностью. При малых габаритных размерах индуктивные преобразователи имеют большую выходную мощность, что позволяет использовать простые электрические схемы, в большинстве случаев даже не содержащие усилителей. Индуктивные преобразователи имеют высокую точность и стабильность работы и малую чувствительность к изменению условий окружающей среды. Они могут работать в условиях запыления, в широком диапазоне изменения температур, условиях вибрации и т. п. Сами индуктивные преобразователи и их схемы, как правило, не требуют никакого ухода и доступны для работы даже малоквалифицированному персоналу. Индуктивные преобразователи хорошо встраиваются в конструкцию машин и приборов, зачастую составляя с ними единое целое. Индуктивные преобразователи (и индуктивные измерительные устройства) относительно дешевы, технологичны в изготовлении, не требуют для своего производства дефицитных материалов и специального оборудования.

Все это обусловило широкое распространение в машино- и приборостроении индуктивных преобразователей.

Многие виды преобразователей выпускаются в нашей стране серийно как приборостроительными, так и машиностроительными, а в частности станкостроительными предприятиями. Заводом «Ка-

либр» серийно выпускаются высокоточные многопредельные индуктивные отсчетные устройства с точностью до сотых долей микрометра. Эти устройства могут работать с одним либо двумя индуктивными преобразователями, включенными либо на суммирование, либо на вычитание показаний. Для отсчета показаний обычно используют стрелочный прибор, а при необходимости регистрации показаний — самопишущий прибор. Для активного контроля на шлифовальных станках предназначаются командоотсчетные индуктивные устройства, подающие команды на изменение подачи и окончание процесса шлифования.

Серийно выпускаются индуктивные кругломеры, прецизионные уровни, профилографы и другие устройства.

В станкостроении получила широкое распространение индуктивная система отсчета координат. Высокоточные координатно-расточные станки с индуктивной отсчетной системой, использующей индуктивные преобразователи с винтообразным якорем, серийно выпускаются рядом отечественных заводов, в том числе одесским станкозаводом им. С. М. Кирова, каунасским заводом координатно-расточных станков им. Ф. Э. Дзержинского и Одесским заводом прецизионных станков.

В станках с программным управлением используются индуктивные зубчатые преобразователи — фазовый преобразователь типа развернутый сельсин — разработанный новосибирским заводом «Тяжгидростанкопресс», импульсный преобразователь ДПК-1 с трехугольным зубом, разработанный ЭНИМСом, аналоговый преобразователь с винтообразным якорем, конструкции одесского станкозавода им. С. М. Кирова и ряд других.

Индуктивные преобразователи использованы в ряде серийно выпускаемых бесконтактных путевых переключателей (типов БВК-24, БСП-11, Д-3, ИКВ, ВКБ 21-18 и др.).

Индуктивные преобразователи являются элементами всевозможных следящих автоматических систем, электрогидравлических, копировальных, электромеханических, для компенсации упругих деформаций станков (системы СПИД), электромеханических коррекционных и многих других.

Индуктивные преобразователи использованы в ряде измерительных устройств для измерения неэлектрических величин (измерители и датчики усилий, моментов, давлений и т. п.).

Широко используются индуктивные преобразователи в элементах вычислительной техники (моделирующие вычислительные устройства, преобразователи перемещений в код и т. п.).

Несмотря на такое многообразие серийно выпускаемых индуктивных преобразователей и всевозможных индуктивных устройств на практике часто невозможно использовать ни один из выпускаемых типов индуктивных преобразователей. Причем, наряду с освоением серийного производства новых типов индуктивных преобразователей и устройств, все больше возникает случаев, когда невозможно применить существующий тип преобразователя и требуется разработка для данного конкретного случая нового типа преобразователя.

Отметим, что разработка новых типов индуктивных преобразователей и устройств, как правило, весьма трудоемкая задача, требующая помимо расчетных и конструкторских работ проведение комплекса экспериментальных работ, включая изготовление, всестороннее исследование и доводку опытных образцов преобразователей.

## 1. ВИДЫ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Индуктивными преобразователями называются устройства, преобразующие линейное или угловое перемещение в электрический сигнал, работающие по принципу изменения коэффициента либо самоиндукции, либо взаимоиндукции электрических обмоток (катушек).

Индуктивные преобразователи, работающие по принципу изменения коэффициента самоиндукции (индуктивности), называют дроссельными, а преобразователи, у которых изменяется коэффициент взаимоиндукции (коэффициент трансформации) обмоток, называют трансформаторными.

Индуктивные преобразователи используют для измерения не только перемещений, но и различных механических величин, которые могут быть преобразованы в перемещения крутящих моментов, механических сил, давлений, деформаций и т. п.

На рис. 1 показано устройство простейшего дроссельного преобразователя, графики изменения индуктивности (коэффициенты самоиндукции)  $L$  обмотки, полного сопротивления  $z$ , величины тока  $I$  цепи в зависимости от перемещения  $\delta$  и его векторная диаграмма.

Как следует из рис. 1,а преобразователь имеет стальной магнитопровод П-образной формы с обмоткой  $w$ , включенной в электрическую цепь с отсчетным прибором  $I$  и дополнительным сопротивлением  $R$ , питающейся от сети переменного тока с напряжением  $U$ . Якорь преобразователя перемещается вместе с объектом, перемещение которого измеряется и образует с магнитопроводом воздушный зазор величиной  $\delta$ , равный величине измеряемого перемещения.

Как известно, индуктивность обмотки со стальным сердечником определяется по формуле

$$L = \frac{w^2}{R_\mu} = \frac{w^2}{\frac{2\delta}{\mu_0 S_{\text{экв}}} + \frac{l_{\text{ср}}}{\mu S}}, \quad (1)$$

где  $R_\mu$  — магнитное сопротивление магнитному потоку обмотки;  $w$  — число витков обмотки;  $S_{\text{экв}}$ ,  $S$  — сечения участков магнитной цепи — воздушного зазора с учетом потоков рассеяния и стальных участков;  $\mu_0$ ,  $\mu$  — магнитные проницаемости воздуха и стали;  $\delta$  — величина воздушного зазора;  $l_{\text{ср}}$  — средняя длина пути потока по стальным участкам магнитопровода и якоря.

Как следует из формулы (1), при увеличении воздушного зазора  $\delta$  индуктивность  $L$  уменьшается примерно обратно пропорци-

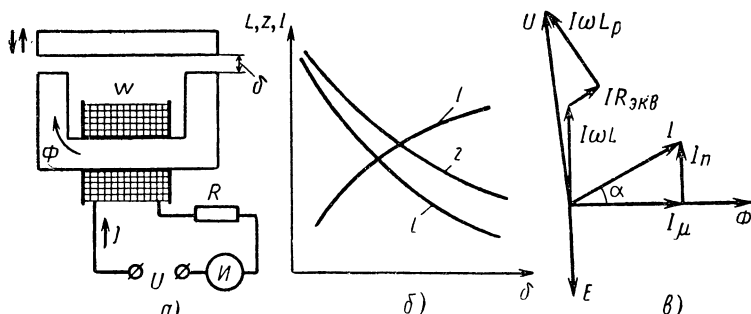


Рис. 1. Дроссельный преобразователь:  
а — схема; б — характеристики; в — векторная диаграмма

онально (рис. 1,б), так как вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь ( $\mu \gg \mu_0$ ).

Полное сопротивление  $z$  цепи определяется по формуле

$$z = \sqrt{(\omega L)^2 + R_{\text{экв}}^2}, \quad (2)$$

где  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота сети ( $f$  — частота сети);  $R_{\text{экв}}$  — суммарное активное сопротивление цепи.

Ток

$$I = \frac{U}{z}, \quad (3)$$

где  $U$  — напряжение питания.

Графики изменения  $z$  и  $I$  в зависимости от перемещения  $\delta$  приведены на рис. 1,б. Из формул (1)–(3) и графиков следует, что ток  $I$  есть функция перемещения  $\delta$ , т. е. отсчетный прибор  $I$ , измеряющий ток, может быть отградуирован в единицах перемещения (в долях миллиметра или микрометрах).

Рассмотрение векторной диаграммы преобразователя (рис. 1,в) позволит глубже понять физику процессов его работы. Ток  $I$ , протекающий через обмотку преобразователя, имеет две составляющих — намагничивающую составляющую  $I_\mu$  создающую магнитный поток  $\Phi$ , совпадающий с ней по фазе, и составляющую потерь  $I_n$ , учитывающую потери в стали, т. е. потери на гистерезис и вихревые токи, и сдвинутую относительно потока  $\Phi$  на угол  $90^\circ$ . Вследствие этого ток  $I$  обмотки сдвинут относительно потока  $\Phi$  на угол  $\alpha$ , называемый углом потерь. Э. д. с. самоиндукции  $E$  обмотки уравновешивается падением напряжения  $I\omega L$  на индуктивном сопротивлении  $L$  обмотки. Кроме того, имеются падения напряжений:  $IR_{\text{экв}}$  — на суммарном активном сопротивлении  $R_{\text{экв}}$  цепи и  $I\omega L_p$  — на индуктивном сопротивлении  $\omega L_p$ , уравновешивающие э. д. с. потока рассеяния, т. е. магнитного потока обмотки, замыкающегося не по магнитопроводу, а через воздух. Таким образом, напряжение сети  $U$  уравновешивается геометрической суммой падений напряжений  $I\omega L$ ,  $I\omega L_p$  и  $IR_{\text{экв}}$ . Трансформаторный преобразователь (рис. 2,а) имеет магнитопровод и якорь подобные дроссельному,



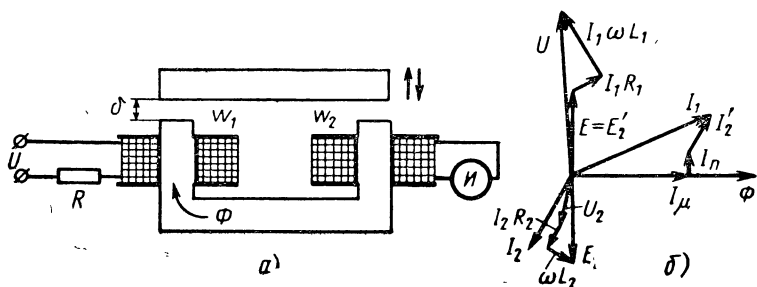


Рис. 2. Трансформаторный преобразователь:

а — схема; б — векторная диаграмма

однако у него использована уже не одна, а две обмотки — первичная  $w_1$  и вторичная  $w_2$ . Первичная обмотка подключена к сети, а вторичная — к отсчетному прибору  $I$ .

Коэффициент трансформации напряжения  $k_n$ , т. е. отношение выходного напряжения  $U_2$  к напряжению в сети, является функцией перемещения  $\delta$  якоря. На рис. 2,б приведена векторная диаграмма трансформаторного преобразователя. Ток  $I$  первичной обмотки является геометрической суммой трех составляющих: намагничивающего тока  $I_\mu$ , тока  $I_\pi$  потерь и приведенного к первичной обмотке, т. е. умноженного на отношение  $w_2/w_1$ , и тока  $I'_2$  вторичной обмотки, взятого с обратным знаком. Напряжение  $U$  сети уравнивается напряжением  $E = E_1$ , компенсирующим э. д. с. первичной обмотки, равным э. д. с. вторичной обмотки  $E'_2$ , приведенным к первичной (умноженной на отношение  $w_1/w_2$ ), падением напряжения  $I_1 R_1$  на суммарном активном сопротивлении цепи первичной обмотки, падением напряжения  $I_1 \omega L_1$  на индуктивном сопротивлении (рассеяния)  $\omega L_1$  первичной обмотки. Напряжение  $U_2$  вторичной обмотки является геометрической разностью э. д. с.  $E_2$  и падений напряжений:  $I_2 R_2$  на суммарном активном сопротивлении  $R_2$  цепи вторичной обмотки и  $I_2 \omega L_2$  на индуктивном сопротивлении (рассеяния)  $\omega L_2$  вторичной обмотки.

При увеличении воздушного зазора  $\delta$ , во-первых, увеличивается намагничивающий ток  $I_\mu$ , что приводит к увеличению  $I_1 R_1$  и  $I_1 \omega L_1$ , и к уменьшению  $E_1$  и  $E_2$ ; и, во-вторых, возрастает поток рассеяния первичной обмотки и, следовательно, индуктивность рассеяния  $L_1$ , что также приводит к увеличению  $I_1 \omega L_1$  и к уменьшению  $E_1$  и  $E_2$ . Следовательно, при увеличении зазора  $\delta$  коэффициент трансформации напряжений  $k_n = U_2/U_1$  уменьшается.

Отметим, что малоизвестный факт, полезный при разработке преобразователей, — включение в цепь первичной обмотки добавочного сопротивления большой величины (соответственно увеличивая напряжение сети) и размещение первичной и вторичных обмоток на наибольшем возможном удалении от магнитопровода увеличивает чувствительность трансформаторного преобразователя (в этом случае с увеличением зазора  $\delta$  в большой степени уменьшается э. д. с.  $E_2$  вторичной обмотки, чем в обычных схемах).

Прецизионные (точные) преобразователи выполняются по дифференциальной схеме. Дифференциальные преобразователи состоят из двух простых преобразователей с общим якорем, причем при перемещении последнего величина воздушного зазора одного простого преобразователя уменьшается, а второго увеличивается.

На рис. 3,а приведены конструктивная и электрическая схемы дифференциального преобразователя дроссельного типа.

Схему можно разделить на две половины, каждая из которых аналогична схеме простого дроссельного преобразователя. Питание схемы производится от сети напряжением  $U$  через трансформатор  $Tr$  с двумя вторичными обмотками для питания каждой из половин схемы. К вторичной обмотке трансформатора последовательно подключены обмотка преобразователя и через выпрямительный мост отсчетный прибор  $И$ . Прибор  $И$  подключен одновременно к цепям обеих половин схемы, так, что через него протекает разность  $I = I_1 - I_2$  токов сигналов каждой из половин схемы. На рис. 3,в приведена зависимость выходного сигнала  $I$  преобразователя от величины перемещения  $\delta$  якоря.

Дифференциальные преобразователи трансформаторного типа могут выполняться по аналогичной конструктивной схеме. На рис. 3,б приведена другая очень распространенная схема дифференциально-трансформаторного преобразователя с магнитопроводом Ш-образной формы. Здесь не только электрическая схема выполнена дифференциальной, но и схема магнитной цепи также дифференциальна, так как при смещении якоря происходит не просто изменение магнитных сопротивлений половин преобразователя, но и перераспределение между ними составляющих магнитного потока первичной обмотки.

Дифференциальные преобразователи менее чувствительны к изменениям окружающей среды и других факторов, они имеют вдвое больше чувствительность, полярность их выходного сигнала показывает направление смещения якоря и они обладают рядом других преимуществ по сравнению с простыми преобразователями.

Иногда применяют так называемые полудифференциальные схемы, которые построены как дифференциальные схемы, но содержат

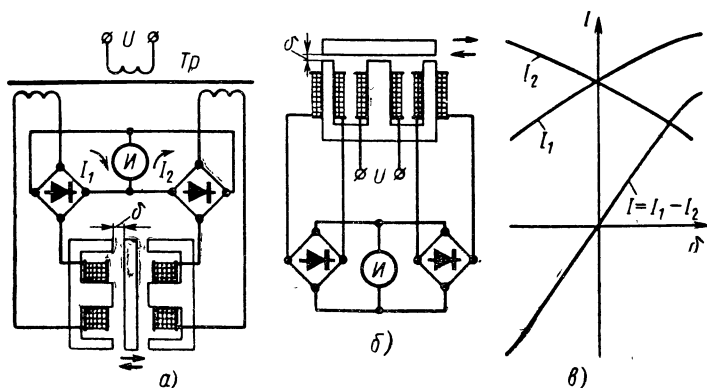


Рис. 3. Дифференциальные преобразователи:

а — дроссельный преобразователь; б — трансформаторный преобразователь; в — характеристики дроссельного преобразователя

простой преобразователь и дроссель (либо трансформатор), включаемый вместо второй обмотки дифференциального преобразователя. Такие схемы по своим свойствам занимают промежуточное положение между простыми и дифференциальными схемами.

Рассмотрим основные виды индуктивных преобразователей в зависимости от вида измеряемой величины (непрерывная, дискретная и т. п.).

Пожалуй, наибольшее распространение получили индуктивные преобразователи для непрерывного измерения перемещений — индуктивные индикаторы перемещений. Такие преобразователи используются в метрологических службах предприятий взамен механических универсальных измерительных средств (индикаторов часового типа, рычажно-зубчатых индикаторов, пружинных измерительных головок, пружинно-оптических измерительных головок и т. п.), а также встраиваются в различные контрольно-измерительные устройства для контроля формы и взаимного расположения деталей машин и приборов (кругломеры, межцентромеры, устройства для контроля несоосности, неперпендикулярности, непараллельности, устройства для комплексного контроля деталей и т. п.). Индуктивные индикаторы перемещений выполняются обычно в виде дифференциальных дроссельных или трансформаторных преобразователей.

Представление о возможностях современных индуктивных преобразователей дают табл. 1 и 2, в которых приведены номенклатура и основные технические данные преобразователей и показывающих электроблоков швейцарской фирмы Теза [54]. Как следует из таблиц, электроблоки обеспечивают работу с одним либо двумя индуктивными преобразователями одного из следующих трех типов: преобразователей цехового и лабораторного исполнения и преобразователя бокового действия. Блоки имеют три предела измерения, могут обеспечивать сигнализацию предельных отклонений и питаться не только от сети, но и от сухих батарей. Вариация показаний достигает 0,01 мкм. Выходной сигнал может быть зарегистрирован самопишущим прибором или преобразован в цифровую форму для цифрового отсчета или для записи на перфорированной ленте. Специальная приставка позволяет подключать до пяти преобразователей к одному блоку. Подобные индуктивные преобразователи и отсчетные блоки изготавливаются рядом зарубежных фирм, а в нашей стране заводом «Калибр».

Индуктивные преобразователи широко используются в качестве бесконтактных путевых преобразователей, т. е. для фиксации только одного положения, с выдачей команды или сигнала. В качестве таких преобразователей используются обычно простые трансформаторные и дроссельные преобразователи (см. рис. 1,а и 2,а), а при необходимости высокой точности — дифференциально-трансформаторные (рис. 3,б) [31].

Для фиксации дискретного ряда положений применяют индуктивные датчики положения [37], представляющие собой набор простых преобразователей с общим якорем.

На координатно-расточных станках, поворотных столах, координатных измерительных машинах и станках с позиционными системами программного управления широко используются индуктивные системы отсчета координат.

Такие преобразователи отличаются тем, что их рабочий воздушный зазор выполняется зубчатым; их выходной сигнал имеет вид периодической кривой с периодом, равным шагу зубьев (рис. 4,б); в них предусматривается смещение кривой выходного сигнала

Типаж отсчетных электроблоков фирмы Теза для работы с индуктивными преобразователями типов ГП10; ГТ20; ГТ30

Вид питания блока	Исполнение блоков по различным вариантам питания и с различным числом преобразователей	Отсчетные электроблоки без сигнализации	Отчетные электроблоки с сигнализацией отклонений размеров больше допуска	Примечания
		Пределы измерения $\pm 100; \pm 30; \pm 10$ мкм. Цена деления 5; 1; 0,5 мкм	Пределы измерения $\pm 100; \pm 30; \pm 10$ мкм. Цена деления 5; 1; 0,5 мкм	
Питание от сети 220В, 50 или 60 Гц	Вид измерения	Пределы измерения $\pm 10; \pm 3; \pm 1$ мкм. Цена деления 0,5; 0,1; 0,05 мкм	Пределы измерения $\pm 100; \pm 30; \pm 10$ мкм. Цена деления 5; 1; 0,5 мкм	1. На выход блоков могут подключаться самописный прибор или аналого-цифровой преобразователь с цифровым табло для отсчета показаний 2. Имеется приставка типа GU5, позволяющая поочередно подключать к одному электроблоку до пяти индуктивных преобразователей
	Для работы с одним преобразователем	GN22	GNS22	
Питание от сети 220В, 50 или 60 Гц	Для работы с одним преобразователем либо с двумя преобразователями, включенными на разность или сумму показаний	GND22	GNS22	1. На выход блоков могут подключаться самописный прибор или аналого-цифровой преобразователь с цифровым табло для отсчета показаний 2. Имеется приставка типа GU5, позволяющая поочередно подключать к одному электроблоку до пяти индуктивных преобразователей
	Для работы с одним преобразователем	GNB22	GNS22	
Питание от сети 220В, 50 или 60 Гц и от батарей 12В	Для работы с одним преобразователем	GNB22	—	—

Таблица 2

Типаж индуктивных преобразователей линейных перемещений фирмы Теза



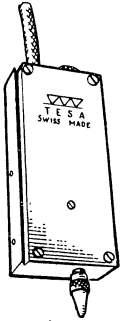
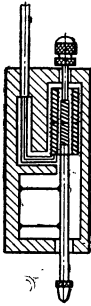
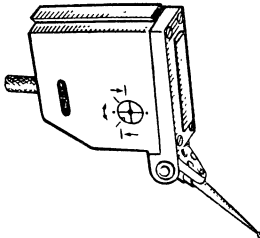
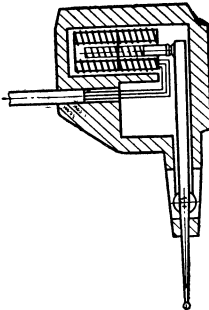
Общий вид	Конструктивная схема	Тип	Габаритные размеры в мм	Вариация показаний в мкм	Измерительное усилие в Н
		GT-10	100×14×12	0,02	0,25 (1,2)
		GT-20	93×31×15	0,01	0,2 (0,8)
		GT-30	73×39×13	0,2	0,15

Таблица 3

## Классификация индуктивных преобразователей перемещений

Номер классификационного признака	Классификационные признаки преобразователей	Номер вида преобразователя	Виды преобразователей
1	По принципу работы	1.1 1.2	Дроссельные Трансформаторные
2	По принципу построения	2.1 2.2 2.3	Простые (одинарные) Дифференциальные Полудифференциальные
3	По виду измеряемого перемещения	3.1 3.2	Для линейных перемещений Для угловых перемещений
4	По виду измеряемой величины	4.1 4.2 4.3 4.4	Для непрерывного измерения перемещений (индуктивные индикаторы перемещений) Для фиксации одного положения (путевые переключатели, преобразователи для активного контроля) Для фиксации дискретного ряда положений Для измерения перемещений с предварительным заданием размера (индуктивные системы отсчета координат)
5	По виду воздействия	5.1 5.2	С механическим воздействием С бесконтактным воздействием (проходным якорем)
6	По виду рабочего воздушного зазора	6.1 6.2 6.3	С изменяющейся величиной воздушного зазора С изменяющейся площадью воздушного зазора С зубчатым воздушным зазором
7	По назначению	7.1 7.2 7.3 7.4	Измерения перемещений Измерения механических величин, преобразованных в перемещение Измерения параметров вибраций Контроль свойств ферромагнитных материалов и толщины покрытий

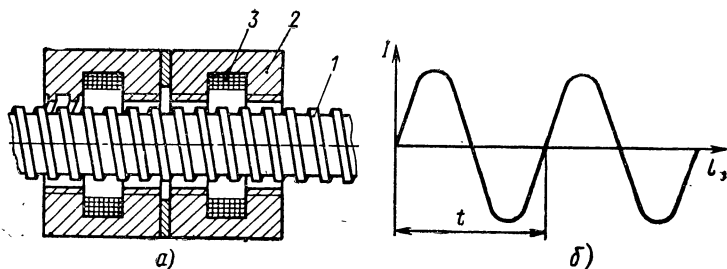


Рис. 4. Зубчатый преобразователь с винтовым якорем:  
а — конструкция; б — характеристика

(выходной характеристики) путем смещения зубьев магнитопровода относительно зубьев якоря; они обеспечивают только точный отсчет координат, т. е. могут работать только в комплекте с более грубым отсчетным устройством, которое обеспечивает отсчет координат с точностью до одного шага зубьев; отсчет координат производят в два приема: вначале нуль выходной характеристики по лимбу механизма смещения характеристики совмещают со значением координаты, которую необходимо отсчитать, а затем производят отсчет координат — сначала по вспомогательному грубому отсчетному устройству, а затем по нулю выходного сигнала.

В настоящее время применяют различные индуктивные системы отсчета координат [2, 18, 26, 27, 37]. Рассмотрим наиболее распространенный преобразователь с винтообразным якорем (рис. 4,а) конструкции одесского станкозавода им. С. М. Кирова. Он состоит из проходного якоря 1, на котором нарезана винтовая резьба, и двух магнитопроводов 2, выполненных в виде разъемных гаек с обмотками 3 внутри. Между резьбой якоря и гаек имеется зубчатый воздушный зазор. Обмотки преобразователя включены в электрическую дифференциальную схему. При перемещении магнитопроводов относительно якоря магнитные сопротивления для потоков обмоток изменяются с периодом, равным шагу нарезки зубьев. Вследствие этого выходной сигнал преобразователя также изменяется с тем же периодом (рис. 4,б). Смещение выходной характеристики происходит при повороте якоря — поворот якоря на один оборот соответствует смещению характеристики на один период.

В табл. 3 приведена классификация рассмотренных видов индуктивных преобразователей.

## 2. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При рассмотрении какого-либо измерительного устройства в первую очередь интересуются его метрологическими характеристиками, которые показывают точность его работы, определяемую погрешностями измерения.

Погрешности результатов серии измерений, произведенных преобразователем, разделяют на систематические и случайные.

Систематические погрешности остаются постоянными на протяжении всей серии измерений, проводимых при неизменных услови-

ях, и вызываются тем, что условия измерений отличаются от предполагаемых. Если какой-либо влияющий фактор (величина рабочего воздушного зазора, температура окружающей среды, напряжение питания и т. п.) отличается от предполагаемой величины, то вследствие этого возникает погрешность. Указанная систематическая погрешность может быть рассчитана (либо определена экспериментально), если известны отклонение влияющего фактора от предполагаемой величины и степень влияния данного фактора. Заметим, что отклонения влияющих факторов от предполагаемых величин в большинстве случаев точно неизвестны — известны только возможные пределы их колебаний в процессе измерения. Например, температура окружающей среды изменяется в зависимости от времени года и времени суток, причем во время измерения, как правило, не контролируется. Величина напряжения питания является случайной величиной и может измениться в заданных пределах (например, при работе без стабилизатора напряжения — в пределах от 85 до 110%, от своего номинального значения). Частота сети равна  $50 \pm 0,5$  Гц. Величина рабочего воздушного зазора также может колебаться в некоторых пределах.

Поэтому такие погрешности часто рассматриваются как случайные.

В некоторых случаях систематические погрешности, вызванные изменением каких-либо неучтенных факторов, могут значительно понизить точность измерения. Например, две серии измерений, проведенные утром и днем (т. е. при различных температурах окружающей среды), могут указывать на изменение измеряемого размера, хотя на самом деле оно не происходит. Поэтому для исключения неучтенных систематических погрешностей рекомендуется проводить сопоставительные измерения при одних и тех же условиях, а одинаковые измерения повторять различными способами.

При точном контроле результаты измерений даже в одной серии измерений, проведенной при неизменных условиях, несколько отличаются, что указывает на наличие случайных погрешностей. Случайные погрешности вызываются невозможностью абсолютно точно стабилизировать все многочисленные влияющие на результат измерения факторы.

Вследствие этого все метрологические характеристики преобразователей являются вероятностными величинами и могут быть получены в результате статистической обработки ряда измеренных значений.

Различают номинальные условия работы преобразователей и допустимые условия. При работе в номинальных условиях обеспечивается большая точность работы, чем при работе в допустимых условиях.

Точность преобразователя характеризуется погрешностью его работы, т. е. погрешностью измерения, производимого преобразователем.

Основная абсолютная погрешность преобразователя  $\Delta_0$  представляет собой максимальную разность фактического размера  $l_\phi$  и измеренного размера  $l_n$  при номинальных условиях работы:

$$\Delta_0 = |l_\phi - l_n|. \quad (4)$$

Фактический (истинный) размер  $l_\phi$  неизвестен и приближенно определяется как среднее арифметическое значение результатов серии измерений размера  $l_n$ , поэтому и погрешность  $\Delta_0$  может быть определена лишь приближенно.



Основная абсолютная погрешность определяется обычно по правилу «трех сигм»:

$$\Delta_0 = \pm 3\sigma, \quad (5)$$

где  $\sigma$  — среднее квадратическое отклонение результатов измерения.

Если распределение результатов измерения подчиняется нормальному закону (закон Гаусса), то в зону шириной  $6\sigma$  (т. е.  $\pm 3\sigma$ ) попадает 99,7% всех результатов измерения (при большом числе измерений).

Если в формулу (5) вместо коэффициента 3 подставить, как это иногда делают для цеховых измерений, коэффициент 2, то в эту зону ( $\pm 2\sigma$ ) попадает лишь 95% всех результатов измерений. Для других иногда применяемых коэффициентов формулы (5) достоверность определения погрешности  $\Delta_0$  может быть найдена по таблице, например в работе [11, табл. 1].

Поэтому при использовании данных по погрешности  $\Delta_0$ , приводимых в литературе, необходимо обращать внимание, кроме величины погрешности, также на величину достоверности определения этой погрешности.

Доказано (теорема Ляпунова), что при примерно равном влиянии на распределение большого числа факторов — распределение подчиняется нормальному закону. Поскольку на процесс измерения обычно примерно в одинаковой степени влияет большое число различных факторов, то, естественно, предположить, что распределение подчинено нормальному закону.

Однако, если в числе влияющих факторов имеется один или несколько доминирующих факторов, то распределение может значительно отличаться от нормального распределения. Поэтому во всех сомнительных случаях необходимо проверить с помощью критериев, подчиняется ли распределение нормальному закону [29].

При технических измерениях в машиностроении и приборостроении встречается также закон распределения существенно положительных величин (закон Максвелла), который имеет несимметричный характер и одно граничное значение, равное нулю. По этому закону распределены результаты измерения эксцентриситета, отклонений от соосности, биений, разностенности и т. п.

Если считать, что погрешность  $\Delta_0$  может быть только положительной, то для закона существенно положительных величин она может быть определена по формуле [24]

$$\Delta_0 = 5,25\sigma. \quad (6)$$

Иногда (когда погрешность отсчета делений по равномерной шкале соизмерима с погрешностью измерения) встречается закон равной вероятности. В этом случае погрешность  $\Delta_0$  определяют по формуле [24]

$$\Delta_0 = \pm 1,73\sigma. \quad (7)$$

Для удобства часто рассматривают составляющие основной погрешности.

Вариация показаний (повторяемость) — это погрешность, возникающая при многократном измерении одного и того же размера.

Погрешность обратного хода — усредненная разность двух показаний при измерении одного и того же размера с подводом измерительного шупа преобразователя слева и справа (т. е. первый подвод шупа со стороны меньших размеров и второй — со стороны больших).

Нелинейность — погрешность, вызванная нестрогой пропорциональностью показаний величине измеренного размера при линейной отсчетной шкале.

Дополнительные погрешности возникают при отклонении условий работы преобразователя от номинальных, но в пределах допустимых условий работы.

Обычно условно считают, что дополнительная погрешность, возникающая от отклонения какого-либо фактора от его номинального значения, прямо пропорциональна величине этого отклонения.

Дополнительная погрешность  $\Delta_U$  от изменения напряжения  $U$  от своего номинального значения  $U_H$  определяется по формуле

$$\Delta_U = \lim \frac{\sum_{i=1}^n |l_\Phi - l_{ni}|}{|U - U_H| n}, \quad (8)$$

где  $n$  — число измерений;  $l_{ni}$  — размер, полученный в  $i$ -м измерении при напряжении  $U$  (размер  $l_\Phi$  измеряется при напряжении  $U_H$ ).

Аналогично определяются дополнительные погрешности от изменения температуры  $\Delta_{t^\circ}$  и величины рабочего воздушного зазора:

$$\Delta_{t^\circ} = \lim \frac{\sum_{i=1}^n |l_{\Phi_i} - l_{ni}|}{|t^\circ - t_H^\circ| n}, \quad (9)$$

$$\Delta_\delta = \lim \frac{\sum_{i=1}^n |l_\Phi - l_{ni}|}{|\delta - \delta_H| n}, \quad (10)$$

где  $t_H^\circ$  и  $\delta$  — номинальные значения температуры и величины воздушного зазора;  $t^\circ$  и  $\delta$  — фактические значения температуры и воздушного зазора.

При необходимости аналогичным образом вводятся дополнительные погрешности от изменения других факторов (например, частоты напряжения сети, коэффициента формы кривой напряжения сети, величины боковой силы и т. п.).

Нестабильность во времени, или временной дрейф показаний, представляет собой погрешность, вызванную изменением параметров преобразователя, т. е. изменение показаний по времени при условии, что первоначальные показания равны нулю. Номинальная точность преобразователя (в комплексе с измерительной электросхемой) численно равна его основной абсолютной погрешности  $\Delta_0$ .

Точность (погрешность работы)  $\Delta$  преобразователя при работе в условиях, отличных от номинальных, определяют по формуле

$$\Delta = \Delta_0 + |U - U_H| \Delta_U + |t^\circ - t_H^\circ| \Delta_{t^\circ} + |\delta - \delta_H| \Delta_\delta, \quad (11)$$

где  $U$ ,  $t^\circ$  и  $\delta$  — соответственно значения напряжений, температуры и воздушного зазора, наиболее удаленных от своих номинальных значений, возможных в рассматриваемых условиях работы.

Точность  $\Delta_{\max}$  преобразователя при его работе во всем диапазоне допустимых условий работы, т. е. его предельная или суммарная (максимальная) погрешность определяется по формуле (11) при подстановке в нее наибольших возможных отклонений напря-

жения  $U_{\max}$ , температуры  $t_{\max}^{\circ}$  и воздушного зазора  $\delta_{\max}$  (и при необходимости других влияющих факторов):

$$\Delta_{\max} = \Delta_0 + |U_{\max} - U_n|/\Delta U + |t_{\max}^{\circ} - t_n^{\circ}| \Delta t^{\circ} + |\delta_{\max} - \delta_n| \Delta \delta. \quad (12)$$

При сопоставлении характеристик преобразователей удобнее пользоваться не абсолютными, а относительными погрешностями. Обычно сравнение преобразователей производится по основной относительной погрешности, называемой просто относительной погрешностью (либо классом точности) преобразователя.

Относительная погрешность  $\Delta\%$  (в процентах) определяется по формуле

$$\Delta\% = \frac{\Delta_0}{|l_{\min}| + |l_{\max}|} 100\%, \quad (13)$$

где  $l_{\min}$  и  $l_{\max}$  — нижняя и верхняя границы диапазона измерений, т. е. минимальное и максимальное значения измеряемого размера, которые обычно лежат по разные стороны от нулевого показания (т. е. эталонного или настроечного размера).

Иногда относительную погрешность измеряют не в процентах, а в относительных величинах, тогда в формуле (13) исключают сомножитель 100%.

Максимальная (предельная, суммарная) относительная погрешность  $\Delta\%_{\max}$  определяется аналогично:

$$\Delta\%_{\max} = \frac{\Delta_{\max}}{|l_{\min}| + |l_{\max}|} 100\%. \quad (14)$$

Важными метрологическими характеристиками преобразователя являются величина его измерительного усилия и ее возможные колебания в начале  $F_{\min}$  и в конце  $F_{\max}$  хода измерительного щупа, перепад измерительного усилия  $\Delta F$  в момент перехода с прямого хода на обратный или наоборот (рис. 5).

Работа преобразователя в измерительной электросхеме характеризуется его выходной характеристикой (рис. 6), т. е. зависимостью выходной величины, например тока  $I$ , от величины перемещения измерительного щупа. Диапазон измерений преобразователя  $l_{\min} - l_{\max}$  выбирают в пределах практически линейного участка характеристики.

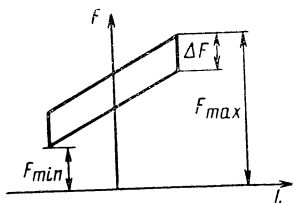


Рис. 5. График изменения измерительного усилия

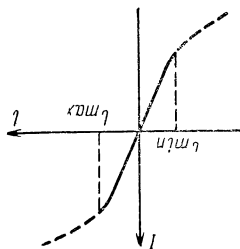


Рис. 6. Выходная характеристика преобразователя

Чувствительность преобразователя  $\gamma$  определяется как отношение выходного сигнала к перемещению (либо как отношение их приращений):

$$\gamma = \frac{I}{l}. \quad (15)$$

Выходной сигнал правильнее измерять в единицах мощности  $P_{\text{вых}}$ , тогда чувствительность по мощности

$$\gamma_P = \frac{P_{\text{вых}}}{l}. \quad (16)$$

При сопоставлении преобразователей используют коэффициент мощности преобразователя

$$k_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{потр}}}, \quad (17)$$

где  $P_{\text{вых}}$  и  $P_{\text{потр}}$  — соответственно максимальные мощности: выходная (т. е. выделяемая в выходном отсчетном приборе) и потребляемая преобразователем (косвенно характеризует нагрев преобразователя).

В последние годы в связи с возрастанием требований к быстродействию работы преобразователей начали интересоваться их динамическими характеристиками и, в частности, динамическими погрешностями, т. е. погрешностями, возникающими при изменении измеряемого размера в процессе измерения.

В общем случае динамическая погрешность  $\Delta_d$  определяется как разность выходных величин при измерениях в динамическом  $l_d$  и статическом  $l_{\text{ст}}$  режимах:

$$\Delta_d = |l_{\text{ст}} - l_d|. \quad (18)$$

Как следует из формулы (18), при определении динамической погрешности  $\Delta_d$  преобразователя необходимо исключить остальные его погрешности, например от изменения величин напряжения питания, рабочего воздушного зазора, температуры окружающей среды и т. п., для чего необходимо производить измерения в динамическом режиме при тех же условиях, как и измерения в статическом режиме.

На рис. 7 приведены графики выходного сигнала при измерениях в динамическом  $l_d(x)$  и статическом  $l_{\text{ст}}(x)$  режимах (где  $x$  — перемещение профиля контролируемой детали либо время измерения) и график динамической погрешности  $\Delta_d(x)$ .

Динамическую погрешность часто оценивают по максимальной величине  $\Delta_{d \max}$  динамической погрешности:

$$\Delta_{d \max} = \max |l_{\text{ст}} - l_d|. \quad (19)$$

Для оценки динамической погрешности удобно применять среднюю квадратическую динамическую погрешность  $\Delta_{d \text{ ср}}$ :

$$\Delta_{d \text{ ср}} = \sqrt{\frac{1}{x_{\text{изм}}} \int_0^{x_{\text{изм}}} \Delta_d^2 dx}, \quad (20)$$

где  $x_{\text{изм}}$  — длина профиля контролируемой детали.

Как следует из формулы (20), эта погрешность представляет собою среднее квадратическое отклонение графика выходного сигнала (профиля контролируемой детали) при измерении в динамическом режиме.

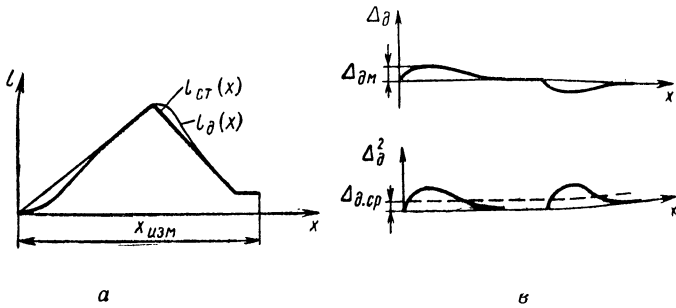


Рис. 7. Динамическая погрешность:

*а* — графики выходного сигнала  $l_{ст}(x)$  — статический и  $l_{д}(x)$  — динамический; *б* — график динамической погрешности; *в* — график квадрата динамической погрешности

ческом режиме от графика, полученного в статическом режиме. На рис. 7, *в* приведен график квадрата динамической погрешности. Средняя квадратическая динамическая погрешность равна площади, ограниченной этим графиком, деленной на длину контролируемого профиля.

Для преобразователей, которые используют для подачи команд, необходимо ввести еще одну динамическую характеристику — быстродействие контрольно-измерительного устройства в комплекте с индуктивным преобразователем. Под быстродействием (временем срабатывания) понимают время, за которое выходной сигнал достигает 90% своего конечного значения при резком скачкообразном изменении измеряемой величины.

Быстродействие  $t_{ср}$  можно определить, если известна постоянная времени  $\tau$  устройства:

$$t_{ср} = 2,3\tau. \quad (21)$$

Иногда для определения быстродействия принимают не 90%, а 95% конечного значения выходного сигнала и тогда коэффициент в формуле (21) равен 3 (а не 2,3).

Более подробно динамические характеристики преобразователей рассмотрены в п. 6.

В преобразователях с зубчатым якорем вводят понятие о накопленной и внутришаговой погрешностях. Накопленная погрешность — это составляющая основной погрешности, изменяющаяся при перемещении вдоль якоря. Накопленная погрешность может вызываться погрешностями нарезки зубьев по шагу, изменением рабочего воздушного зазора и воздушных зазоров рассеяния при перемещении вдоль якоря, неоднородностью магнитного материала якоря и другими причинами. Внутришаговая погрешность — это составляющая основной погрешности, характеризующая работу преобразователя в пределах одного шага нарезки якоря. Внутришаговые погрешности при работе в пределах различных шагов нарезки якоря различаются по величине. Во внутришаговой погрешности можно выделить циклическую составляющую, т. е. составляющую погрешности, одинаковую для всех шагов нарезки, и непериодическую составляющую.

## ПОГРЕШНОСТИ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 3. ПОГРЕШНОСТИ ОТ КОЛЕБАНИЙ ВЕЛИЧИНЫ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА

Погрешность, вызванная колебаниями величины рабочего воздушного зазора, характерна для преобразователей проходного типа, т. е. когда возможно неограниченное перемещение магнитопровода преобразователя относительно якоря.

К таким преобразователям относятся преобразователи с зубчатыми якорями (рис. 4,а), служащие в качестве отсчетных систем в координатно-расточных станках и станках с программным управлением и т. п., и преобразователи путевых переключателей (рис. 3,б). У таких преобразователей точность направляющих, по которым перемещается каретка с преобразователем, прямо влияет на постоянство величины рабочего воздушного зазора.

На точность преобразователей влияют колебания величины рабочего зазора, т. е. изменение величины зазора в процессе работы преобразователя, например при перемещении каретки с преобразователем по направляющим или при повторной установке каретки в то же положение. Неизменное отклонение величины рабочего воздушного зазора преобразователя от его номинальной величины, как правило, не вызывает дополнительных погрешностей. Оно приводит только к некоторому изменению чувствительности преобразователя, что обычно устраняется при настройке схемы преобразователя.

Имеется несколько способов уменьшения погрешностей преобразователя, вызванных колебаниями величины рабочего воздушного зазора:

1) повышением точности направляющих, т. е. уменьшением самих колебаний величины рабочего воздушного зазора (по абсолютной величине);

2) увеличением рабочего воздушного зазора до такой величины, при которой его колебания практически не сказываются на точности (т. е. путем снижения относительной величины колебаний);

3) использованием таких конструкций, при которых происходит круговой охват якоря, т. е. рабочие зоны якоря со всех сторон с одинаковым рабочим воздушным зазором окружены магнитопроводом (уменьшение зазора с одной стороны приводит к увеличению зазора с противоположной стороны якоря);

4) использованием конструкций с двусторонним охватом якоря или магнитопровода, при котором каждый рабочий воздушный зазор состоит из двух одинаковых зазоров, расположенных с противоположных сторон якоря так, что при уменьшении зазора с одной стороны увеличивается противоположно расположенный зазор [31, 33];

5) использованием специальных конструкций магнитопроводов с якорями, обеспечивающих постоянство величины магнитной проводимости величины рабочего воздушного зазора при любых его колебаниях [31, 33].

В табл. 4 приведены формулы для определения абсолютной и относительной погрешностей, вызванных изменениями магнитной проводимости при колебаниях величины рабочего воздушного зазора, а на рис. 8 — графики их изменения. Как следует из графиков и таблицы, конструкции с круговым и двухсторонним охватами обеспечивают значительное уменьшение погрешностей по сравнению с обычной конструкцией якоря (односторонним зазором). Круговой хват якоря при его смещении только по одной оси примерно вдвое более эффективен, чем двусторонний хват, а при смещениях якоря по обоим осям примерно равноценен ему по эффективности (погрешностями от вертикального смещения якоря в этом случае можно пренебречь, так как обычно их величина пренебрежимо мала по сравнению с величиной перекрытия якоря и магнитопровода в вертикальном направлении).

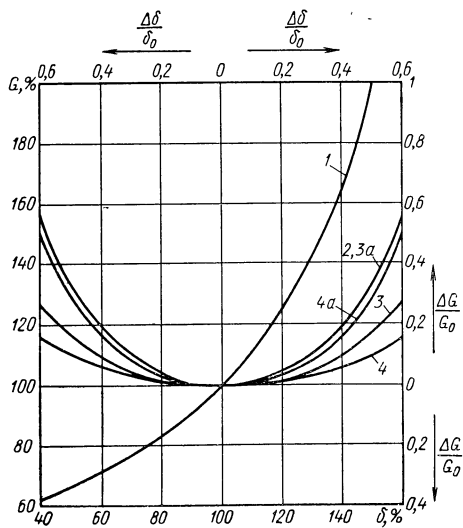


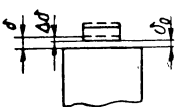
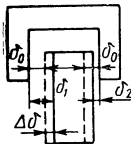
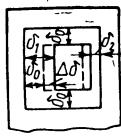
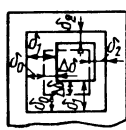
Рис. 8. Графики изменения величины магнитной проводимости воздушного зазора при смещении якоря (номера кривых соответствуют номерам строк табл. 4)

Отметим, что в конструкциях с круговым охватом якоря колебания величины рабочего воздушного зазора обычно велики, так как они вызываются не только неточностью направляющих, но и главным образом изгибом якоря под действием его силы тяжести. Кроме того, конструкции с двусторонним охватом якоря значительно проще конструкций с круговым охватом. По этим причинам более целесообразно использовать для уменьшения погрешностей первые, несмотря на то, что последние получили преимущественное распространение.

На рис. 9,а приведен пример якоря преобразователя абсолютно нечувствительного к изменению величины воздушного зазора. Благодаря вырезам на магнитопроводе рабочие воздушные зазоры  $\delta_1$  и  $\delta_2$  включены последовательно. Изменение величины одного зазора полностью компенсируется изменением в противоположную сторону второго зазора. На рис. 9,б приведен второй пример, в котором рабочие воздушные зазоры также включены последовательно и происходит полная компенсация колебаний одного рабочего зазора противоположными изменениями второго. В данной конструкции

Таблица 4

Формулы для определения изменений величины магнитной проводимости воздушного зазора, вызванных смещением якоря

Порядковый номер	Схема воздушного зазора	Изменение проводимости	
		Абсолютное	Относительное
1		$\pm \Delta G = G_0 \frac{\Delta \delta}{\delta_0 \mp \Delta \delta}$	$\pm \frac{\Delta G}{G_0} = \frac{\frac{\Delta \delta}{\delta_0}}{1 \mp \frac{\Delta \delta}{\delta_0}} =$
2		$\Delta G = \frac{G_0 (\Delta \delta)^2}{\delta_0^2 - (\Delta \delta)^2}$	$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{\left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2}$
3		$\Delta G = \frac{G_0}{2} \times \frac{(\Delta \delta)^2}{\delta_0^2 - (\Delta \delta)^2}$	$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{1}{2} \times \frac{\left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2}$
3a		$\Delta G = \frac{G_0 (\Delta \delta)^2}{\delta_0^2 - (\Delta \delta)^2}$	$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{\left(\frac{Y \delta}{\delta_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2}$



Порядковый номер	Схема воздушного зазора	Изменение проводимости	
		Абсолютное	Относительное
4		$\Delta G = M_0 \pi R a \left( -\frac{2}{\delta_0} + \ln \frac{\delta_0 + \Delta\delta}{\delta_0 - \Delta\delta} \right) + \frac{\ln \frac{\delta_0 + \Delta\delta}{\delta_0 - \Delta\delta}}{\Delta\delta}$	$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{1}{2 \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)} \times \ln \frac{1 + \frac{\Delta\delta}{\delta_0}}{1 - \frac{\Delta\delta}{\delta_0}}$
4a		$\Delta G = M_0 \pi R a \left( -\frac{2}{\delta_0} + \ln \frac{\delta_0 + 1,41 \Delta\delta}{\delta_0 - 1,41 \Delta\delta} \right) + \frac{\ln \frac{\delta_0 + 1,41 \Delta\delta}{\delta_0 - 1,41 \Delta\delta}}{1,41 \Delta\delta}$	$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{0,355}{\left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)} \times \ln \frac{1 + \frac{\Delta\delta}{\delta_0}}{1 - \frac{\Delta\delta}{\delta_0}}$
<p>Примечание. <math>G_0</math>, <math>\Delta G</math> и <math>\Delta G/G_0</math> соответственно обозначают величину магнитной проводимости воздушного зазора при несмещенном якоре, абсолютное и относительное изменение магнитной проводимости при смещении якоря на величину <math>\Delta\delta</math>; <math>a</math> — ширина башмака магнитопровода; <math>R</math> — радиус якоря</p>			

якорь охвачен магнитопроводом, что более удобно из конструктивных соображений при длинном якоре. Якорь представляет собой двустороннюю рейку.

#### 4. ПОГРЕШНОСТИ ОТ КОЛЕБАНИЙ ВЕЛИЧИНЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжение в сети переменного тока может изменяться в широких пределах — практически от  $-15$  до  $+10\%$  номинального значения напряжения. В маломощной сети при питании от нее мощных потребителей с большими пусковыми токами (электродвигателей, электромагнитов и т. п.) кратковременное уменьшение величины напряжения может достигать  $50\%$  и даже больше.

Даже при использовании феррорезонансных стабилизаторов изменения величины напряжения велики и могут достигать  $\pm 3\%$ .

Изменение напряжения питания преобразователя приводит к пропорциональному изменению его выходного сигнала, что вносит дополнительные погрешности в измерение. Погрешности от изменения напряжения питания можно уменьшить путем увеличения чувст-

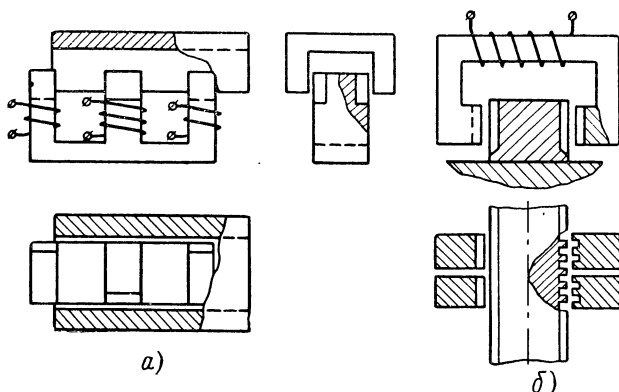


Рис. 9. Конструктивные схемы преобразователей, нечувствительных к колебаниям величины рабочего воздушного зазора:

*а* — магнитная система дифференциально-трансформаторного преобразователя; *б* — зубчатого преобразователя

вительности преобразователя. При этом такому же изменению выходного сигнала будет соответствовать меньшая величина измеряемого перемещения.

Дополнительную погрешность преобразователя при изменении напряжения питания обычно относят к одному вольту или одному проценту ее изменения, т. е. делят величину погрешности на число вольт или процентов.

Использование в преобразователях ферромагнитных материалов, которые, как известно, имеют нелинейную зависимость между магнитным потоком и намагничивающими ампер-витками, во многих случаях вносит значительные погрешности, не пропорциональные изменению величины напряжения питания.

Рассмотрим, как влияет изменение напряжения питания на работу преобразователя с учетом нелинейности кривой намагничивания. Покажем, что при изменении напряжения питания нулевая точка может смещаться (т. е. если при номинальном напряжении питания выходной сигнал преобразователя был равен нулю, то при изменении напряжения величина выходного сигнала изменится и станет отличной от нуля). Такое явление невозможно лишь при строгой идентичности обеих половин преобразователя (плеч измерительной схемы).

Действительно, падение напряжения  $U$  на обмотке дроссельного преобразователя (либо э. д. с. вторичной обмотки в случае трансформаторного преобразователя) определяется при прочих равных условиях только величиной магнитного потока  $\Phi$  на участке магнитопровода с данной обмоткой:

$$U = \lambda \Phi, \quad (22)$$

где  $\lambda$  — коэффициент пропорциональности, определяемый числом витков обмотки и частотой (так как э. д. с. самоиндукции обмотки дроссельного преобразователя либо э. д. с. трансформации вторичной обмотки трансформаторного преобразователя равна  $E = \omega \Phi$ ).

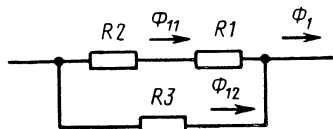


Рис. 10. Схема замещения участка магнитопровода

(рис. 10). Эта схема состоит из магнитного сопротивления  $R_1$  рабочего воздушного зазора, магнитного сопротивления  $R_3$  потоку рассеивания (проходящему параллельно участку магнитопровода и рабочему зазору, и через рассматриваемую обмотку) и нелинейного магнитного сопротивления  $R_2$  участка магнитопровода.

Уравнение кривой намагничивания можно аппроксимировать гиперболическим ареасинусом в следующем виде:

$$B = aAr \operatorname{sh} bH, \quad (23)$$

где  $B$  — магнитная индукция;  $H$  — напряженность магнитного поля;  $a$  и  $b$  — коэффициенты, характеризующие кривую намагничивания (т. е. магнитное сопротивление магнитопровода).

Перепишем формулу (23) в более удобном для нашего случая виде:

$$Hl = I\omega = \alpha \operatorname{sh} \beta\Phi, \quad (23a)$$

где  $Hl = I\omega$  — ампер-витки (намагничивающая сила), приходящиеся на участок магнитопровода с сопротивлением  $R_2$ ;  $\Phi = SB$  — магнитный поток в магнитопроводе.

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  связаны с коэффициентами  $a$  и  $b$  следующими соотношениями:

$$\alpha = \frac{l}{b}; \quad \beta = \frac{1}{aS},$$

где  $l$  и  $S$  — соответственно эквивалентные длина и поперечное сечение участка магнитопровода сопротивлением  $R_2$ .

Для схемы замещения (рис. 10) можем записать следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I\omega_1 &= \alpha_1 \operatorname{sh} \beta_1 \Phi_{11} + G_{11} \Phi_{11}; \\ I\omega_1 &= G_{12} \Phi_{12}; \\ \Phi_1 &= \Phi_{11} + \Phi_{12}, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

где  $\Phi_{11}$  — магнитный поток через магнитопровод;  $\Phi_{12}$  — магнитный поток через воздух, шунтирующий участок магнитопровода и рабочий воздушный зазор;  $G_{11}$  и  $G_{12}$  — магнитные проводимости, соответственно обратные магнитным сопротивлениям  $R_1$  и  $R_3$ .

После преобразований получим

$$\Phi_1 = \frac{\alpha_1}{G_{12}} \operatorname{sh} \beta_1 \Phi_{11} + \left( \frac{G_{11}}{G_{12}} + 1 \right) \Phi_{11}. \quad (25)$$

Аналогично для магнитного потока  $\Phi_2$  обмотки второго плеча схемы можем записать

$$\Phi_2 = \frac{\alpha_2}{G_{22}} \operatorname{sh} \beta_2 \Phi_{21} + \left( \frac{G_{21}}{G_{22}} + 1 \right) \Phi_{21} \quad (26)$$

Выходной сигнал преобразователя пропорционален разности магнитных потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ :

$$\Delta \Phi = \Phi_1 - \Phi_2 = \frac{\alpha_1}{G_{12}} \operatorname{sh} \beta_1 \Phi_{11} + \left( \frac{G_{11}}{G_{12}} + 1 \right) \Phi_{11} - \frac{\alpha_2}{G_{22}} \operatorname{sh} \beta_2 \Phi_{21} - \left( \frac{G_{21}}{G_{22}} + 1 \right) \Phi_{21}. \quad (27)$$

Выходной сигнал преобразователя тождественно равен нулю во всем диапазоне изменения напряжения питания (т. е. во всем диапазоне измерения двух равных потоков  $\Phi_{11} = \Phi_{21}$ ), лишь тогда, когда одновременно выполняется вся совокупность условий:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \alpha_2; \\ \beta_1 &= \beta_2; \\ G_{11} &= G_{21}; \\ G_{12} &= G_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Рассмотрим случай, когда, по крайней мере, одно из условий (28) не выполняется. В этом случае разность  $\Delta \Phi$  равна нулю при  $\Phi_{11} = 0$  и  $\Phi_{21} = 0$  и, следовательно, отсутствии потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , т. е. когда напряжение питания преобразователя равно нулю.

При номинальном напряжении питания можно настроить выходной сигнал на нуль путем соответствующей установки якоря преобразователя. При этом разность  $\Delta \Phi$  также станет равной нулю. Однако здесь не выполняются, по крайней мере, два из условий (28), так как смещение якоря приводит к одновременному изменению проводимостей  $G_{11}$ ,  $G_{21}$ ,  $G_{12}$  и  $G_{22}$ .

Пусть выходной сигнал преобразователя настроен на нуль и не выполняются два из условий (28). Изменим величину напряжения питания. Это приведет к изменению величин магнитных потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , а следовательно,  $\Phi_{11}$  и  $\Phi_{21}$ . При этом разность  $\Delta \Phi$  уже не равна нулю, что вытекает из свойства гиперболического синуса, являющегося монотонно возрастающей гладкой функцией. Таким образом, доказано, что при изменении напряжения питания, если не все условия (28) выполняются, нулевая точка выходного сигнала сместится, т. е. если выходной сигнал был равен нулю до изменения напряжения питания, то после изменения этого напряжения он уже не будет равен нулю. Появляется дополнительная погрешность измерения, так как смещение нулевой точки сигнала воспринимается как смещение якоря преобразователя.

На рис. 11,а показано графическое построение суммарного потока (кривая  $\Phi_1$ ) по кривым отдельных участков схемы замещения (рис. 10). Для большей наглядности принято, что  $\alpha_1 = \alpha_2$  и  $\beta_1 = \beta_2$ , а  $G_{11} \neq G_{21}$  и  $G_{12} \neq G_{22}$  (т. е. стальные участки магнитопровода строго идентичны — их размеры и материал одинаковы, а вели-

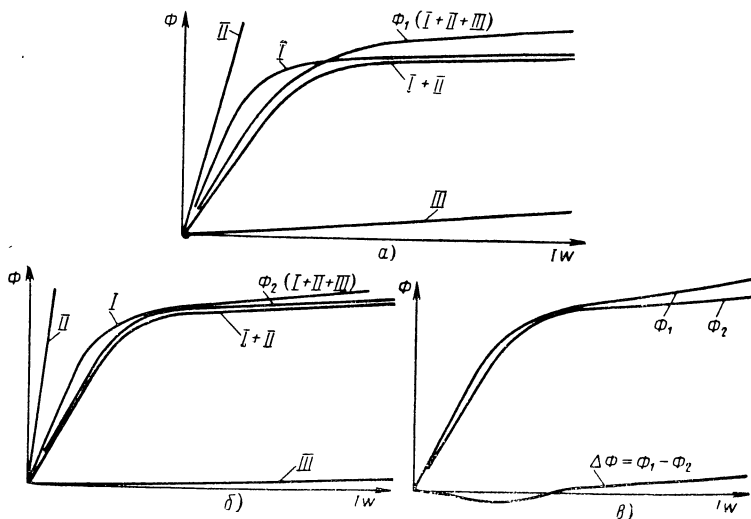


Рис. 11. К графоаналитическому расчету погрешностей:  
зависимости магнитного потока от ампер-витков

*I* — в стальном участке магнитопровода; *II* — в рабочем воздушном зазоре и *III* — в воздухе, шунтирующем стальной участок магнитопровода и рабочий воздушный зазор

чины воздушных зазоров: последовательного — рабочего и шунтирующего — нерабочего, несколько отличаются).

Кривая  $I+II$  получена суммированием значений ампер-витков при постоянных значениях магнитного потока (так как участки  $I$  и  $II$  включены последовательно). Кривая  $\Phi_1$  зависимости магнитного потока от ампер-витков намагничивания получена суммированием кривых магнитных потоков  $I+II+III$  при постоянных значениях ампер-витков (так как участки  $I+II$  и  $III$  включены параллельно).

На рис. 11,б приведены аналогичные зависимости для участка магнитопровода со второй обмоткой, а на рис. 11,в — для разности потоков  $\Delta\Phi$ , т. е. величины  $\Phi_1 - \Phi_2$ . Из рис. 11,в следует, что эта разность (а следовательно и выходной сигнал преобразователя) равна нулю лишь в начале координат и при номинальном напряжении питания (при рассматриваемом значении намагничивающих ампер-витков). Поскольку величины ампер-витков при одном и том же положении якоря пропорциональны напряжению питания, при изменении последнего, как следует из рис. 11,в, разность потоков  $\Delta\Phi$  и выходной сигнал уже не равны нулю.

Таким образом, мы получили выше доказанный результат другим путем, причем второй путь (графический) более наглядно показывает физическую сущность явления.

Примененные аналитический и графический способы могут быть использованы для анализа и определения погрешностей, возникающих вследствие смещения нулевой точки сигнала преобразователя при изменении напряжения питания.

## 5. ПОГРЕШНОСТИ УПРУГИХ И ДРУГИХ МЕХАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Погрешности упругих элементов в значительной мере определяются функциями, выполняемыми этими элементами. Упругие элементы (пружины) могут выполнять функции возврата якоря и прижима измерительного шупа к измеряемой детали, что характерно для преобразователей перемещения, либо функцию измерения приложенного к ней усилия, что характерно для преобразователей момента, силы, давления и т. п. Второй случай более сложный, так как возникают погрешности, вызванные непостоянством сил трения в опорах и местах крепления пружин, нестабильностью характеристик пружин во времени и механическим гистерезисом в пружинах (рассеяние энергии в пружине). Погрешности, вызванные нестабильностью характеристик пружин и сил трения, не могут быть компенсированы перед началом работы, так как они могут изменяться во время работы преобразователя.

Рассмотрим более подробно погрешности упругих элементов для случая, когда они выполняют функции возврата якоря. На рис. 12 приведена типичная конструктивная схема механизма возврата якоря. Как следует из схемы, при увеличении размера измеряемой детали 1 измерительный шуп 2 смещается и пружина 3 сжимается. При уменьшении размера детали пружина распрямляется, все время прижимая измерительный шуп к детали.

Величина измерительного усилия (усилия прижима измерительного шупа к детали) изменяется, как показано на рис. 5. Измерительное усилие вызывает погрешности, возникающие вследствие появления следующих факторов:

контактных деформаций, т. е. деформаций сжатия в месте соприкосновения измерительного шупа с деталью;

упругих деформаций измеряемой детали, если последняя недостаточно жестка;

упругих деформаций устройств крепления преобразователя (при недостаточно жестком креплении преобразователя, например с помощью стоек или штативов).

Кроме того, могут возникать погрешности вследствие недостаточной точности обработки и сборки механических элементов преобразователя, т. е. из-за их неоднозначного положения (перекосов, смещений) при одинаковых измеряемых размерах. Последняя погрешность обычно проявляется в виде гистерезиса (погрешности обратного хода).

Погрешности упругих деформаций как измеряемой детали, так и устройств крепления преобразователя могут быть определены при известном измерительном усилии по формулам сопротивления материалов либо экспериментально. Особенно большую погрешность могут вносить шарнирные соединения в устройствах крепления. В большинстве случаев (при относительных измерениях) погреш-

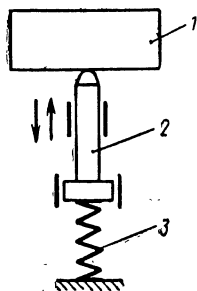


Рис. 12. Конструктивная схема механизма возврата якоря преобразователя

ность вносит не само измерительное усилие, а изменения его величины при измерениях. При недостаточно жестких устройствах крепления, например штативах с магнитным основанием, погрешность может достигать нескольких микрометров. Отметим, что иногда можно получить более высокую точность при использовании менее точных преобразователей, если последние имеют значительно меньшие измерительные усилия.

Контактные деформации  $\Delta_k$  в микрометрах при сферических наконечниках измерительного щупа и стальной измеряемой детали можно определить по формулам [24]:

для наконечника из стали

$$\Delta_k = 0,43 \sqrt{\frac{F^2}{r}}, \quad (29)$$

для наконечника из твердого сплава или искусственного корунда

$$\Delta_k = 0,36 \sqrt[3]{\frac{F^2}{r}}, \quad (30)$$

где  $F$  — измерительное усилие в Н;

$r$  — радиус измерительного наконечника в мм.

Таблицы с величинами контактных деформаций для наиболее часто встречаемых случаев приведены в работе [24].

## 6. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ

Динамическая погрешность определяется как разность выходных сигналов при измерениях в динамическом и в статическом режимах, т. е. по формуле (18). При измерениях профиля детали динамические погрешности проявляются в отклонениях кривой выходного сигнала, полученной в динамическом режиме, от кривой, снятой по точкам, т. е. в статическом режиме (см. рис. 7). Динамические погрешности либо оценивают по наибольшему отклонению кривых, т. е. по формуле (19), либо используют интегральную оценку по формуле (20), которая представляет собой среднюю квадратическую величину динамических погрешностей (см. рис. 7,в).

Основное отличие измерений в динамическом режиме от измерений в статическом режиме заключается в том, что в первом случае измеряют величины, изменяющиеся в процессе измерения, вследствие чего преобразователь в комплекте с контрольно-измерительным устройством работает в переходном режиме. Как известно из теории автоматического управления, характер протекания переходных процессов в любом автоматическом, в том числе контрольно-измерительном устройстве, определяется его структурной схемой и параметрами звеньев. Поэтому вопросы анализа переходных процессов в индуктивных преобразователях в комплекте с контрольно-измерительными устройствами, а также вопросы синтеза контрольно-измерительных устройств с получением выходного сигнала требуемого динамического качества необходимо рассматривать с точки зрения теории автоматического регулирования (теории следящих систем). К сожалению, методы теории следящих систем не учитывают специфики измерительной техники и поэтому следует дополнительно применять некоторые методы теории электросвязи, которые также широко используют результаты теории автоматического регулирования.

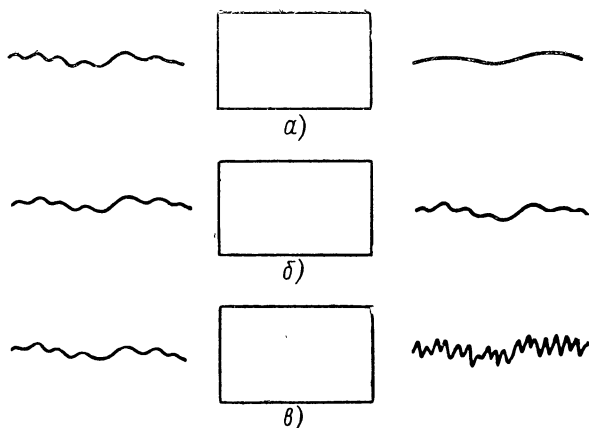


Рис. 13. Схема преобразования входного сигнала в выходной:

*а* — постоянная времени велика; *б* — постоянная времени мала; *в* — колебательный переходный процесс

На рис. 13 приведено условно показанное преобразование входного сигнала (профиля измеряемой детали) в выходной сигнал для трех типичных случаев: 1) когда постоянная времени преобразователя и контрольно-измерительного устройства велика (рис. 13,а); 2) постоянная времени мала (рис. 13,б) и 3) когда переходный процесс носит колебательный характер (рис. 13,в). Как следует из рис. 13, профиль детали измеряют без существенных динамических погрешностей только в случае, если постоянная времени преобразователя и контрольно-измерительного устройства достаточно мала (т. е. они имеют высокое быстродействие). При слишком большой постоянной времени происходит сглаживание сигнала, а при колебательном переходном процессе на сигнал накладываются паразитные колебания. Последний случай иногда наблюдается при использовании в качестве отсчетных либо регистрирующих приборов магнитоэлектрических осциллографов, чувствительных гальванометров и т. п.

Для анализа динамических режимов работы преобразователей и контрольно-измерительных устройств используют метод составления и анализа дифференциальных уравнений и частотный метод. Эти методы взаимосвязаны и имеют способы пересчета частотных характеристик в соответствующие параметры дифференциальных уравнений. Отметим, что преобразование Лапласа, обычно используемое для анализа и решения дифференциальных уравнений, и преобразование Фурье, являющееся обобщением частотных методов на непериодические процессы, почти аналогичны (преобразование Фурье можно рассматривать как частный случай преобразования Лапласа). Основными достоинствами частотного метода являются относительная легкость экспериментального определения характеристик и большая наглядность.

Преобразователи и контрольно-измерительные устройства значительно удобнее анализировать частотным методом.



Периодический сигнал разложим на гармоники (т. е. на составляющие, изменяющиеся по закону синуса или косинуса), частоты которых кратны частоте основной гармоники, период которой совпадает с периодом разлагаемого сигнала. Математически такое преобразование называют разложением функции  $I(t)$  в ряд Фурье:

$$I(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t), \quad (31)$$

где  $A_0$ ,  $A_k$  и  $B_k$  — коэффициенты ряда Фурье,

$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$  — круговая частота основной (первой) гармоники;

$T$  и  $f$  — период и частота основной гармоники.

Коэффициенты  $A_0$ ,  $A_k$ ,  $B_k$  определяют по формулам:

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt; \\ A_k &= \frac{2}{T} \int_0^T I(t) \cos k\omega t dt; \\ B_k &= \frac{2}{T} \int_0^T I(t) \sin k\omega t dt. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Ряд Фурье можно записать в несколько иной форме:

$$I(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (33)$$

где  $C_0 = A_0$ ,  $C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$ , и  $\psi_k = \operatorname{tg} \frac{A_k}{B_k}$  — коэффициенты ряда Фурье ( $C_k$  — амплитуды, а  $\psi_k$  — фазы гармоник).

Если воспользоваться формулами

$$\cos k\omega t = \frac{1}{2} (e^{j\omega kt} + e^{-j\omega kt}), \quad (34)$$

$$\sin k\omega t = \frac{1}{2j} (e^{j\omega kt} - e^{-j\omega kt}),$$

то ряд Фурье можно записать в комплексной форме:

$$I(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D_k e^{j\omega kt}, \quad (35)$$

где коэффициенты комплексной амплитуды определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} D_0 &= A_0; \\ D_k &= \frac{1}{2} (A_k - jB_k); \\ D_{-k} &= \frac{1}{2} (A_k + jB_k). \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Коэффициенты  $D_k$  и  $D_{-k}$  являются комплексными величинами, определяющими как амплитуду, так и фазу гармоник.

Таким образом, ряд Фурье позволяет любой периодический сигнал разложить на гармоники с частотами  $\omega$ ,  $2\omega$ ,  $3\omega$ , ..., т. е. представить его в виде дискретного спектра частот, кратных основной частоте. Следовательно, форма сигнала полностью определяется его гармониками, т. е. его спектром (амплитудным и фазовым), и может быть вновь синтезирована, если известен его спектр. Хотя в общем случае ряд Фурье бесконечен, т. е. и число гармоник бесконечно велико, однако для многих форм сигналов число гармоник конечно, а для многих других форм сигналов для получения требуемой точности достаточно использовать небольшое число гармоник и считать спектр сигнала ограниченным.

В случае, если сигнал непериодический, то вместо ряда Фурье необходимо пользоваться интегралом Фурье, к которому можно перейти от ряда Фурье, находя предел при периоде сигнала, стремящемся к бесконечности ( $T \rightarrow \infty$ ). В этом случае сумма заменяется интегралом, причем интегрирование ведется во всем бесконечном спектре частот:

$$I(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j\omega t} dt. \quad (37)$$

В отличие от ряда Фурье здесь происходит разложение сигнала в бесконечный ряд гармоник, образующих непрерывный спектр частот с плотностью  $F(\omega)$ .

Спектральная плотность  $F(\omega)$  является величиной комплексной и поэтому характеризует не только амплитуды, но и фазы бесконечно малых полос частот  $d\omega$ , вырезанных из спектра. Если известна спектральная плотность  $F(\omega)$  сигнала (т. е. его спектры амплитуд и фаз), то форма сигнала  $I(t)$  может быть однозначно восстановлена, что следует из формулы

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} I(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (38)$$

Формулы (37) и (38) называются формулами прямого и обратного преобразования Фурье и устанавливают соответствие сигналов и их спектров.

Поскольку как дискретные, так и непрерывные спектры симметричны можно, рассматривать только их половину — область положительных частот (введение отрицательных частот носит формальный характер и связано с представлением вещественной функции в комплексной форме).

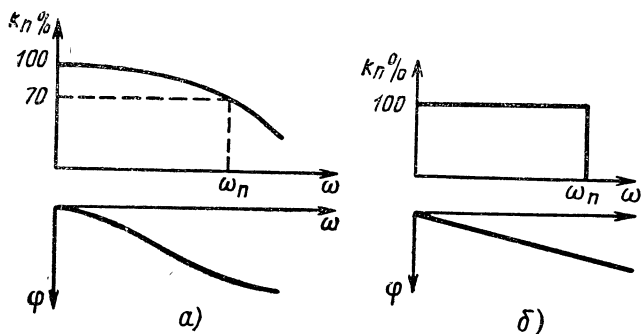


Рис. 14 Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики:

а — реальные; б — идеальные

При анализе динамических погрешностей входной сигнал разлагают на гармоники, определяют как изменяется каждая гармоника по амплитуде и фазе при преобразовании ее индуктивным преобразователем в комплексе с контрольно-измерительным устройством, и полученные гармоники синтезируют в выходной сигнал. Погрешность  $\Delta_d$  определяется сопоставлением входного  $l$  и выходного  $I$  сигналов:

$$\Delta_d = ik_n - l, \quad (39)$$

где  $k_n = I/i$  — коэффициент преобразования (усиления) сигналов, принимаемый в данном случае за постоянную величину.

Для такого анализа необходимо знать амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики преобразующего устройства. Эти характеристики показывают как изменяется амплитуда и фаза коэффициента преобразования  $k_n(\omega)^*$ , который является комплексной величиной и функцией частоты  $\omega$  (рис. 14,а). Динамические погрешности появляются вследствие как амплитудных погрешностей, т. е. неодинаковых изменений амплитуд гармоник из-за непостоянства величины (модуля) коэффициента  $k_n(\omega)$ , так и фазовых погрешностей, вызванных неодинаковыми изменениями сдвига фаз гармоник. Идеальные частотные характеристики, при которых динамические погрешности отсутствуют, приведены на рис. 14,б. Идеальная амплитудно-частотная характеристика показывает, что модули  $k_n$  коэффициента преобразования имеют постоянную величину во всем диапазоне частот, соответствующих спектрам сигналов. Фазовая характеристика показывает, что фазы всех гармоник изменяются одинаково.

Частота  $\omega_n$ , соответствующая уменьшению амплитуды до 70,7%, называется частотой пропускания, так как характеризует полосу  $\Delta\omega_n$  пропускания частот от 0 до  $\omega_n$ .

При анализе динамических погрешностей для разложения входных сигналов на гармоники всегда можно использовать ряд Фурье, так как даже, если сигнал непериодический, — его можно считать периодическим, принимая период равным времени измерения, тем

более, что в большинстве случаев, измерения периодически повторяются (например, измерение вращающихся деталей).

Для разложения периодических функций произвольной формы на гармоники имеются графоаналитический и численные методы, описанные в работах [3, 20, 48]. Отметим, что гармонический синтез значительно более трудоемок, чем гармонический анализ, т. е. разложение сигнала на гармоники [10].

Для оценки возможности использования преобразователя для измерения сигналов требуемой формы необходимо знать спектр сигнала и полосу пропускания преобразователя. Если полоса пропускания шире спектра сигнала, то сигнал преобразуется без динамических искажений. Эффективным способом резкого уменьшения динамических погрешностей является увеличение времени измерения. При этом ширина спектра сигнала уменьшается пропорционально увеличению времени измерения, а полоса пропускания преобразователя остается неизменной.

На спектральную характеристику сигнала большое влияние оказывают максимальные скорости изменения (крутизна фронтов) сигналов. Сигнал со скачкообразным изменением величины, например единичная ступенчатая функция, единичная импульсная функция (П-образный импульс) и аналогичные имеют неограниченно широкий спектр частот. Однако амплитуда (модуль)  $F$  спектральной плотности  $F(\omega)$  резко убывает с увеличением частоты. Если подойти к этому вопросу с энергетической точки зрения, то можно утверждать, что основная энергия (которая пропорциональна квадрату амплитуд гармоник, а точнее, квадрату модуля плотности  $F$ ) переносится низкочастотными гармониками спектра. В качестве примера на рис. 15,б приводится амплитудный спектр  $F$  П-образного сигнала длительностью  $t_n$  (рис. 15,а), а на рис. 15,в — график зависимости энергии  $W$  этого сигнала от ширины сохраняемой части спектра. Введем понятие активной ширины спектра  $\Delta\omega_a$  сигнала, которая определяется диапазоном частот (от 0 до  $\omega_a$ ), где сосредоточено 95% энергии сигнала [17].

Для определения активной ширины спектра необходимо вычислить два интеграла — один для полной энергии входного сигнала, определяемый для квадрата входного сигнала за все время его действия, и второй, аналогичный, для выходного сигнала. Эти вычисления необходимо проводить для ширин спектра разной величины до тех пор пока разность этих интегралов не будет составлять 5% значения первого интеграла.

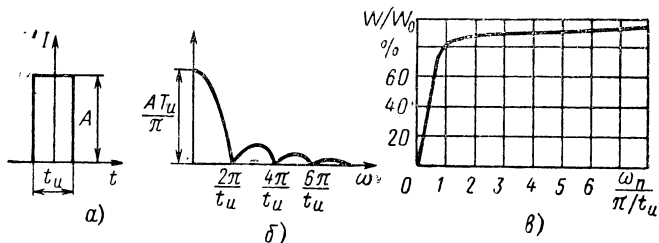


Рис. 15. П-образный импульс и его спектр:

а — форма импульса; б — амплитудный спектр; в — график зависимости энергии импульса от ширины сохраняемой части спектра

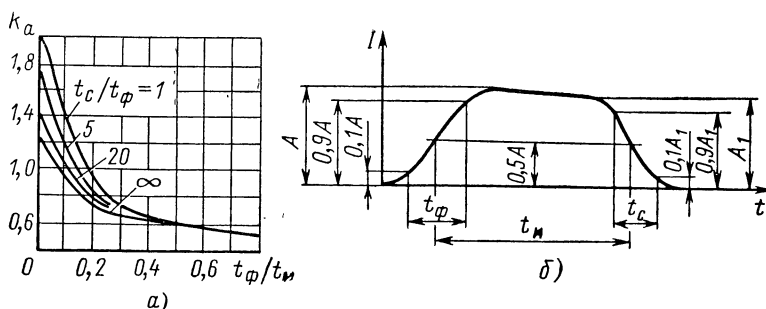


Рис. 16. Зависимость коэффициента  $k_a$  от параметров формы сигнала:

$a$  — график для коэффициента  $k_a$ ;  $b$  — параметры формы сигнала;  $t_\phi$  — длительность нарастания (фронта) сигнала от 0,1 до 0,9 А;  $t_c$  — длительность спада сигнала от 0,9 до 0,1 А;  $A$  — амплитуда сигнала

Если выполняется условие

$$\Delta\omega_a \leq \Delta\omega_{\text{п}} \text{ или } \omega_a \leq \omega_{\text{п}}, \quad (40)$$

т. е. активная ширина спектра сигнала меньше либо равна полосе пропускания преобразователя с контрольно-измерительным устройством, то это гарантирует малые искажения сигнала, т. е. малые динамические погрешности.

Активная ширина спектра сигнала зависит от формы сигнала, в первую очередь от крутизны нарастания и спада сигнала и его длительности, и определяется по формуле

$$\omega_a = \frac{k_a}{t_n}, \quad (41)$$

где  $k_a$  — коэффициент, определяемый из графика, приведенного на рис. 16,а [17] в зависимости от параметров формы сигнала (рис. 16,б), и  $t_n$  — длительность сигнала, определяемая на уровне половины амплитуды (0,5 А).

Использование описанных методов позволяет оценить значимость динамических погрешностей при известных формах сигнала и частотных характеристиках индуктивного преобразователя в комплексе с контрольно-измерительным устройством.

Перейдем теперь к вопросам быстродействия командно-измерительных устройств с индуктивными преобразователями, которые важны при определении точности подачи команд путевыми переключателями, преобразователями для активного контроля, системами отсчета координат с использованием программного или преселективного управления.

Рассмотрим быстродействие преобразователя, если его можно аппроксимировать апериодическим звеном первого порядка, которое описывается дифференциальным уравнением

$$\tau \frac{dI}{dt} + I = kx, \quad (42)$$

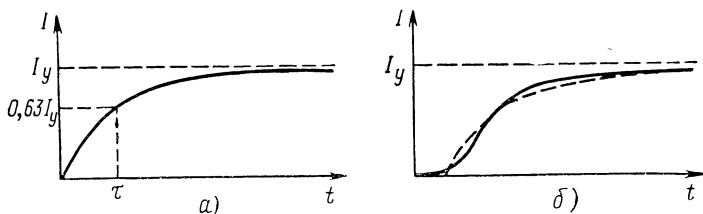


Рис. 17. Выходные сигналы при скачкообразном возмущении (переходные характеристики):

$a$  — аperiodического звена первого порядка,  $b$  — двух последовательно соединенных аperiodических звеньев первого порядка (сплошная линия — точное решение, штриховая — аппроксимация; начало кривой сдвинуто относительно начала координат на время  $t_0$ )

где  $\tau$  и  $k$  — постоянная времени и коэффициент усиления звена;  $x$  — входное перемещение;  $I$  — выходной сигнал.

Предположим, что на преобразователь подано возмущение в виде единичного скачка, т. е. входное перемещение мгновенно изменилось от нуля до  $x_y$  (рис. 17,  $a$ ), причем

$$kx_y = I_y. \quad (43)$$

Решим дифференциальное уравнение методом преобразования по Лапласу [7]. Передаточная функция  $W(p)$  преобразователя

$$W(p) = \frac{k}{1 + \tau p}. \quad (44)$$

Для определения выходного сигнала необходимо передаточную функцию  $W(p)$  умножить на изображение по Лапласу входного сигнала, т. е. на  $x_y(p)/p$ , тогда

$$I(p) = \frac{x_y(p)}{p} \cdot \frac{k}{1 + \tau p} = \frac{I_y(p)}{p(1 + \tau p)}. \quad (45)$$

Если применить обратное преобразование по Лапласу (для чего, например, использовать таблицу соответствия оригиналов-изображений преобразования по Лапласу [4, 7, 9], получим решение этого дифференциального уравнения (рис. 17,  $a$ ):

$$I = I_y (1 - e^{-t/\tau}). \quad (46)$$

Решение представляет собой экспоненту, которая достигает 90% своего установившегося значения  $I_y$  через  $2,3\tau$ , т. е. быстродействие преобразователя определяется в этом случае по формуле (21).

Рассмотрим теперь более сложный случай, когда преобразователь и командно-измерительное устройство состоят из двух аperiodических звеньев первого порядка, соединенных последовательно.

Передаточная функция в этом случае равна произведению передаточных функций отдельных звеньев. Входное возмущение по-прежнему считаем заданным в виде единичного скачка. Тогда можно записать:

$$I(p) = \frac{x_y(p)}{p} \cdot \frac{k_1}{(1 + \tau_1 p)} \cdot \frac{k_2}{(1 + \tau_2 p)} =$$

$$= \frac{k_1 (k_2 x_y(p))}{p(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} = \frac{I_y(p)}{p(1 + a_1 p + a_2 p^2)}, \quad (47)$$

где

$$I_y(p) = k_1 k_2 x_y(p);$$

$$a_1 = (\tau_1 + \tau_2);$$

$$a_2 = \tau_1 \tau_2;$$

$k_1$  и  $\tau_1$  — параметры первого звена;

$k_2$  и  $\tau_2$  — параметры второго звена.

График решения этого дифференциального уравнения показан сплошной линией на рис. 17,б. Выходной сигнал можно аппроксимировать уравнением апериодического звена первого порядка с запаздыванием на время  $t_3$  и постоянной времени  $\tau_3$  [17] (штриховая линия на рис. 17,б):

$$I = I_y \left( 1 - e^{-\frac{t-t_3}{\tau_3}} \right); \quad t \geq t_3. \quad (48)$$

Параметры аппроксимирующего звена определяют по формулам:

$$\tau_3 = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}, \quad (49)$$

$$t_3 = \tau_1 + \tau_2 - \tau_3. \quad (50)$$

Время срабатывания  $t_{ср}$  (быстродействие)

$$t_{ср} = t_3 + 2,3\tau_3 = \tau_1 + \tau_2 + 1,3 \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}. \quad (51)$$

Полученные формулы можно распространить на случай последовательного включения более чем двух апериодических звеньев.

Отметим, что из формулы (49) следует полученное экспериментально и применяемое в теории электросвязи правило квадратурного сложения длительности фронтов (длительностей нарастания) сигналов, т. е. фронта входного сигнала и фронтов переходных характеристик схем, через которые этот сигнал проходит.

Из формул (49), (50) и (51) следуют правила квадратурного суммирования постоянных времени, а также определения времени запаздывания сигнала и быстродействия для последовательного соединения схем.

## 7. ПРОЧИЕ ПОГРЕШНОСТИ

Кроме погрешностей, возникающих при изменениях величины напряжения питания, возникают дополнительные погрешности при изменении частоты и формы кривой напряжения.

При определении температурной погрешности учитывали только изменение температуры окружающей среды, т. е. воздуха. Однако температурные погрешности возникают также из-за разности температур преобразователя и измеряемой детали, вследствие того, что материал, из которого изготовлена измеряемая деталь, и материал преобразователя имеют различные коэффициенты линейного расширения, а также из-за прогрева обмоток преобразователя и колебаний температуры в процессе измерения. В некоторых случаях дополнительные погрешности возникают от нагрева преобразователя руками оператора.

Изменение нагрева преобразователя может зависеть от предыдущего режима его работы, например, если выходной сигнал преобразователя значителен длительное время, то может произойти смещение его нуля.

Погрешности преобразователя также вызываются недостаточно точной его регулировкой (юстировкой), ошибками градуировки шкалы и аттестации (например, ошибками эталонного устройства, примененного при аттестации).

Следующую группу погрешностей составляют субъективные ошибки оператора, которые делят на две подгруппы: субъективные погрешности действия и считывания.

Субъективные погрешности действия зависят от квалификации оператора и опыта работы с данным конкретным типом преобразователя. Эти погрешности вызываются различием навыков и стилей работы разных операторов. У разных операторов могут значительно различаться жесткость закрепления преобразователя и измеряемой детали, нагрев преобразователя теплом рук и т. п. Некоторые операторы работают «от себя», т. е. определяют размер на прямом ходу измерительного щупа, а другие «на себя», т. е. на обратном ходу. При быстром подводе измерительного щупа преобразователя к детали в момент контакта измерительное усилие может превышать его статическое значение в несколько раз. Плавность подвода измерительного щупа зависит от навыков оператора.

Субъективные погрешности считывания связаны с наличием параллакса, ошибками интерполяции и ошибками округления. Если производить считывание с точностью до одного деления шкалы (т. е. плюс-минус полделения), то субъективными погрешностями считывания можно пренебречь (остается только погрешность округления, которая в этом случае не носит субъективного характера)



## МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ СХЕМ

В прецизионных индуктивных преобразователях, как правило, используются дифференциальные электрические схемы, так как обычные схемы не обеспечивают необходимой точности. В них погрешности, вызванные изменением внешних факторов и параметров самой схемы, вызывают значительно меньшие погрешности. Это объясняется тем, что в дифференциальной схеме выходной сигнал является разностью сигналов обеих ее половин, которые изменяются примерно одинаково и погрешности их вычитаются.

Более того, если характеристики преобразователя с обычной схемой нелинейны (по форме приближаются к гиперболе), то ха-

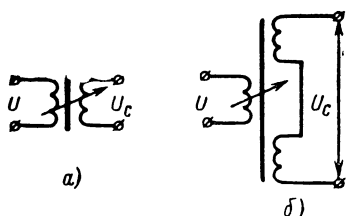


Рис. 18. Схемы трансформаторных преобразователей:

а — простая; б — дифференциальная

рактеристики преобразователя с дифференциальной схемой имеют значительный линейный участок в районе нуля, полученный как разность двух нелинейных кривых (см. рис. 3, в).

Сравним погрешности обычной и дифференциальной схем преобразователей. Удобнее это сделать на примере трансформаторных преобразователей, так как математические выкладки здесь проще, а результат одинаков как для трансформаторных, так и для дроссельных преобразователей.

Рассмотрим простую и дифференциальную схемы трансформаторного преобразователя (рис. 18).

Принимаем в первом приближении, что напряжение на выходе преобразователя  $U_c$  (напряжение сигнала) зависит только от двух величин: напряжения питания  $U$  и величины смещения  $l$  якоря, вызывающего изменение коэффициентов трансформации между первичной и вторичными обмотками.

Для преобразователя с простой схемой имеем

$$U_c = kU, \quad (52)$$

где  $k$  — коэффициент трансформации, являющийся функцией величины смещения якоря.

Для дифференциальной схемы получаем

$$\left. \begin{aligned} U &= U_1 - U_2; \\ U_1 &= k_1 U; \\ U_2 &= k_2 U, \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — соответственно коэффициенты трансформации между первичной и первой и второй вторичными обмотками.

Рассмотрим погрешности от изменения величины питающего напряжения  $U$  при неизменном положении якоря. В этом случае коэффициенты трансформации  $k$ ,  $k_1$  и  $k_2$  являются постоянными величинами.

Пусть напряжение питания изменилось на величину  $\Delta U$ . Тогда для простой схемы погрешность  $\Delta U_c$  выходного сигнала равна

$$(\Delta U_c)_{\text{пр}} = k(U + \Delta U) - kU = k\Delta U \quad (54)$$

и для дифференциальной схемы

$$\begin{aligned} (\Delta U_c)_d &= k_1(U + \Delta U) - k_2(U + \Delta U) - (k_1U - k_2U) = \\ &= (k_1 - k_2)\Delta U. \end{aligned} \quad (55)$$

Относительные погрешности соответственно равны:

$$\left( \frac{\Delta U_c}{U_c} \right)_{\text{пр}} = k \frac{\Delta U}{U}, \quad (56)$$

$$\left( \frac{\Delta U_c}{U_c} \right)_d = (k_1 - k_2) \frac{\Delta U}{U}. \quad (57)$$

Из анализа полученных формул (54)–(57) можно сделать следующие выводы.

1. При использовании дифференциальных схем в случае равенств коэффициентов  $k_1 = k_2$ , т. е. при работе с выходным сигналом, равным нулю, погрешность равна нулю при любых изменениях величины питающего напряжения (при допущении, что коэффициенты трансформации  $k_1$  и  $k_2$  не зависят от величины напряжения питания).

2. Абсолютная погрешность в дифференциальной схеме меньше, чем в обычной в  $(k_1 - k_2)/k$  раз.

Таким образом, применение дифференциальных схем дает значительное уменьшение абсолютных погрешностей, так как в рабочем режиме  $(k_1 - k_2) \ll k$ .

Аналогично можно показать, что погрешности, вызываемые изменением других факторов (температуры окружающей среды, частоты сети, величины рабочего воздушного зазора и т. п.), в случае использования дифференциальной схемы значительно уменьшаются по сравнению с простой схемой. Действительно, любой фактор, вызывающий изменение напряжения выходного сигнала в простой схеме, в дифференциальной схеме вызывает одновременное и примерно равное изменение напряжений  $U_1$  и  $U_2$ , что почти не сказывается на величине выходного сигнала, изменение которого определяется разностью изменений напряжений  $\Delta U_1$  и  $\Delta U_2$ . Поэтому во всех этих случаях величина абсолютной погрешности для дифференциальной схемы меньше, чем для простой схемы, в  $(k_1 - k_2)/k$  раз.

Наибольшую точность дифференциальная схема обеспечивает при режиме работы около нуля, т. е. при малых выходных сигналах.

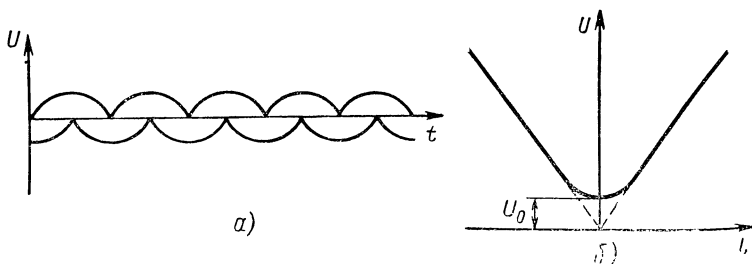


Рис. 19. Выходные сигналы преобразователей:  
 а — сигналы в функции времени; б — сигнал в функции перемещения якоря (величины воздушного зазора)

Исследуем теперь вопрос о выборе рода тока электрических схем индуктивных преобразователей. Рассмотрим вначале схему на переменном токе (рис. 18,б).

Мгновенное значение напряжения сигнала  $U_0$  равно

$$\begin{aligned} U_c &= U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) - U_2 \sin(\omega t + \varphi_2) = \\ &= k_1 U \sin(\omega t + \varphi_1) - k_2 U \sin(\omega t + \varphi_2), \end{aligned} \quad (58)$$

где  $\omega$  — круговая частота;  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — углы сдвига фаз напряжений вторичных обмоток преобразователя относительно напряжения первичной обмотки.

В симметричном положении якоря преобразователя, когда коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  одинаковы, т. е.  $k_1 = k_2$  фазы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  не одинаковы, т. е.  $\varphi_1 \neq \varphi_2$  (рис. 19,а). Это объясняется неполной симметрией обеих половин преобразователя (не совсем равными магнитными проводимостями рабочих воздушных зазоров, воздушных зазоров рассеяния, не полной симметрией вторичных обмоток и т. п.). Поэтому в симметричном положении якоря выходной сигнал преобразователя не равен нулю (рис. 19,б). Остаточное напряжение  $U_0$  называется напряжением небаланса.

В схемах на постоянном токе — фазочувствительных выпрямителях и усилителях напряжения вторичных обмоток вначале выпрямляются, а затем сравниваются на постоянном токе. При сравнении сигналов на постоянном токе происходит сравнение не мгновенных их значений, а средних величин и при уменьшении величины сигнала одной обмотки и увеличении второго выходной сигнал сначала уменьшается до нуля, а затем увеличивается с обратным знаком (см. рис. 3,в). Таким образом, схема на постоянном токе обладает фазовой чувствительностью, т. е. по знаку выходного сигнала можно определить, в какой вторичной обмотке сигнал больше.

Отметим, что при использовании индуктивных преобразователей в следящих системах и других системах автоматического управления в тех случаях, когда требуется высокое быстродействие и выходной сигнал нельзя сглаживать, возникает помеха от пульсации и даже при сигнале, равном нулю, имеется значительная помеха от напряжения высших гармоник, возникших вследствие неравенства фаз сигналов обмоток.

## 9. ВЫБОР РАЦИОНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При выборе конструктивной схемы преобразователя необходимо в первую очередь учитывать требуемые рабочий ход и точность.

Недифференциальные преобразователи обеспечивают невысокую точность порядка 5—10%, а дифференциальные 1—1,5%. Точность преобразователей может быть повышена путем использования цифрового отсчета, либо многопредельных отсчетных приборов. При необходимости получения высокой точности при большом рабочем ходе, что требуется в системах отсчета координат, применяют зубчатые преобразователи в комбинации с более грубым измерительным преобразователем.

Требуемый рабочий ход преобразователя во многом определяет конструктивную схему разрабатываемого преобразователя. В табл. 5 приводятся рекомендуемые конструктивные схемы преобразователей в зависимости от требуемой величины рабочего хода. Как следует из таблицы, при малом рабочем ходе целесообразнее выбирать конструктивные схемы преобразователей с изменяющейся величиной воздушного зазора, причем при самых малых ходах лучше выполнять зазоры плоскими, а при несколько больших ходах — коническими.

При средней величине рабочего хода целесообразно выбирать преобразователи с изменяющейся площадью воздушного зазора, переходя при большом ходе к преобразователям без стального магнитопровода. Для создания большого хода их выполняют зубчатыми либо применяют преобразователи с распределенными параметрами.

В качестве бесконтактных путевых переключателей могут быть использованы индуктивные преобразователи с проходным якорем. Для повышения точности путевых переключателей целесообразно применять дифференциально-трансформаторные преобразователи с Ш-образным магнитопроводом, уменьшать линейные размеры магнитопровода, компенсируя уменьшение мощности выходного сигнала использованием усилителей [31]. В проходных дифференциально-трансформаторных преобразователях должна быть экспериментально подобрана оптимальная длина якоря, так как при слишком коротких якорях уменьшается чувствительность преобразователя, а при слишком длинных — преобразователь имеет зону малой чувствительности при его работе в районе малых сигналов (нуля). Оптимальная длина якоря преобразователя обычно несколько больше расстояния между внутренними кромками крайних стержней Ш-образного магнитопровода.

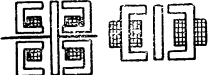
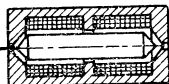
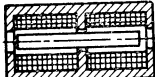
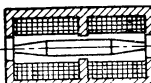
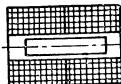
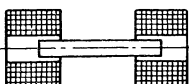
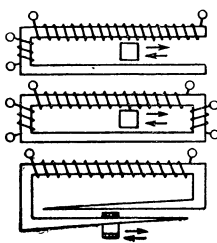
При необходимости получения дискретного ряда команд разрабатываются специальные комбинированные преобразователи (датчики положения), магнитопровод которых получается объединением нескольких магнитопроводов простых преобразователей с одним общим якорем [27, 37].

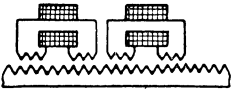
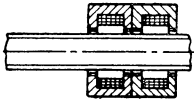

Для повышения точности путевых переключателей может быть использована передача движения через постоянный магнит—якорь либо даже кулачково-рычажный механизм, что позволяет использовать преобразователи с изменяющейся величиной рабочего воздушного зазора взамен менее точных (по абсолютной погрешности) преобразователей с изменяющейся площадью воздушного зазора.

В проходных преобразователях следует учитывать возможность колебаний величины рабочего воздушного зазора. Иногда даже не-

Таблица 5

**Схемы конструктивных выполнений индуктивных преобразователей  
линейных перемещений**

Конструктивная схема	Наименование преобразователя	Рабочий ход в мм
	Преобразователь с изменяющейся величиной воздушного зазора	$\pm(0,01—0,5)$
	Преобразователь с изменяющейся величиной зазора конической формы	$\pm(0,1—2)$
	Преобразователь с изменяющейся площадью воздушного зазора	$\pm(0,5—5)$
	Преобразователь с суживающимся якорем	$\pm(1—10)$
	Преобразователь без стального магнитопровода	$\pm(5—25)$
	Преобразователь без стального магнитопровода с разнесенными катушками	$\pm(10—100)$
	Преобразователь с распределенными параметрами	100—10 000

Конструктивная схема	Наименование преобразователя	Рабочий ход в мм
	Преобразователь с зубчатым воздушным зазором	100—2000
	Преобразователь с винтовым якорем	100—1000
	Бесконтактный путевой переключатель	10—∞

значительное изменение конструкции может привести к существенным изменениям. В качестве примера приведем неудачное конструктивное решение взаимодействия якоря с магнитопроводом (рис. 20,а) и удачное (рис. 20,б). В первой конструкции колебание величины рабочего воздушного зазора оказывает значительное влияние на параметры преобразователя, а во второй не оказывает никакого влияния, так как при смещении якоря суммарная величина рабочего воздушного зазора не изменяется.

При разработке дифференциальных преобразователей важно обеспечить полную симметрию обеих половин магнитопровода. Так,

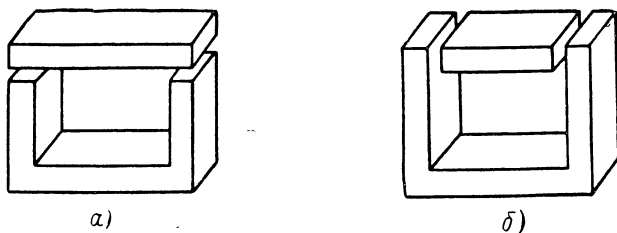


Рис. 20. Примеры неудачного (а) и удачного (б) конструктивных решений якоря

если одна половина магнитопровода содержит отверстия, например под пружины, то желательно, чтобы и вторая половина содержала такие же отверстия, даже, если они не нужны. При использовании полудифференциальных схем дроссель либо трансформатор, который включается вместо второй обмотки дифференциального преобразователя, должен иметь конструкцию магнитопровода и обмоточные данные, аналогичные используемому преобразователю.

Преобразователи, работающие на промышленной частоте 50 Гц, целесообразно изготовлять из обычных конструкционных сталей с малым содержанием углерода, к которым относятся стали 10 и 20, могут быть также использованы стали Ст2 и Ст3. При необходимости проведения сложной обработки якорей или магнитопроводов, например нарезания и шлифования зубьев, изготовления магнитопроводов сложной формы и т. п., применяют стали 35 и 45, которые, хотя и имеют несколько худшие магнитные свойства, но значительно легче обрабатываются без образования задигов и заусениц.

Использование электротехнических листовых сталей для изготовления магнитопроводов преобразователей, работающих на частоте 50 Гц, нецелесообразно, так как значительно усложняется их конструкция без существенного улучшения характеристик.

При разработке индуктивных преобразователей с механическим воздействием не меньшее значение, чем электрические, имеют и механические узлы, так как преобразователи являются прецизионными электромеханическими устройствами. Точность обработки деталей и качество сборки преобразователя должны обеспечивать высокую плавность перемещения измерительного щупа при малых величинах трения. Большое значение имеют рациональный выбор и конструирование упругих элементов преобразователя. В современных конструкциях индуктивных преобразователей широко применяют подвеску якоря с измерительным щупом на плоских пружинах и мембранную подвеску, что позволяет резко уменьшить силы трения. Для передачи движения под углом, т. е. изменения направления перемещения, используют крестовые шарниры из плоских пружин. Рекомендации по рациональному выбору размеров плоских пружин содержатся в работе [51].

Пружины преобразователей должны обеспечивать малый перепад измерительного усилия по длине хода измерительного щупа, а их усилие должно значительно превышать возможные силы трения.

## 10. ЗУБЧАТЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Точность зубчатых преобразователей в основном определяется: накопленной погрешностью нарезания якоря (шаговой погрешностью);

погрешностью, возникающей при смещениях внутри шага (внутришаговой погрешностью), т. е. погрешностью нарезки резьбы внутри шага для винтовых и круговых преобразователей, погрешностью механизма внутришагового перемещения для преобразователей с поступательным смещением магнитопровода относительно якоря;

колебаниями величины рабочего воздушного зазора;

чувствительностью преобразователя, которая определяется рядом факторов (размерами и формой магнитопровода, обмоточными данными, размерами и формой зубьев, параметрами электрической схемы и выходного показывающего прибора и т. п.).

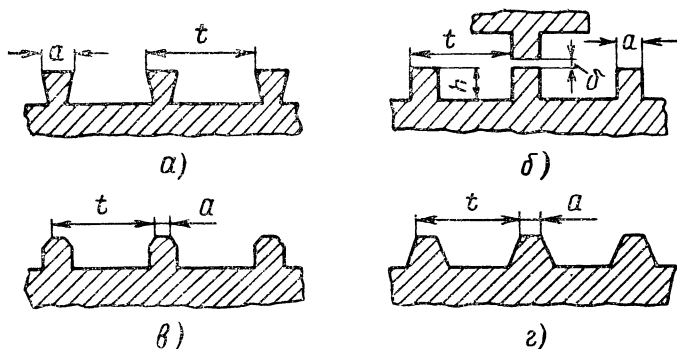


Рис. 21. Форма зубьев преобразователей:

*a* — в виде ласточкина хвоста; *б* — прямоугольная; *в* — прямоугольная с подрезанными углами; *г* — трапецидальная

Кроме того, на точность зубчатых преобразователей влияют другие погрешности, рассмотренные гл. II и V. К специфическим погрешностям, характерным именно для зубчатых преобразователей, относится погрешность, вызываемая неоднородностью магнитного материала якоря, и погрешность, вызываемая различным влиянием окружающих ферромагнитных масс в начале, середине и конце измеряемого перемещения.

Шаговые и внутришаговые погрешности снижают путем повышения точности обработки якоря, зубьев магнитопровода и деталей механизма смещения нуля. Шаговая и циклическая составляющая внутришаговой погрешности могут быть компенсированы при использовании устройств коррекции ошибок (см. п. 11).

Формулы для определения и методы уменьшения погрешностей, вызванных колебаниями величины рабочего воздушного зазора, рассмотрены в п. 3.

Чувствительность зубчатого преобразователя существенно зависит от формы и размеров зубьев и величины воздушного зазора. На рис. 21 приведены типичные формы зубьев. Наилучшей является форма зубьев в виде ласточкина хвоста (рис. 21, *a*) и почти равноценная ей прямоугольная форма (рис. 21, *б*). Использование форм зубьев, приведенных на рис. 21, *в* и *г*, снижает чувствительность преобразователя примерно на 15% при прочих равных условиях [18]. Ширину  $s$  зубьев целесообразно выбирать в пределах 25—35% от величины шага  $t$  резьбы. Для уменьшения потоков рассеяния высота  $h$  зубьев должна быть более, чем на порядок больше величины  $\delta$  воздушного зазора. Желательно, чтобы  $h \geq 20\delta$ . Колебания воздушного зазора не должны превосходить  $\pm(5-10)\%$  от его величины при круговом либо двустороннем охвате якоря. При использовании устройств коррекции ошибок требования к точности поддержания величины воздушного зазора должны быть значительно повышены (более, чем на один порядок).

Магнитопроводы преобразователя следует сдвинуть на такую величину, чтобы зубья магнитопровода одной половины преобразователя находились против зубьев якоря, а зубья второго магнитопровода — против середины пазов якоря.



Отметим, что несмотря на малую чувствительность широкое распространение получила треугольная форма зубьев. Это объясняется трудностью получения малого шага при прямоугольных зубьях (меньше 1 мм). Треугольная форма зубьев позволяет уменьшить шаг до 0,1—0,2 мм и даже еще меньше. При требовании еще меньшего периода изменения выходного сигнала могут быть использованы два преобразователя с одним общим якорем, сдвинутые на четверть шага. Это позволяет разделить шаг на четыре [2, 19]. Имеются способы электрического деления шага преобразователя на большее число [38].

Для уменьшения влияния внешних ферромагнитных масс необходимо стремиться к уменьшению внешних потоков рассеяния, создавая такие конструкции магнитопроводов, чтобы магнитный поток не выходил за внешние пределы магнитопровода.

Отметим также, что диаметр якоря винтовых преобразователей выбирают, исходя из минимальной величины прогиба якоря при его изготовлении и работе.

## **11. СТАБИЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ И КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Для повышения точности преобразователей желательно измерения проводить в стабильных условиях — с питанием схемы через стабилизатор напряжения, в термостатических помещениях, в условиях отсутствия ударов, вибрации; выходная нагрузка схемы должна быть неизменной. Элементы электрической схемы должны быть выбраны с большим запасом по нагреву, т. е., например, сопротивления, потенциометры должны иметь мощность рассеивания, в 3—4 раза большую, чем максимальная выделяемая в них тепловая мощность. Обе половины магнитной и электрической схемы дифференциального преобразователя должны быть полностью симметричны, причем в электрической схеме симметрия должна быть не только по полному, но и отдельно по активному и индуктивному сопротивлениям. На последнем вопросе остановимся более подробно. Обычно симметрирование электрической схемы преобразователя производят при помощи двух переменных сопротивлений, каждое из которых включают в одно из двух плеч схемы. При симметрировании схемы добиваются, чтобы в нулевом положении якоря выходной сигнал равнялся нулю. Однако при этом в большинстве случаев фазы токов обоих плеч схемы не одинаковы. Это приводит к ряду недостатков, основные из которых следующие:

при изменении напряжения питания или частоты нуля сигнала преобразователя смещается (поэтому необходимы более высокие требования к стабилизации напряжения питания);

при нулевом сигнале преобразователя имеется переменная составляющая сигнала с частотой 100 Гц (при питании напряжением частотой 50 Гц), что создает много неудобств при необходимости усилении выходного сигнала [44].

Для полного симметрирования схемы преобразователя иногда вводят в ее плечи регулируемые индуктивности. Однако последние конструктивно сложны и поэтому применяются весьма редко. Более простым решением является установка регулируемых магнитных шунтов в обеих половинах преобразователя. Магнитный шунт представляет собой тонкую стальную пластинку, изгибаемую регулировочным винтом и шунтирующую обмотку преобразователя, минуя



Рис. 22. Индуктивное коррекционное устройство

рабочий воздушный зазор. Используя регулируемые магнитные шупты, можно добиться симметрии схемы высокой степени. Этим способом нами была получена стабильность нуля преобразователей значительно более высокая, чем при использовании стабилизаторов напряжения, причем в очень широком диапазоне изменения напряжения питания (от 25 до 150% номинального напряжения).

В зубчатых преобразователях широко используется метод усреднения местных ошибок нарезания зубьев путем магнитного взаимодействия полюсов с несколькими зубьями. Местные ошибки усредняются за счет того, что ошибки нарезания случайны и при охвате нескольких зубьев ошибки нарезания одних зубьев компенсируются ошибками нарезания других, имеющих обратный знак. Усреднение тем больше, чем большее число зубьев находится в магнитном взаимодействии.

Для компенсации накопленной и циклической составляющей внутришаговой погрешности применяются коррекционные устройства. На рис. 22 приведено индуктивное коррекционное устройство. Оно состоит из индуктивного преобразователя коррекции с П-образным магнитопроводом, включенного в электрическую схему основного преобразователя (обмотки обоих преобразователей включаются последовательно). Якорем преобразователя коррекции является коррекционная линейка или диск, который либо состоит из отгибаемых при настройке лепестков, либо запиливается напильником при настройке до необходимого размера. Существуют также чисто механические коррекционные устройства, состоящие из запиливаемой коррекционной линейки (диска) и рычага, который с одной стороны контактирует с линейкой или диском, а с другой — производит, например, смещение якоря преобразователя.

Этими способами могут быть скомпенсированы накопленная и периодическая (циклическая) составляющие внутришаговой погрешности. Компенсировать непериодическую составляющую внутришаговой погрешности этими способами невозможно.

## 12. НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При использовании индуктивного преобразователя в различных условиях его погрешности могут сильно различаться. Ниже рассмотрены практические приемы использования индуктивных преобразователей, позволяющие уменьшить погрешности измерения.

Температурные погрешности значительно уменьшаются, если измерения проводить в специальных термоконстантных помещениях, т. е. при неизменной температуре.

Для уменьшения тепловых погрешностей преобразователя, возникающих вследствие прогрева его схемы, перед началом работы схема должна быть прогрета путем ее включения на 15—30 мин.

При закреплении преобразователей на стойках, штативах и других аналогичных приспособлениях в них могут возникнуть остаточные деформации, которые в процессе измерения могут сбить нуль настройки преобразователя. Для установки преобразователей рекомендуется использовать жесткие конструкции, в которых остаточные деформации не возникают. Для снятия остаточных деформаций можно перед началом работы легким постукиванием добиться стабильности показаний преобразователя.

Для уменьшения погрешностей, вызываемых колебаниями величины напряжения питания, не рекомендуется использовать силовую сеть, в которую включены электродвигатели или электромагниты. Питание схемы следует осуществлять через стабилизатор напряжения. Сильно недогруженный феррорезонансный стабилизатор плохо стабилизирует напряжение и его следует догружать какой-либо балластной нагрузкой.

При относительных измерениях, т. е. когда начало отсчета устанавливается каждый раз перед началом измерения, можно получить значительно большую точность, чем при абсолютных измерениях, когда имеется постоянное начало отсчета. Поэтому лучше проводить, где это возможно, относительные измерения. В частности, широко распространен метод сравнения с эталоном. В этом случае преобразователь настраивается на нуль по эталонной детали, а при контроле фактического размера измеряют не величину этого размера, а лишь отклонение его от эталонного размера. Если отклонение от эталона находится в пределах допуска, то контролируемая деталь считается годной. При относительных измерениях требования к стабильности параметров преобразователя могут быть снижены без ущерба для точности измерения, так как время измерения невелико для того, чтобы параметры преобразователя успели существенно измениться; кроме того, при измерениях можно периодически настраиваться на нуль по эталону.

Если погрешности преобразователя относительно велики и не позволяют произвести измерения с требуемой точностью, то ее можно повысить многократным повторением измерений различными способами и статической обработкой результатов измерения.

Простейшей статистической обработкой результатов измерений является определение среднего арифметического значения измеряемой величины (которое можно принять за ее истинное значение)

$$x_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}, \quad (59)$$

где  $x_i$  — значение измеряемой величины при  $i$ -м измерении;  $n$  — число измерений.

Для установления границ измеренной величины следует найти среднее квадратическое отклонение  $\sigma$  и определить границы по правилу «трех сигм» при нормальном законе распределения результатов измерения (подробно рассмотрено в п. 19).

## МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПРЕЦИЗИОННЫХ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 13. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Индуктивные преобразователи являются специфическим видом электромагнитных устройств. В отличие от большинства остальных видов электромагнитных устройств, при анализе работы которых в первую очередь принимаются во внимание процессы преобразования энергии, в индуктивных преобразователях последние мало влияют на работу и поэтому обычно не учитываются. Индуктивные преобразователи имеют магнитные цепи и одновременно являются элементами электрической цепи, причем эти цепи так взаимосвязаны, что рассматривать их раздельно невозможно, так как любое изменение в одной из цепей немедленно отражается на другой. Магнитная цепь преобразователя представляет собой сложную нелинейную цепь с распределенными параметрами. Она состоит из стальных участков с нелинейной зависимостью между намагничивающими ампер-витками и магнитным потоком, характеризующимся кривой намагничивания, и линейных воздушных участков, причем шунтирующие воздушные участки, по которым проходят потоки рассеивания, распределены вдоль всей магнитной цепи.

Отметим, что кривые намагничивания являются весьма приближенными и действительные кривые намагничивания могут отличаться на  $\pm(10-15)\%$  от усредненных кривых намагничивания, обычно применяемых при расчете. Действительные кривые намагничивания зависят также от вида механической обработки детали из магнитного материала.

В результате старения магнитного материала несколько уменьшается его магнитная проницаемость и увеличивается коэрцитивная сила. Изменение свойств магнитных материалов может происходить под влиянием механических нагрузок и изменения температуры.

Величины нерабочих воздушных зазоров, т. е. зазоров в местах стыков между различными частями магнитопровода, зависят от качества обработки и сборки магнитопровода, резко отличаются от расчетных величин и вносят существенные погрешности в расчет.

В литературе, как правило, не приводятся инженерные методы расчета индуктивных преобразователей. Обычно только рассматриваются основные расчетные соотношения, связывающие параметры преобразователей. Эти расчетные соотношения выводятся с рядом грубых допущений и их непосредственно невозможно использовать для конструктивного расчета прецизионных дифференциальных индуктивных преобразователей. Исключение составляет методика расчета дифференциальных индуктивных преобразователей с винтовым якорем, которая освещена в работах [28, 37] и заимствована в ряде

Величины, используемые при расчетах индуктивных преобразователей, в различных системах единиц

Наименование величины и ее обозначение	Единицы измерения в системе			Переводные коэффициенты из системы	
	СГСМ	МКСА	СИ	СГСМ в СИ	МКСА в СИ
Длина $l$ . . . . .	сантиметр (см)	метр (м)*	метр (м)	$10^{-2}$	1
Площадь $S$ . . . . .	квадратный метр ( $m^2$ )	квадратный метр ( $m^2$ )*	квадратный метр ( $m^2$ )	$10^{-4}$	1
Сила $F$ . . . . .	дина (дин)	килограмм (кгс)	ньютон (Н)	$10^{-5}$	9,81
Мощность $P$ . . . . .	эрг в секунду (эрг/с)	ватт (Вт)	ватт (Вт)	$10^{-7}$	1
Электрический ток $I$ . . . . .	—	ампер (А)	ампер (А)	10	1
Электрическое напряжение $U$ и э. д. с. $E$ . . . . .	—	вольт (В)	вольт (В)	$10^{-8}$	1
Электрическое сопротивление $R$	—	ом (Ом)	ом (Ом)	$10^{-9}$	1
Магнитный поток $\Phi$ . . . . .	максвелл (Мкс)	вебер (Вб)	вебер (Вб)	$10^{-8}$	1

\* При расчетах магнитных цепей с использованием системы МКСА часто в качестве основной единицы измерения длины и производных от нее единиц используется сантиметр вместо метра,

Продолжение табл. 6

Наименование величины и ее обозначение	Единицы измерения в системе			Переводные коэффициенты из системы	
	СГСМ	МКСА	СИ	ОГСМ в СИ	МКСА в СИ
Магнитная индукция $B$ . . .	гаусс (Гс)	вебер на квадрат- ный метр (Вб/м <sup>2</sup> )	тесла (Т)	$10^{-4}$	1
Напряженность магнитного по- ля $H$ . . . . .	эрстед (Э)	ампер на метр (А/м)*	ампер на метр (А/м)	$10^3/4\pi=0,785 \cdot 10^3$	1
Магнитодвижущая сила (ампер- витки) $I/W$ . . . . .	гильберт (Гб)	ампер (А)	ампер (А)	$10/4\pi=0,785$	1
Магнитная проницаемость воз- духа $\mu_0$ . . . . .	1	$1,256 \cdot 10^{-6}$ Г/м*	$1,256 \cdot 10^{-6}$ Г/м	$4\pi \cdot 10^{-7}=1,256 \times$ $\times 10^{-6}$	1
Магнитная проницаемость отно- сительная $\mu$ . . . . .		Величина безразмерная			1
Магнитное сопротивление $R_m$ .	единица на санти- метр (1/см)	ампер на вебер (А/Вб)	ампер на вебер (А/Вб)	$10^3/4\pi=0,785 \cdot 10^8$	1
Индуктивность $L$ и взаимноин- дуктивность $M$ . . . . .	сантиметр (см)	генри (Г)	генри (Г)	$10^{-9}$	1

\* При расчетах магнитных цепей с использованием системы МКСА часто в качестве основной единицы измерения длины и производных от нее единиц используется сантиметр вместо метра.

книг. Указанная методика может быть использована для расчета индуктивных дифференциальных преобразователей других типов.

Кроме международной системы единиц СИ, которая в настоящее время является общепринятой, в литературе, изданной до 1970 г., используются практическая (МКСА) и абсолютная (СГСМ) электромагнитные системы измерения, что затрудняет пользование расчетными формулами и справочными таблицами. Для удобства в табл. 6 указаны коэффициенты для перевода единиц измерения в единицы системы СИ.

В связи с изложенным кратко рассмотрим основные положения упрощенного инженерного метода расчета прецизионных (точных) индуктивных преобразователей со стальным магнитопроводом как дроссельных, так и трансформаторных (расчет индуктивных преобразователей, не имеющих стального магнитопровода, рассмотрен в работе [35]).

Для индуктивных преобразователей проводят проверочный расчет, т. е. предварительно выбирают основные размеры преобразователя и его магнитопровода и проверяют их соответствие заданным требованиям.

Проверочный расчет дроссельных преобразователей производят в следующем порядке:

1. Вычерчивают эскизы магнитной цепи (магнитопровода и якоря).

2. Магнитопровод, включая якорь, разбивают на ряд участков так, чтобы на каждом участке сечение магнитопровода было неизменным.

3. Строят кривые намагничивания отдельных участков магнитопровода. Кривую намагничивания участка строят по кривой намагничивания для данной марки стали. Кривая намагничивания стали  $B=f(H)$  характеризует зависимость магнитной индукции  $B$  в стали от напряженности магнитного поля  $H$ , которое иначе называют удельными ампер-витками.

Кривая намагничивания магнитопровода  $\Phi=F(I\omega)$  или его участка характеризует зависимость магнитного потока  $\Phi$  в магнитопроводе от величины ампер-витков  $I\omega$ .

Для получения из первой кривой второй (для участка магнитопровода) необходимо умножать значения индукции, взятые из первой кривой, на сечение стали данного участка магнитопровода, а напряженность (удельные ампер-витки) — на длину участка.

Для воздушного зазора кривая намагничивания является прямой линией и строится по формуле

$$\Phi = \frac{I\omega}{\sqrt{2} \delta} \mu_0 S, \quad (60)$$

где  $\delta$  — величина воздушного зазора;

$S$  — площадь воздушного зазора;

$\mu_0$  — магнитная проницаемость воздуха.

4. Строят кривую намагничивания всего магнитопровода. Для этого необходимо сложить кривые намагничивания отдельных участков, т. е. сложить ампер-витки  $(I\omega)_1$ ,  $(I\omega)_2$ ,  $(I\omega)_3$  отдельных участков при произвольных, значениях магнитного потока  $\Phi$ , получив суммарные ампер-витки  $I\omega$  (рис. 23).

При этом строят кривую намагничивания магнитопровода без учета рабочего воздушного зазора (рис. 23,а) и прямые 1, 2, 3, 4 и 5 для воздушного зазора при различных положениях якоря

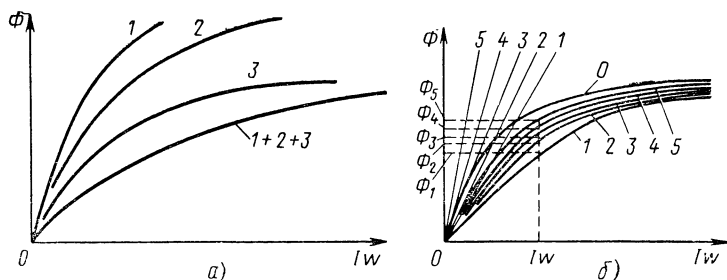


Рис. 23. Построение кривых намагничивания:  
 а — магнитопровода без учета воздушного зазора; б — магнитопровода с учетом воздушных зазоров для разных положений якоря

(рис. 23,б). Эти прямые, суммируясь с кривой намагничивания 0 магнитопровода, дают кривые намагничивания 1, 2, 3, 4 и 5, по которым можно определить магнитные потоки  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_3$ ,  $\Phi_4$  и  $\Phi_5$  при ампер-витках  $Iw$ .

5. Приближенно определяют магнитное сопротивление магнитопровода по формуле

$$R_M = \frac{Iw}{\Phi} . \quad (61)$$

Величинами потока  $\Phi$  и ампер-витков ( $Iw$ ) задаются.

6. Рассчитывают обмоточные данные преобразователя.

Для этого ориентировочно выбирают и определяют параметры электрической схемы.

Вначале задаются напряжениями питания и сопротивлениями обмоток преобразователя.

Величину индуктивности  $L$  обмотки преобразователя ориентировочно определяют по формуле

$$L \approx \frac{z}{2\pi f} , \quad (62)$$

где  $z$  — полное сопротивление обмотки, а  $f$  — частота сети.

Число витков  $w$  обмотки определяют по формуле

$$w = \sqrt{LR_M} , \quad (63)$$

а диаметр  $d$  в миллиметрах проволоки по формуле (при ее выводе принята допустимая плотность тока 1—2,5 А/мм<sup>2</sup>)

$$d = (1,2 \div 2,8) \sqrt{I} , \quad (64)$$

где  $I$  — величина тока обмотки.

Выбирают стандартный провод, диаметр которого близок к вычисленному.

Вычерчивают эскиз обмотки, определяют активное сопротивление  $R$  обмотки по формуле

$$R = 4\rho \frac{l_{ср}w}{\pi d^2} , \quad (65)$$



где  $\rho$  — удельное сопротивление проволоки в Ом мм<sup>2</sup>/м;

$l_{\text{ср}}$  — средняя длина витка в м.

7. Уточняют величину среднего значения полного сопротивления  $z$  обмотки преобразователя по формуле

$$z = \sqrt{(2\pi f L)^2 + R^2}. \quad (66)$$

Уточняют величины токов в плечах схемы датчика.

Проверяют насколько правильно было выбрано число ампер-витков при расчете магнитного сопротивления. Для этого умножают ток в плече на число витков обмотки и получают фактические ампер-витки. Если эта величина сильно отличается от величины ампер-витков, принятых при расчете  $R_m$ , то ее следует пересчитать и повторить весь последующий расчет вновь.

8. Строят кривую намагничивания магнитопровода для других положений якоря (рис. 23,б), определяют магнитное сопротивление магнитопровода, индуктивность и полное сопротивление обмоток по формулам (61), (62) и (66):

$$\begin{aligned} R_{M1} &= \frac{(I\omega)_1}{\Phi_1}; \\ L_1 &= \frac{\omega^2}{R_{M1}}; \\ z_1 &= \sqrt{(2\pi f L_1)^2 + R^2}. \end{aligned}$$

9. Для нескольких положений якоря преобразователя определяют ток  $\Delta I$ , протекающий в диагонали измерительной системы, и строят характеристику преобразователя  $\Delta I = \Phi(l)$ , где  $l$  — величина смещения якоря.

10. Проверяют соответствие характеристики преобразователя предъявляемым точностным требованиям (по чувствительности, линейности, рабочему участку и т. п.).

В случае несоответствия вносят изменения в конструкцию магнитопровода преобразователя и расчет повторяют вновь.

Проверочный расчет дифференциального трансформаторного преобразователя с недифференциальной схемой магнитной цепи производят почти аналогично расчету дроссельного преобразователя.

1. Вычерчивают эскиз магнитной цепи.

2. Магнитную цепь разбивают на участки с неизменными сечениями.

3. Для каждого из участков строят кривую намагничивания.

4. Строят кривую намагничивания всего магнитопровода без учета рабочего воздушного зазора, складывая кривые намагничивания участков (суммируя ампер-витки при произвольных потоках).

5. Строят кривые намагничивания магнитопровода с учетом рабочего воздушного зазора для последовательных положений якоря.

6. Рассчитывают первичную обмотку. Число витков обмотки вычисляют по формуле

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{2} U_1}{2\pi f \Phi}, \quad (67)$$

где  $\Phi$  — необходимое значение потока;  $U_1$  — напряжение первичной обмотки.

Величину  $U_1$  целесообразно выбирать из соотношения

$$U_1 = (0,2 \div 0,3) U_n, \quad (68)$$

где  $U_n$  — напряжение сети (последовательно с первичной обмоткой включают ограничительное сопротивление).

По кривой намагничивания, зная  $\Phi$ , определяют ампер-витки  $I\omega$ .

Величину намагничивающего тока  $I_\mu$  определяют путем деления ампер-витков на число витков  $\omega_1$ :

$$I_\mu = \frac{I\omega}{\omega_1}. \quad (69)$$

Величина рабочего тока  $I_0$  первичной обмотки

$$I_0 = (1,05 \div 1,25) I_\mu. \quad (70)$$

Величина максимального тока  $I_{\max}$  при полностью разомкнутом магнитопроводе при выполнении условия (68)

$$I_{\max} \leq 1,35 I_0. \quad (71)$$

По величине  $I_{\max}$  выбирают сечение провода обмотки, при этом плотность тока не должна превосходить 1,5—2,5 а/мм<sup>2</sup>.

7. Определяют коэффициент рассеивания [31]

$$\sigma_p = \frac{1}{1 + k_p (a + b) R_\delta}, \quad (72)$$

где  $(a + b)$  — полупериметр поперечного сечения стержня с первичной обмоткой;  $k_p$  — экспериментальный коэффициент,  $k_p \approx (0,9 \div 1,8) \cdot 10^{-6}$  Вб/А;  $R_\delta$  — магнитные сопротивления рабочих воздушных зазоров.

8. Определяют э.д.с. вторичных обмоток  $E$  для различных положений якоря по соответствующим кривым намагничивания магнитопровода, используя формулу

$$E = 2\pi f \omega_2 \frac{\Phi \sigma_p}{\sqrt{2}}, \quad (73)$$

где  $\omega_2$  — число витков вторичной обмотки (задают предварительно).

9. Строят выходную характеристику преобразователя, т. е. зависимость выходного сигнала в функции положения якоря. Проверяют соответствие выходной характеристики преобразователя предъявляемым требованиям.

Расчет трансформаторных преобразователей с дифференциальной магнитной цепью (Ш-образным магнитопроводом) производят аналогично, за исключением определения э.д.с. вторичных обмоток, которые находят по формулам [31]:

$$E_1' = \pi f \omega_2 \frac{\Phi \sigma_p}{\sqrt{2}} \left( 1 - \frac{\Delta R'}{2R} \right); \quad (74)$$

$$E_2 = \pi f \omega_2 \frac{\Phi \sigma_p}{\sqrt{2}} \left( 1 + \frac{\Delta R}{2R} \right), \quad (75)$$

где  $E_1$  и  $E_2$  — э.д.с. вторичных обмоток;

$\Phi$  — магнитный поток при симметричном расположении якоря;

$R$  — величина магнитного сопротивления крайнего рабочего воздушного зазора (правого или левого) при симметричном расположении якоря;

$\Delta R$  — величина изменения магнитного сопротивления, на которую увеличивается магнитное сопротивление одного (например, левого) рабочего воздушного зазора и уменьшается сопротивление другого (соответственно правого) воздушного зазора при смещении якоря.

Остановимся теперь на некоторых особенностях, которые следует учитывать при расчете.

При расчете нешихтованных стальных участков магнитопровода, имеющих большее поперечное сечение, необходимо учитывать эффект вытеснения магнитного потока на периферию сечения вследствие возникновения вихревых токов.

Для стальных участков магнитопровода за его сечение принимают так называемое эффективное сечение  $S_c$ , определяемое глубиной проникновения поля:

$$S_c = 2(a + b)h, \quad (76)$$

где  $2(a+b)$  — периметр сечения магнитопровода;

$h$  — глубина проникновения в м,

$$h = 50 \sqrt{\frac{\rho_m}{\mu f}}; \quad (77)$$

здесь  $\rho_m$  — удельная электропроводность материала магнитопровода в Ом·см;  $\mu$  — магнитная проницаемость материала;  $f$  — частота сети.

Для мягкой стали при  $f=50$  Гц  $h=(0,3 \div 0,6) \cdot 10^{-3}$  м.

Если в магнитной цепи датчика имеется несколько воздушных зазоров, имеющих разные по величине поперечные сечения, то их удобно привести к одному сечению (первому) по формуле

$$\delta_{э\kappa\text{в}} = \delta_1 + \delta_2 \frac{S_1}{S_2} + \dots + \delta_n \frac{S_1}{S_n}, \quad (78)$$

где  $\delta_{э\kappa\text{в}}$  — величина эквивалентного воздушного зазора;  $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$  — величины каждого из воздушных зазоров,  $S_1, S_2, \dots, S_n$  — сечения каждого из воздушных зазоров. Сечение эквивалентного воздушного зазора  $S_{э\kappa\text{в}}$  равно сечению первого зазора:

$$S_{э\kappa\text{в}} = S_1. \quad (79)$$

Большие затруднения вызывает расчет дискообразных участков магнитопровода (рис. 24, а), так как он не рассмотрен в литературе. Такие участки магнитопровода имеют индуктивные преобразователи (и другие электромагнитные механизмы) цилиндрической формы, которые получили широкое распространение.

В таких участках магнитопровода их поперечное сечение  $S$  не остается неизменным, а изменяется от своего начального  $S_n$  до конечного  $S_k$  значения по линейному закону пропорционально изменению радиуса  $r$  (рис. 24, б):

$$S_r = 2\pi r h, \quad (80)$$

где  $h$  — толщина данного участка магнитопровода.

Приближенный расчет таких участков можно произвести разбивкой этого участка на несколько частей, причем в каждой из таких частей следует считать сечение участка неизменным.

Возникает вопрос, на сколько частей необходимо разбить участок магнитопровода с изменяющимся сечением. Как показали сравнительные расчеты, необходимое число частей зависит от соотношения  $S_K/S_H$ , причем для больших величин  $S_K/S_H$  число частей должно быть большим. Обычно достаточно разбить участок на пять частей. При этом за поперечное сечение каждой из частей участка магнитопровода необходимо выбирать его начальное, т. е. наименьшее сечение.

Участок магнитопровода с изменяющимся сечением можно заменить эквивалентным участком с неизменным сечением. При этом за сечение эквивалентного участка необходимо принимать начальное сечение реального участка (так как величина потока насыщения определяется самым малым сечением участка). Для этого чтобы магнитные сопротивления эквивалентного и реального участков магнитопровода были одинаковы, увеличение сечения реального участка по сравнению с эквивалентным необходимо скомпенсировать уменьшением длины последнего. Отношение длин участков эквивалентного  $l_{\text{экв}}$  и реального  $l_{\text{ф}}$  можно определить из графика (рис. 25).

Наибольшие трудности возникают при расчете магнитных проводимостей магнитной цепи и сопротивлений воздушных зазоров. Особенно сложно определить магнитные проводимости потоков рассеивания, а также рабочих воздушных зазоров при сложной конфигурации последних.

Расчет магнитной проводимости воздушных зазоров, ограниченных зубчатыми поверхностями, характерных для ряда конструкций прецизионных индуктивных преобразователей приведен ниже.

Расчет магнитных проводимостей потоков рассеивания подробно освещен в литературе. Следует отметить, что наиболее эффективными являются следующие методы определения магнитных проводимостей потоков рассеивания:

- 1) по вероятным путям потока [5];
- 2) путем построения картин поля (графический метод) [5];
- 3) моделированием поля, например, на электропроводящей бумаге или в электролитической ванне [23].

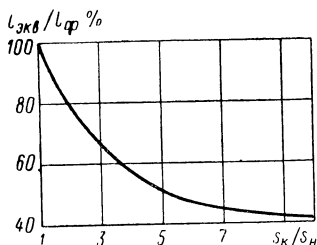


Рис. 25. График для определения эквивалентного сечения дискообразного участка магнитопровода

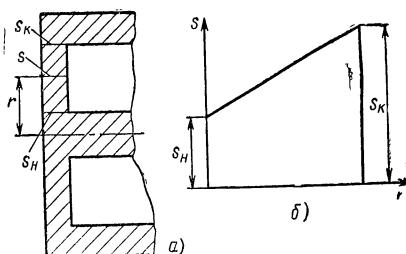


Рис. 24. Дискообразный участок магнитопровода:

а — конструкция; б — график возрастания поперечного сечения в зависимости от радиуса

#### 14. РАСЧЕТ ВОЗДУШНЫХ ЗАЗОРОВ, ОБРАЗУЕМЫХ ЗУБЧАТЫМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ

Расчет воздушных зазоров, образуемых зубчатыми поверхностями, можно осуществить графически, путем построения картин поля для каждого положения ротора преобразователя относительно его статора, либо методом моделирования, например в электролитической ванне.

Оба метода трудоемки, обеспечивают невысокую точность и вносят дополнительные погрешности, так как не учитывают третье измерение (последнее относится к графическому построению и методу двухмерного моделирования, например на электропроводящей бумаге).

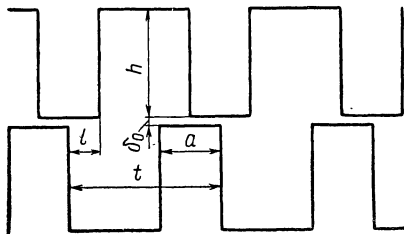


Рис. 26. Воздушный зазор с прямоугольными зубьями

Аналитически расчет можно произвести разбижкой поля на простые фигуры (метод Ротерса) [5]. Р. Поля уточнил этот метод применительно к воздушным зазорам, образуемым прямоугольными зубьями [57]. Однако расчет по способу Р. Поля в ряде слу-

чаев дает погрешность, доходящую до 15%.

Для расчета зазоров, образуемых зубьями прямоугольной формы, можно использовать предложенный автором аналитический метод, полученный теоретически с уточнением ряда коэффициентов на основании обработки экспериментальных данных.

Этот метод расчета рассмотрим для трех основных случаев: а) при ширине зубьев, равной ширине паза; б) для положений зубьев ротора, частично перекрывающих зубья статора; в) для положений зубьев ротора, находящихся против зубьев статора.

Магнитную проводимость зубчатого воздушного зазора (в веберах на ампер) определяют по формуле (рис. 26)

$$G = \mu_0 \cdot \frac{S}{\delta'},$$

где  $S$  — площадь зубчатых поверхностей, через которые проходит магнитный поток, т. е. двойная площадь зубьев, в  $\text{м}^2$ ;  $\delta'$  — величина фиктивного зазора в м, т. е. величина воздушного зазора при гладких поверхностях (без зубьев), которая эквивалентна по магнитной проводимости (с учетом потоков рассеивания) воздушному зазору при зубчатых поверхностях.

Для прямоугольных зубьев (рис. 26) с шириной, равной ширине паза, фиктивный воздушный зазор определяют по формуле [32]

$$\delta' = \frac{\delta_0}{\left(1 - \frac{l}{a}\right)(0,5 + k_T) + 0,6k_T\left(1 + \frac{l}{a}\right) + k_c k_\delta}, \quad (81)$$

где  $\delta_0$  — величина воздушного зазора между зубьями ротора (т. е. фактический воздушный зазор) в м;  
 $a$  — ширина зуба в м;  
 $l$  — сдвиг зубьев ротора относительно зубьев статора в м;

$k_c, k_b, k_T$  — коэффициенты рассеивания.

Рассмотрим знаменатель формулы (81).

Выражение  $\left(1 - \frac{l}{a}\right) 0,5$  учитывает основной магнитный поток, т. е. поток через зубья;

выражение  $\left(1 - \frac{l}{a}\right) k_T$  учитывает магнитную проводимость потока рассеивания через торцы зубьев, причем коэффициент торцового рассеивания  $k_T$  определяется по формуле (82);

выражение  $0,6k_T \left(1 + \frac{l}{a}\right)$  учитывает магнитную проводимость потока рассеивания через ребра зубьев;

произведение  $k_c k_b$  учитывает магнитную проводимость потока рассеивания через боковые стороны зубьев, причем коэффициент бокового рассеивания  $k_b$  определяется по формуле (83), а коэффициент сдвига зубьев  $k_c$ , учитывающий изменение проводимости потока рассеивания через боковые стороны зубьев при сдвиге зубьев ротора относительно зубьев статора, определяется из графика (рис. 27, а).

Приведем формулы для определения коэффициентов рассеивания:

$$k_T = \frac{\delta_0 \ln \left(1 + 3,5 \frac{a}{\delta_0}\right)}{3,5b}; \quad (82)$$

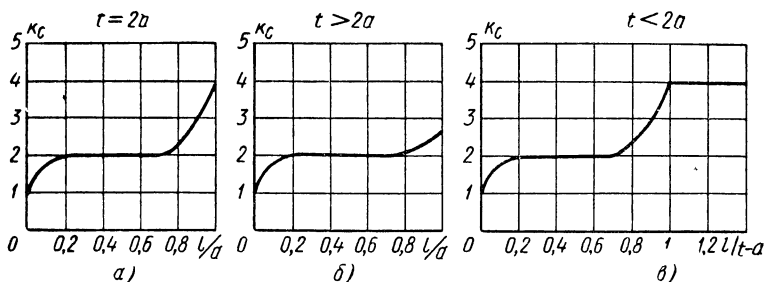


Рис. 27. Графики для определения коэффициента  $k_c$

$$k_b = \frac{\delta_0 \ln \left(1 + 3 \frac{a}{\delta_0}\right)}{\pi a}, \quad (83)$$

где  $b$  — длина пазов в м.

При прямоугольных зубьях произвольной ширины величину фиктивного воздушного зазора определяют по формуле

$$\delta' = \frac{\delta_0}{\left(1 - \frac{l}{a}\right) \left(\frac{a}{t} + k_T\right) + 0,6k_T \left(1 + \frac{l}{t-a}\right) + k_c k_6}, \quad (84)$$

где  $t$  — величина шага зубьев, т. е. суммарная ширина зуба и паза в м.

Эту формулу можно применять при прямоугольных зубьях: а) когда ширина пазов меньше ширины зубьев; б) равна ширине зубьев; в) больше ширины зубьев, только для тех положений, когда зубья ротора находятся хотя бы частично против зубьев статора (а не полностью против пазов статора).

При ширине пазов, равной ширине зубьев, формула (84) обращается в формулу (81), так как в этом случае справедливы равенства

$$\frac{a}{t} = 0,5 \text{ и } \frac{l}{t-a} = \frac{l}{a}.$$

Коэффициенты рассеивания определяют по формулам:

$$k_T = \frac{\delta_0 \ln \left(1 + 3,5 \frac{a}{\delta_0}\right)}{3,5b} \cdot \frac{2a}{t}; \quad (85)$$

$$k_6 = \frac{\delta_0 \ln \left(1 + 3 \frac{a}{\delta_0}\right)}{\pi a} \cdot \frac{2a}{t}. \quad (86)$$

Коэффициент  $k_c$  определяют из графика (рис. 27, б или в) в зависимости от того, что больше — ширина зуба или ширина паза.

Рассмотрим случай, когда зубья ротора расположены против середины пазов статора, т. е. когда они расположены симметрично зубьям ротора.

Величины фиктивного воздушного зазора определяют по эмпирической формуле

$$\delta' = \frac{tk_p}{0,5 + 1,7 \frac{a}{l_p}}, \quad (87)$$

где  $l_p$  — эквивалентное расстояние между зубьями ротора и статора в м;

$k_p$  — коэффициент, учитывающий магнитную проводимость потока рассеивания через торцы (точнее ребра) зубьев.

Величины  $l_p$  и  $k_p$  определяют по формулам:

$$l_p = 0,5t - a + \frac{\delta_0^2}{t - 2a}, \quad (88)$$

$$k_p = \frac{b}{b + 0,285a} . \quad (89)$$

Формулу (87) можно применять при соблюдении следующих условий:

- а)  $h \geq a$ , где  $h$  — высота зуба;
- б)  $0,5t - a \geq 1,5\delta_0$ ;
- в)  $4a \geq t$ .

Отметим, что эмпирическая формула (87) из-за сложности картины поля дает бóльшую точность, чем приближения теоретическая формула

$$\delta' = \frac{0,393tk_p}{\ln \left( 1 + 3 \frac{a}{l_p} \right)} , \quad (90)$$

поэтому рекомендуем пользоваться формулой (87).

Из формулы (87) для определения магнитной проводимости воздушного зазора между поверхностями зубьев (или фиктивного воздушного зазора) при расположении зубьев ротора точно против середины пазов статора можно получить формулу для определения магнитной проводимости зазора при расположении зубьев ротора не строго против середины пазов статора. Для этого следует применить формулу (87) дважды — один раз, считая ширину паза, равной удвоенному расстоянию между серединой зуба ротора и краем левого зуба статора, а второй раз — так же, но до края правого зуба.

Величину фиктивного воздушного зазора, когда зубья ротора не находятся точно против середины пазов статора, определяют по формуле

$$\delta' = \frac{t(l_{p1}^2 + l_{p2}^2)k_p}{l_{p2}^2 \left( 0,5 + 1,7 \frac{a}{l_{p1}} \right) + l_{p1}^2 \left( 0,5 + 1,7 \frac{a}{l_{p2}} \right)} , \quad (91)$$

где величины  $l_{p1}$  и  $l_{p2}$  равны:

$$l_{p1} = \frac{l}{t} - a + \frac{t\delta_0^2}{2l - 2at} ; \quad (92)$$

$$l_{p2} = t - \frac{l}{t} - a + \frac{t\delta_0^2}{2t^2 - 2l - 2at} . \quad (93)$$

Формулу (91) можно применять при тех же условиях, что и формулу (87), однако второе условие следует записать в виде

$$\frac{l}{t} - a \geq 1,5\delta_0 \text{ и } t - \frac{l}{t} \geq 1,5\delta_0 .$$



## 15. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

При расчете индуктивных преобразователей часто встречается случай, когда в литературе отсутствуют необходимые для расчета характеристики именно того магнитного материала, который применен для изготовления магнитопровода преобразователя.

Для изготовления деталей преобразователей по технологическим либо конструктивным соображениям часто используют такие стали (например, сталь 35, 45, Ст3 и др.), которые обычно не применяют в качестве магнитных материалов. Кроме того, приводимые в литературе справочные данные по магнитным материалам, как правило, являются ориентировочными. Это объясняется многообразием магнитных материалов и сильной зависимостью их

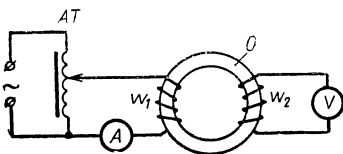


Рис. 28. Электрическая схема для экспериментального построения кривой намагничивания

их характеристик от ряда причин (технологии изготовления и обработки магнитопровода, в частности от термообработки; некоторые характеристики, например, потери в стали зависят от формы магнитопровода, его толщины или толщины его пластин и т. п.). В связи с этим при разработке индуктивных преобразователей характеристики применяемых магнитных материалов должны быть уточнены экспериментально. Ниже излагаются практические способы экспериментального определения основ-

ных характеристик магнитных материалов, рекомендуемые для небольших лабораторий заводов, конструкторских бюро, научно-исследовательских и учебных заведений, которые не имеют специальных приборов для магнитных измерений.

На рис. 28 приведена электрическая схема, позволяющая по точкам построить экспериментальную кривую намагничивания. Схема состоит из образца  $O$  магнитного материала с намагничивающей  $w_1$  и измерительной  $w_2$  обмотками, амперметра  $A$ , лампового вольтметра  $V$  и автотрансформатора  $AT$ , подключенного к сети переменного тока. В качестве образца при изготовлении магнитопровода из сплошного материала используют кольцо квадратного или прямоугольного сечения, вырезанное из испытуемого магнитного материала.

На это кольцо наматывают однослойные намагничивающую и измерительную обмотки, равномерно распределенные по всей длине кольца. Намагничивающую и измерительную обмотки наматывают либо одна на другую, либо совместно. При использовании для изготовления магнитопровода тонколистовой электротехнической стали (т. е. при изготовлении магнитопровода шихтованным) образец выполняют из четырех пакетов стали в виде квадрата со взаимным перекрытием полос стали по углам квадрата, причем последние зажимают струбцинами. Пакеты двух противоположных сторон квадрата набирают из полос стали, вырезанных вдоль прокатки, а два других пакета — из полос стали, вырезанных поперек прокатки. На каждый пакет, образующий стороны квадрата, надевают намотанные совместно, либо одна на другую, намагничивающую и из-

мерительную обмотки. Все четыре намагничивающие обмотки, так же как и четыре измерительные обмотки, соединяют последовательно и включают в схему как единую намагничивающую обмотку и единую измерительную обмотку.

Для построения какой-либо точки кривой намагничивания необходимо определить амплитудные значения магнитной индукции  $B_m$  и соответствующее ему амплитудное значение напряженности  $H_m$ , что может быть осуществлено по измеренным величинам э.д.с.  $E_2$ , трансформируемой в измерительной обмотке, и тока  $I$  намагничивающей обмотки:

$$B_m = \frac{\sqrt{2} E_2}{k_\Phi \omega \omega_2 S}; \quad (94)$$

$$H_m = \frac{\sqrt{2} I \omega_1}{l_{cp}}, \quad (95)$$

где  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — числа витков, соответственно первичной и вторичной обмоток;

$S$  — площадь поперечного сечения образца;

$l_{cp}$  — средняя длина магнитной цепи образца;

$k_\Phi$  — коэффициент формы кривой э.д.с.,  $k_\Phi = 1,11$  для величин  $B_m \leq 1$  тл, для больших значений индукции синусоидальная форма кривой индукции значительно искажается и коэффициент  $k_\Phi$  увеличивается, так, для  $B_m = 1,5$  тл,  $k_\Phi = 1,16$ .

Изменяя при помощи автотрансформатора  $AT$  намагничивающий ток, можно построить по точкам всю кривую намагничивания. Заметим, что в приведенной схеме (рис. 28) вместо автотрансформатора использовать потенциометр нельзя, так как последний искажает форму тока, что приводит к значительным погрешностям.

На рис. 29 приведена электрическая схема для измерения потерь в стали так называемым ваттметровым способом. Эта схема аналогична предыдущей схеме, но с добавлением ваттметра  $P_w$ , токовая обмотка которого включена последовательно с намагничивающей обмоткой  $\omega_1$  образца  $O$ , а обмотка напряжения — на измерительную обмотку  $\omega_2$  образца, т. е. параллельно вольтметру  $V$ .

Потери в стали в этом случае определяются по следующей формуле:

$$P_{ст} = \frac{\omega_1}{\omega_2} P_{вт} - E_2^2 \left( \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_{вт}} \right), \quad (96)$$

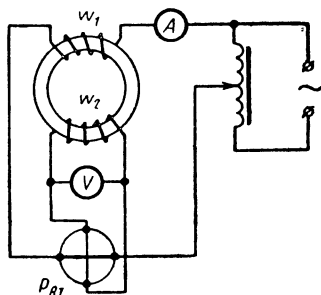


Рис. 29. Электрическая схема для измерения потерь в стали

где  $P_{вт}$  — показания ваттметра;  
 $E_2$  — показания вольтметра;  
 $R_в$  — сопротивление обмотки вольтметра (в случае использования лампового вольтметра  $R_в$  можно не учитывать);  
 $R_{вт}$  — сопротивление обмотки напряжения ваттметра;  
 $\omega_1, \omega_2$  — числа витков соответственно обмотки намагничивания обмотки намагничивания и измерительной обмотки образца.

Величины индукции  $B_m$ , которым соответствуют определяемые по формуле (96) потери в стали, находят по формуле (94).

По формуле (96) определяют суммарные потери в стали, т. е. сумму потерь на гистерезис и на вихревые токи. Иногда необходимо определить отдельно потери на гистерезис и на вихревые токи.

Для разделения суммарных потерь в стали на потери от гистерезиса и потери от вихревых токов можно использовать графический или аналитический способ. Оба способа основаны на том, что при небольших частотах (до 100 Гц), пренебрегая поверхностным эффектом, можно считать потери на гистерезис  $P_г$  пропорциональными первой степени частоты, а потери на вихревые токи  $P_в$  — второй степени:

$$P_{ст} = P_г + P_в = \alpha f + \beta f^2 \quad (97)$$

или

$$\frac{P_{ст}}{f} = \alpha + \beta f. \quad (98)$$

Для разделения суммарных потерь необходимо знать суммарные потери  $P_{ст1}$ ,  $P_{ст2}$  для двух значений частот  $f_1$  и  $f_2$ . Подставив их значения в формулу (98), получим систему уравнений

$$\frac{P_{ст1}}{f_1} = \alpha + \beta f_1;$$

$$\frac{P_{ст2}}{f_2} = \alpha + \beta f_2.$$

Решив эту систему уравнений относительно коэффициентов, определяем потери на гистерезис  $P_г$  и на вихревые токи  $P_в$  при частоте  $f$  по формулам

$$P_г = \alpha f; \quad (99)$$

$$P_в = \beta f^2. \quad (100)$$

При графическом способе разделения потерь строим зависимость  $R_{ст}/f = F(f)$ , являющуюся согласно выражению (98) уравнением прямой линии, которую можно построить по двум точкам, соответствующим частотам  $f_1$  и  $f_2$  (рис. 30). Отрезок, отсекаемый прямой на оси ординат, равен коэффициенту  $\alpha$ , а ординаты точек 1 и 2 равны соответственно  $\alpha + \beta f_1$  и  $\alpha + \beta f_2$ , т. е. из графика легко определяются коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$ .

Отметим, что ваттметровый способ определения потерь в стали можно применить для экспериментального измерения суммарных потерь, включая потери в экранах и короткозамкнутых обмотках, непосредственно в индуктивном преобразователе. Для этого на

магнитопровод испытуемого преобразователя необходимо дополнительно намотать измерительную обмотку.

Иногда для визуального наблюдения и фотографирования петли гистерезиса магнитных материалов используют осциллографический способ, электрическая схема которого приведена на рис. 31. Как

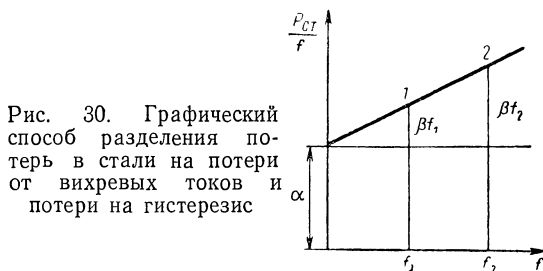


Рис. 30. Графический способ разделения потерь в стали на потери от вихревых токов и потери на гистерезис

следует из схемы, напряжения, пропорциональные э.д.с. измерительной обмотки и намагничивающему току, подаются на отдельные входы (горизонтальные и вертикальные пластины) электронного осциллографа ЭО.

В процессе измерений на экране осциллографа можно наблюдать петлю гистерезиса. Наблюдаемая петля является динамической, т. е. ее форма и площадь определяются не только потерями на гистерезис, но также и потерями на вихревые токи. Если измерения производятся не на образцах, а непосредственно на магнитопроводе преобразователя, то в них входят также потери в экранах и короткозамкнутых обмотках.

Амплитудные величины магнитной индукции  $B_m$  и напряженности  $H_m$  определяют по формулам

$$B_m = \frac{m_B R C a_B}{\omega_2 S}; \quad (101)$$

$$H_m = \frac{m_H \omega_1 a_H}{R n l_{cp}}, \quad (102)$$

где  $m_B$  и  $m_H$  — масштабы напряжения осциллографа по первому и второму входам в В/мм;

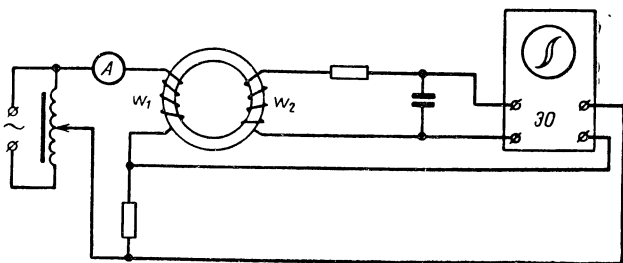


Рис. 31. Электрическая схема осциллографического способа определения кривой намагничивания

$a_v$  и  $a_r$  — амплитудные значения магнитной индукции и напряженности поля в В, полученные из осциллограммы;

$R, R_n$  — величины сопротивлений (последовательного и параллельного на рис. 31) в Ом;

$C$  — емкость в Ф.

Суммарные потери в стали определяют по площади петли гистерезиса, умноженной на сечение  $S$  и длину  $l_{cp}$  (т. е. на объем) образца:

$$P_{ст} = \int I \omega d\Phi = l_{cp} S \int H dB, \quad (103)$$

где  $HdB$  — площадь петли, умноженная на масштабы входов осциллографа.

Осциллографический способ не позволяет получить достаточную точность измерения и поэтому для определения характеристик магнитных материалов, используемых в индуктивных преобразователях, применяется весьма редко. В то же время он нагляден и прост и так же, как ваттметровый способ, позволяет определять суммарные потери в стали, экранах и короткозамкнутых обмотках при измерениях непосредственно в преобразователях.

Если магнитный материал, например феррит, имеет очень малые потери на вихревые токи, то получаемую на экране осциллографа петлю гистерезиса, можно считать статической петлей (т. е. пренебречь потерями на вихревые токи).

## ПОГРЕШНОСТИ ИНДУКТИВНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

### 16. ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Погрешности электрической измерительной схемы индуктивного преобразователя вызываются:

- 1) отклонением параметров напряжения питания (величины напряжения сети, частоты сети, формы кривой напряжения сети), окружающей температуры и т. п. от своих номинальных значений;
- 2) нестабильностью электрических элементов схемы (дрейф параметров элементов, старение элементов);
- 3) помехами и наводками;
- 4) нелинейностью характеристик некоторых элементов схемы, например полупроводниковых диодов;
- 5) изменением величины нагрузки в процессе измерения;
- 6) погрешностями выходного отсчетного прибора либо командного устройства.

Отклонения параметров элементов электрической измерительной схемы не вносят существенных дополнительных погрешностей, так как схема после монтажа настраивается с помощью регулировочных элементов (регулирующих сопротивлений, трансформатора питания с многими отпайками и т. п.).

Наиболее существенны погрешности выходного прибора. Более того, в некоторых случаях именно погрешность выходного отсчетного прибора ограничивает точность индуктивной измерительной системы. Погрешность точных щитовых отсчетных приборов не превышает 1%, а в особых случаях (в лабораторных установках) 0,5% (приборы класса 1,0 и 0,5). Для повышения точности отсчета около нуля, т. е. при малых выходных сигналах (типичный режим работы при использовании индуктивных устройств), обычно применяют многопредельные приборы. В этих случаях по мере приближения показаний отсчетного прибора к нулю переключают пределы измерения, уменьшая цену деления и погрешность измерения. Если отсчетный прибор имеет, например, диапазон измерения  $\pm 50$  мкм с ценой деления 2 мкм и  $\pm 5$  мкм с ценой деления 0,2 мкм при максимальной относительной погрешности 1%, то при измерениях в диапазоне  $\pm 50$  мкм максимальная абсолютная погрешность измерения равна  $\pm 1$  мкм, а в диапазоне  $\pm 5$  мкм —  $\pm 0,1$  мкм. Если отнести погрешность измерения в диапазоне  $\pm 5$  мкм (0,1 мкм) к погрешности измерения в диапазоне  $\pm 50$  мкм, то получим относительную погрешность 0,1%, т. е. в 10 раз точнее, чем погрешность отсчетного прибора в одном диапазоне. Очевидно, что такой же результат по точности был бы получен (по крайней мере в диапазоне  $\pm 5$  мкм), если бы существовал отсчетный прибор с

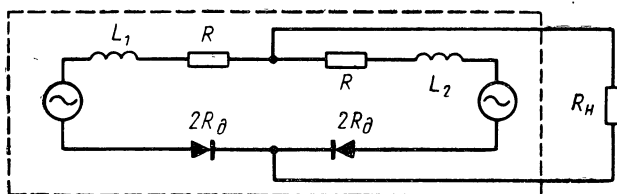


Рис. 32. Эквивалентная схема преобразователя

пределом измерения  $\pm 50$  мкм с ценой деления 0,2 мкм (т. е. с 500 делениями) и погрешностью не более половины цены деления (класса 0,1). Такие приборы хотя и существуют, но они весьма громоздки, дороги и трудны в обращении, поэтому используются только в лабораториях для проверки обычных отсчетных приборов.

При использовании цифровых отсчетных приборов указанный недостаток устраняется, так как эти приборы имеют высокий класс точности (например, трехразрядный прибор — 0,1, четырехразрядный — 0,01). Однако такие приборы весьма дороги, так как содержат прецизионные аналого-цифровые преобразователи. Индуктивные устройства с цифровым отсчетом применяются все шире и в дальнейшем получают широкое распространение, тем более, что стоимость их со временем уменьшается.

Таким образом, рациональный выбор отсчетного прибора имеет большое значение.

Сопротивление отсчетного прибора должно быть согласовано с сопротивлением преобразователя. Преобразователи вместе с электрической схемой можно рассматривать как источник постоянного тока, работающий на нагрузку, в качестве которой используется отсчетный прибор. На рис. 32 приведена эквивалентная схема, составленная по реальной схеме преобразователя, которая пригодна как для дроссельного, так и для трансформаторного дифференциальных преобразователей. Схема состоит из двух ветвей с э.д.с.  $E_1$  и  $E_2$  (э.д.с. вторичных обмоток трансформатора питания дроссельного преобразователя и э.д.с. вторичных обмоток трансформаторного преобразователя, на рис. 32 показаны как источники тока), индуктивностями  $L_1$  и  $L_2$ , сопротивлениями  $R$  обмоток преобразователя и сопротивлениями  $2R_d$  двух последовательно соединенных диодов. Нагрузкой схемы является сопротивление  $R_H$  отсчетного прибора.

Как известно, наилучшее согласование обеспечивается при равенстве внутреннего сопротивления источника тока и нагрузки:

$$R_H = \frac{1}{2} \sqrt{(\omega L)^2 + (R + R_d)^2}, \quad (104)$$

где  $L$  — индуктивность обмоток преобразователя при выходном сигнале, равном нулю, т. е. симметричном положении якоря.

Отметим, что значения  $L$  и  $R$  в формуле (104) в случае дроссельного преобразователя следует рассматривать как суммарные значения индуктивности и сопротивления обмоток преобразователя

и трансформатора питания. При наличии в цепях преобразователя регулировочных сопротивлений их величина должна входить как слагаемое в значение  $R$ .

Поскольку отсчетный прибор потребляет из схемы преобразователя энергию, вполне естественно потребовать, чтобы он потреблял минимальную мощность. Однако при этом должно учитываться требование о минимуме погрешности, вносимой отсчетным прибором. Чувствительность  $\lambda$  отсчетного прибора для измерения тока по мощности

$$\lambda = \frac{I_M}{I_M^2 R_H} \quad (105)$$

где  $I_M$  — сумма пределов измерения прибора в обе стороны.

Абсолютная погрешность  $\eta$  отсчетного прибора зависит от его класса точности  $k_T$

$$\eta = \frac{I_M k_T}{100} \quad (106)$$

Для того чтобы погрешность, вносимая отсчетным прибором была наименьшей, необходимо выполнение условия максимальной чувствительности прибора  $\lambda$  при минимальной собственной его погрешности  $\eta$ :

$$\lambda \frac{1}{\eta} \rightarrow \max$$

или после несложных преобразований

$$I_M^2 R_H k_T \rightarrow \min. \quad (107)$$

Рассмотрим теперь погрешности схемы, вызываемые нелинейностью характеристик полупроводниковых диодов. Как следует из электрической схемы фазочувствительного выпрямителя (рис. 3, а — в), диоды одного моста шунтируют другой диодный мост. Однако при работе преобразователя вблизи нуля шунтирования не происходит, так как при малых напряжениях прямое сопротивление диодов очень велико

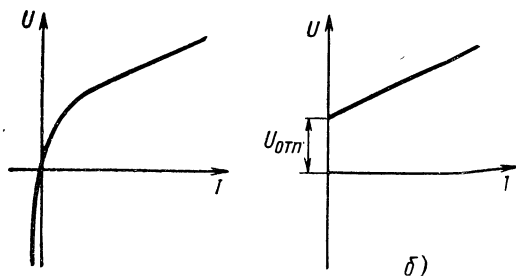


Рис. 33. Характеристики полупроводниковых диодов:

а — фактическая; б — аппроксимированная



На рис. 33,а показана фактическая характеристика полупроводникового диода, а на рис. 33,б — аппроксимированная. Как следует из рис. 33,б, можно приближенно считать, что диод проводит ток только в прямом направлении, если к нему приложено напряжение большее, чем напряжение отпираания  $U_{отп}$ . Во всех остальных случаях его сопротивление очень велико и при аппроксимации характеристики принято бесконечно большим.

Таким образом, шунтирующим влиянием диодов в схеме преобразователя можно пренебречь, пока напряжение на них меньше напряжения отпираания. При увеличении напряжения на выходе схемы до величины большей, чем напряжение отпираания диодов, ток нагрузки не возрастает, так как нагрузка шунтируется диодами. Отсюда получаем условие

$$R_{н\text{вых,м}} < 2U_{отп}, \quad (108)$$

где  $I_{\text{вых,м}}$  — максимальный выходной ток схемы (ток нагрузки) при работе на линейном участке характеристики преобразователя; коэффициент 2 учитывает последовательное включение двух шунтирующих диодов.

При соблюдении условия (108) шунтирующие диоды вносят дополнительную погрешность за счет того, что их сопротивление хо-

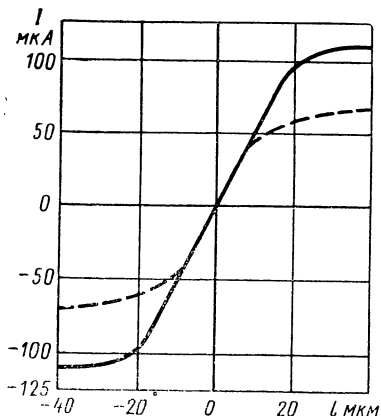


Рис. 34. Выходные характеристики преобразователя: сплошная линия — при использовании селеновых мостов; штриховая — германиевых диодов

тя и велико, но не приближается к бесконечности. Погрешность может быть найдена по имеющимся характеристикам диодов путем расчета величины шунтирующего сопротивления для различных значений выходного сигнала преобразователя. Погрешность выражается в отклонениях от линейности выходной характеристики преобразователя вследствие различного шунтирования нагрузки в разных точках характеристики.

На рис. 34 приведены выходные характеристики преобразователя при использовании в схеме диодов различных типов.

Полупроводниковые диоды вносят также дополнительные погрешности вследствие неодинакового изме-

нения характеристик разных экземпляров диодов при изменении температуры окружающего воздуха, напряжения питания и т. п., а также во времени.

Помехи и наводки вносят существенные погрешности только при использовании усилителей или работе преобразователя на электронный осциллограф. Существенные погрешности в ряде случаев может вносить переходное сопротивление контактов, некачественных паяк, сопротивление резъемов и т. п.

## 17. ПОГРЕШНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ С ИНДУКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Из вычислительных схем с использованием индуктивных преобразователей наибольшее распространение получили схемы алгебраического суммирования сигналов двух преобразователей. На рис. 35 приведены две чаще всего используемые схемы.

Первая схема (рис. 35,а) называется параллельной схемой, так как в ней оба преобразователя  $1Пр$  и  $2Пр$  включены по отношению к отсчетному прибору  $И$  параллельно, а вторая схема (рис. 35,б) — последовательной и в ней преобразователи  $1Пр$ ,  $2Пр$  и прибор  $И$  включены последовательно. При согласном включении преобразователей схемы осуществляется суммирование сигналов

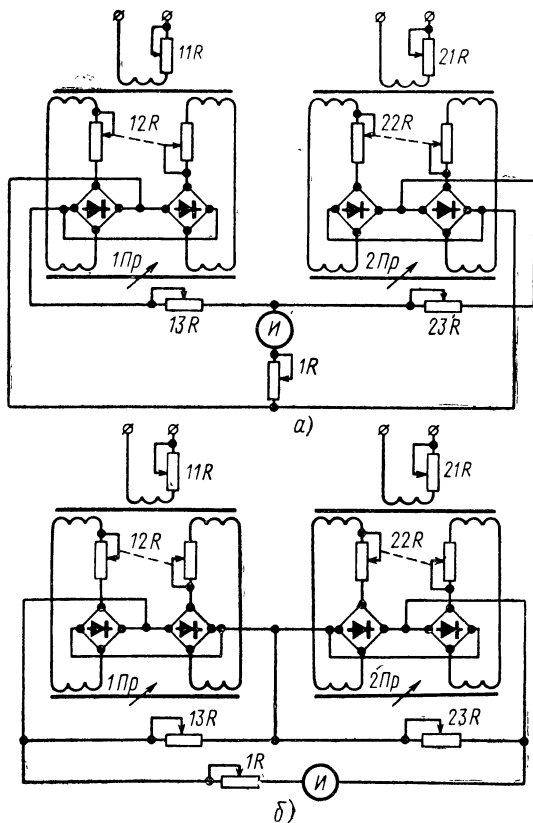


Рис. 35. Схема алгебраического суммирования сигналов:

а — параллельная схема; б — последовательная схема

преобразователей с учетом их знаков, т. е. алгебраическое суммирование. При встречном включении производится вычитание сигналов преобразователей также с учетом их знаков. Сопротивления  $1R, 11R, 12R, 13R, 21R, 22R$  и  $23R$  являются регулировочными и служат для настройки схемы.

Приведенные схемы имеют погрешности значительно большие, чем схема с одним преобразователем. Эти схемы очень трудно настраивать, так как при настройке одного преобразователя расстраивается другой, вследствие того что изменение величины регулировочных сопротивлений одновременно неодинаково влияет на оба преобразователя.

Произведем анализ погрешностей схем, содержащих произвольное число преобразователей, и сравним их с обычной схемой, содержащей один преобразователь.

Если считать, что схемы работают идеально, т. е. без погрешностей, то вследствие того, что каждый из преобразователей работает с какой-то погрешностью  $\Delta_i$  суммарная погрешность отсчета по прибору

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \Delta_i^2}, \quad (109)$$

где  $n$  — число преобразователей в схеме.

Если принять, как обычно и бывает, что погрешности всех преобразователей примерно одинаковы и равны  $\Delta$ , то погрешность  $\Delta_{\Sigma}$  определится по формуле

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta \sqrt{n}. \quad (110)$$

Если число преобразователей мало ( $n < 6 \div 10$ ), то следует принять наиболее неблагоприятный случай, когда погрешности всех преобразователей складываются, и использовать формулы

$$\Delta_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \Delta_i \quad (111)$$

или

$$\Delta_{\Sigma} = n\Delta. \quad (112)$$

Погрешности в схемы вносят отклонения сопротивлений преобразователей от своей номинальной величины, так как отклонения всех остальных величин от своих номинальных значений легко можно скомпенсировать регулировкой.

Рассмотрим обычную схему (рис. 36,а) с одним преобразователем. Ток  $I$ , протекающий через нагрузку  $R_H$  (например, отсчетный прибор), определяется по формуле

$$I = \frac{U_{\text{пр}}}{R_{\text{пр}} + R_H}, \quad (113)$$

где  $U_{\text{пр}}$  — выходной сигнал преобразователя;  $R_{\text{пр}}$  — эквивалентное выходное сопротивление преобразователя.

При изменении сопротивления преобразователя на величину  $\Delta R$  ток изменится на величину  $\Delta I$ :

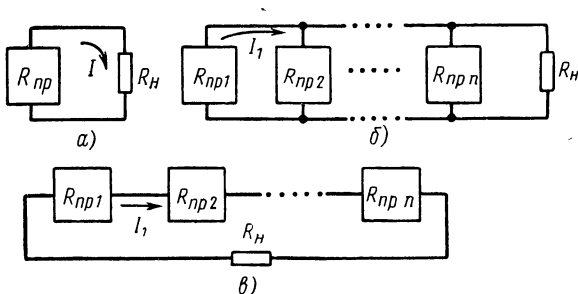


Рис. 36. Упрощенное начертание схем:  
 а — с одним преобразователем; б — с  $n$  параллельно включенными преобразователями; в — с  $n$  последовательно включенными преобразователями

$$\Delta I = \frac{U_{пр}}{R_{пр} + \Delta R + R_н} - \frac{U_{пр}}{R_{пр} + R_н} \approx I \frac{-\Delta R}{R_{пр} + R_н} \quad (114)$$

или

$$\pm \frac{\Delta I}{I} \approx \mp \frac{\Delta R}{R_{пр} + R_н}. \quad (115)$$

Погрешность выходного сигнала  $\Delta I$  в данной схеме легко компенсируется путем регулировки чувствительности преобразователя.

В параллельной суммирующей схеме (рис. 36,б) погрешность сопротивления  $\Delta R$  одного из преобразователей вызывает погрешность выходных сигналов всех преобразователей.

Выходной сигнал (ток)  $I_1$  первого преобразователя на сопротивлении нагрузки  $R_н$  в этой схеме

$$I_1 = \frac{U_{пр1}}{R_{пр1}R_н \left( \frac{1}{R_{пр2}} + \frac{1}{R_{пр3}} + \dots + \frac{1}{R_{прn}} \right) + R_{пр1} + R_н} \quad (116)$$

или, если  $R_{пр1} = R_{пр2} = \dots = R_{прn} = R_{пр}$ ,

$$I_1 = \frac{U_{пр1}}{R_{пр} + nR_н}. \quad (117)$$

Рассмотрим случай, когда  $R_{пр1} = R_{пр} + \Delta R$ , а

$$R_{пр2} = R_{пр3} = \dots = R_{прn} = R_{пр},$$

т. е., как влияет на выходной сигнал преобразователя отклонение его сопротивления.

Тогда

$$\Delta I_1 = \frac{U_{пр1}}{nR_н + R_{пр} + \Delta R} - \frac{U_{пр1}}{nR_н + R_{пр}} \approx -I_1 \frac{\Delta R}{R_{пр} + nR_н} \quad (118)$$

или

$$\pm \frac{\Delta I_1}{I_1} \approx \mp \frac{\Delta R}{R_{пр} + nR_н}. \quad (119)$$

Во втором случае, когда  $R_{\text{пр } i} = R_{\text{пр}} + \Delta R$ , а остальные сопротивления преобразователей одинаковы и равны  $R_{\text{пр}}$ , ток первого преобразователя равен  $I_1 + \Delta I_1$ , где (выводится аналогично)

$$\Delta I_1 \approx I_1 \frac{-\Delta R}{R_{\text{пр}} + nR_{\text{н}}} \cdot \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{пр}}} \quad (120)$$

или

$$\pm \frac{\Delta I_1}{I_1} \approx \mp \frac{\Delta R}{R_{\text{пр}} + nR_{\text{н}}} \cdot \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{пр}}} \quad (121)$$

Из формул (113), (116) и (117) следует, что величина выходного сигнала преобразователя (т. е. его чувствительность) при включении его в параллельную суммирующую схему резко падает по сравнению с обычной схемой.

Если схема содержит два преобразователя и их сопротивления равны сопротивлению нагрузки, то чувствительность преобразователей уменьшается на 33%.

Из формул (119) и (121) следует, что погрешность сопротивления одного из преобразователей вносит ошибку как в величину своего сигнала, так и в величины сигналов остальных преобразователей. Из этого, в частности, следует, что при настройке чувствительности одного из преобразователей одновременно с изменением его сопротивления изменяется чувствительность остальных преобразователей, включенных в данную схему.

В последовательной суммирующей схеме (рис. 36, в) выходной сигнал (ток)  $I_1$  первого преобразователя

$$I_1 = \frac{U_{\text{пр1}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{пр1}} + R_{\text{пр2}} + \dots + R_{\text{пр } n}}, \quad (122)$$

или, если  $R_{\text{пр1}} = R_{\text{пр2}} = \dots = R_{\text{пр } n}$ , то

$$I_1 = \frac{U_{\text{пр1}}}{R_{\text{н}} + nR_{\text{пр}}} \quad (123)$$

Погрешность сопротивления одного из преобразователей одинаково влияет на выходные сигналы всех преобразователей схемы:

$$\Delta I_1 \approx I_1 \frac{-\Delta R}{R_{\text{н}} + R_{\text{пр1}} + R_{\text{пр2}} + \dots + R_{\text{пр } n}}, \quad (124)$$

или, если  $R_{\text{пр1}} = R_{\text{пр2}} = \dots = R_{\text{пр } n}$ ,

$$\Delta I_1 \approx I_1 \frac{-\Delta R}{R_{\text{н}} + nR_{\text{пр}}} \quad (125)$$

Относительные погрешности определяются по формуле

$$\pm \frac{\Delta I_1}{I_1} \approx \mp \frac{\Delta R}{R_{\text{н}} + nR_{\text{пр}}} \quad (126)$$

Из формул (117) и (123) следует, что чувствительность преобразователя при включении его в последовательную суммирующую схему уменьшается примерно так же, как и в параллельной схеме (если  $R_{\text{н}} = R_{\text{пр1}} = R_{\text{пр2}} = \dots = R_{\text{пр } n}$ , то точно так же). Если схема содержит два преобразователя и их сопротивления равны сопротивлению нагрузки, то чувствительность преобразователей уменьшается на 33% (т. е. также, как и в параллельной схеме).

Из формул (116) и (122) следует, что погрешность сопротивления каждого преобразователя в параллельной и последовательной суммирующих схемах вносит погрешности в выходные сигналы всех преобразователей. Следовательно, настройка чувствительности одного из преобразователей одновременно приводит к изменению чувствительности всех преобразователей схемы.

Настройка нуля преобразователей, которая производится симметрирующими сопротивлениями, приводит к изменению чувствительности как данного преобразователя, так и остальных, так как при настройке нуля изменяется их сопротивление. Вследствие этого настройка схемы еще более затрудняется, так как изменение чувствительности преобразователя сбивает его настройку нуля (если преобразователь не строго симметричен). Суммирующая схема сложна в настройке, так как в ней все регулировки взаимосвязаны. Сложность настройки является основным недостатком суммирующих схем. Вторым крупным недостатком этих схем является низкая точность их работы, так как обычно сопротивления преобразователей при требуемой чувствительности имеют **значительный разброс**, что приводит к значительным погрешностям.

Для устранения указанных недостатков используют или усилители или мостовые схемы.

Усиление сигнала преобразователей с помощью усилителей с большим коэффициентом усиления обеспечивает так называемую развязку, т. е. отсутствие влияния нагрузочных цепей на цепи преобразователя (усилитель имеет большое входное сопротивление и малую мощность и его можно считать устройством с практически бесконечным входным сопротивлением, не нагружающим цепи преобразователя).

Этот способ является общеизвестным и поэтому его подробно не рассматриваем. Отметим только, что он приводит к значительному усложнению схемы.

Второй способ заключается в использовании мостовых схем. На рис. 37,а приведена мостовая схема с двумя преобразователями *1Пр* и *2Пр*, сигналы которых алгебраически суммируются (если преобразователи включены согласно) либо вычитаются (если они включены встречно) на сопротивлении нагрузки  $R_H$ . При соответствующем подборе величин сопротивлений  $R_H$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_{12}$  моста, изменения сопротивлений и сигналов каждого из преобразователей не оказывают влияния на другой преобразователь. Действительно, если все сопротивления моста одинаковы ( $R_H = R_1 = R_2 = R_{12}$ ), то ток, например, первого преобразователя вызывает на каждом из сопротивлений одинаковые падения напряжения. Поэтому разность потенциалов между точками 21 и 22 (т. е. в диагонали моста, куда включен второй преобразователь) равна нулю, и ток от первого преобразователя не ответвляется в цепь второго. Если даже закоротить точки 21 и 22, либо разорвать цепь второго преобразователя, то все равно работа первого преобразователя и составляющая его тока, протекающая через сопротивление нагрузки  $R_H$ , не изменяется.

Чтобы один источник тока (преобразователь) не влиял на другой, необходимо выполнить условие

$$R_1 R_2 = R_H R_{12}. \quad (127)$$

Из условия (127) вытекает, что, во-первых, ток первого преобразователя не ответвляется в цепь второго, так как  $R_H/R_2 = R_1/R_{12}$  и между точками 21 и 22 отсутствует разность потенциа-

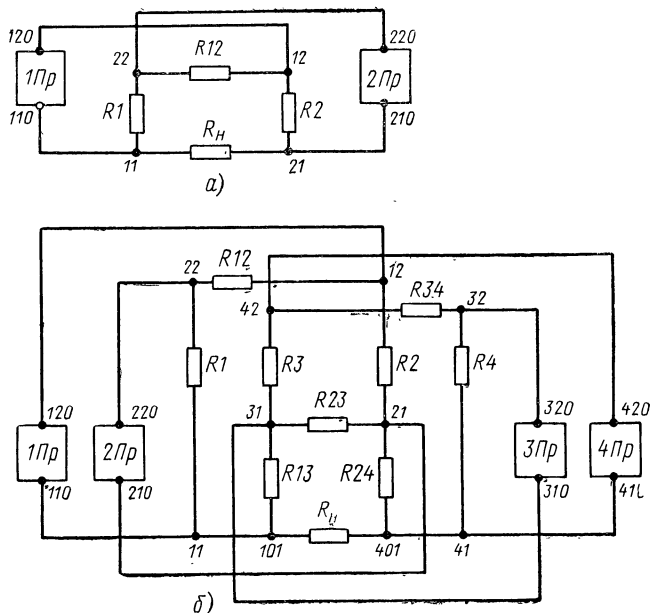


Рис. 37. Мостовые схемы с преобразователями:  
 а — одинарный мост; б — комбинированный тройной мост

лов, вызванная током первого преобразователя, и, во-вторых, ток второго преобразователя не ответвляется в цепь первого, так как  $R_H/R_1 = R_2/R_{12}$  и отсутствует разность потенциалов между точками 11 и 12.

Пусть

$$R_1 = R_2 = \alpha R_H, \quad (128)$$

тогда

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_H} = \alpha^2 R_H. \quad (129)$$

Определим составляющую тока первого преобразователя  $I_{H1}$ , протекающего через сопротивление нагрузки:

$$I_{H1} = I_1 \frac{R_1 + R_{12}}{R_1 + R_{12} + R_H + R_2} = I_1 \frac{\alpha}{1 + \alpha}. \quad (130)$$

Аналогично составляющая тока второго преобразователя  $I_{H2}$ , протекающего через нагрузку,

$$I_{H2} = I_2 \frac{\alpha}{1 + \alpha}. \quad (131)$$

Если все сопротивления моста одинаковы, то  $\alpha=1$  и через нагрузку протекает 50% тока сигналов преобразователей.

При увеличении числа преобразователей мостовые схемы усложняются, и мост с нагрузкой становится одновременно плечами мостов, к диагоналям которых подключены преобразователи либо еще одна группа мостов с преобразователями.

На рис. 37,б приведена мостовая схема с четырьмя преобразователями *1Пр*, *2Пр*, *3Пр*, *4Пр*. Схема содержит три моста, причем мост сопротивлений  $R_n$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{23}$  и  $R_{24}$  служит плечами двух других мостов.

Для удобства точки схемы обозначены несколько необычно. Например, хотя точки *110*, *11* и *101* и являются эквипотенциальными, они обозначены разными цифрами. Цифрами *101*, *31*, *21* и *401* обозначены вершины моста сопротивлений  $R_n$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{23}$  и  $R_{24}$ ; цифрами *11*, *22*, *12* и *21* — вершины второго моста и цифрами *31*, *42*, *32* и *41* — вершины третьего моста.

Данная схема может использоваться при четырех либо трех преобразователях, в последнем случае одна из диагоналей мостов, например *41*—*42*, может быть просто разомкнута, что не отразится на работе схемы.

Описанные схемы алгебраического суммирования можно использовать для суммирования с умножением каждого из слагаемых на произвольный коэффициент:

$$I = \sum_{i=1}^n a_i I_i. \quad (132)$$

Для этого каждый из преобразователей включают в схему согласно либо встречно, в зависимости от знака коэффициента  $a_i$ , и его чувствительность настраивают в соответствии с величиной коэффициента  $a_i$ .

Погрешности таких последовательной и параллельной схем суммирования определяют по формулам (118), (120) и (125); в этих формулах  $n$  является условным числом преобразователей:

$$n = \sum_{i=1}^m n_i, \quad (133)$$

где  $m$  — фактическое число преобразователей;  $n_i$  определяют для каждого преобразователя:  
в параллельной схеме

$$n_i = \frac{R_{пр i}}{R_{пр \max}} \quad (134)$$

в последовательной схеме

$$n_i = \frac{R_{пр i}}{R_{пр \min}}; \quad (135)$$

здесь  $R_{пр \max}$  и  $R_{пр \min}$  — величины внутренних сопротивлений схем преобразователей, имеющих соответственно наибольшие и наименьшие значения из всех преобразователей, включенных в данную схему.

Само собой разумеется, что условные числа  $n_i$  и  $n$  могут быть не только целыми, но и дробными.

В мостовой схеме для регулировки чувствительности используют два способа: а) производят регулировку в схеме преобразова-



теля; б) производят соответствующий выбор сопротивлений мостовой схемы. Важной особенностью мостовых схем является отсутствие влияния регулировки чувствительности в схеме одного преобразователя на чувствительность остальных преобразователей. В мостовой схеме с двумя преобразователями (рис. 37а) при одинаковых сигналах и внутренних сопротивлениях преобразователей, для того чтобы в нагрузке протекали неодинаковые составляющие токов, необходимо при выполнении условия (127) соблюдение неравенства

$$\frac{R_H + R_2}{R_1 + R_{12}} \neq \frac{R_H + R_1}{R_2 + R_{12}}. \quad (136)$$

Это неравенство можно выполнить, если принять

$$R_1 = \beta R_H; R_2 = \alpha R_H \text{ и } R_{12} = \alpha \beta R_H. \quad (137)$$

Тогда получим

$$I_{H1} = I_1 \frac{\beta + \alpha \beta}{1 + \alpha + \beta + \alpha \beta}; \quad (138)$$

$$I_{H2} = I_2 \frac{\alpha + \alpha \beta}{1 + \alpha + \beta + \alpha \beta}. \quad (139)$$

Если например,  $\alpha = 1$ ,  $\beta = 3$  и  $I_1 = I_2 = I$ , то  $I_{H1} = 0,5I$ ,  $I_{H2} = 0,25I$  и  $I_{H1} = 2I_{H2}$ , т. е. такой выбор сопротивлений моста эквивалентен снижению вдвое чувствительности второго преобразователя.

## 18. ПОГРЕШНОСТИ СЛОЖНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

К сложным индуктивным измерительным устройствам относятся устройства, содержащие несколько индуктивных преобразователей, либо устройства, содержащие один индуктивный преобразователь, являющийся элементом системы автоматического управления, например следящей системы, компенсационной системы измерения и т. д.

Ниже рассмотрены погрешности и способы уменьшения последних применительно к использованию индуктивных преобразователей для контроля деталей машин и приборов.

Преобразователи используют в основном в устройствах для контроля формы, взаимного расположения поверхностей и отклонений размеров деталей [15]. Такие контрольно-измерительные устройства обычно разрабатываются технологическими службами заводов при освоении новой продукции.

Рассмотрим последовательно типичные задачи, возникающие при контроле деталей машиностроительного производства.

На рис. 38а показана схема устройства для контроля конусности детали 1 при помощи двух индуктивных преобразователей 2 и 3. Конусность  $K$  детали определяют как разность диаметров  $D_1$  и  $D_2$  детали (отнесенную к расстоянию между датчиками):

$$K = D_1 - D_2. \quad (140)$$

Если преобразователи 2 и 3 установлены строго на одинаковых расстояниях от оси вращения детали, то для определения ко-

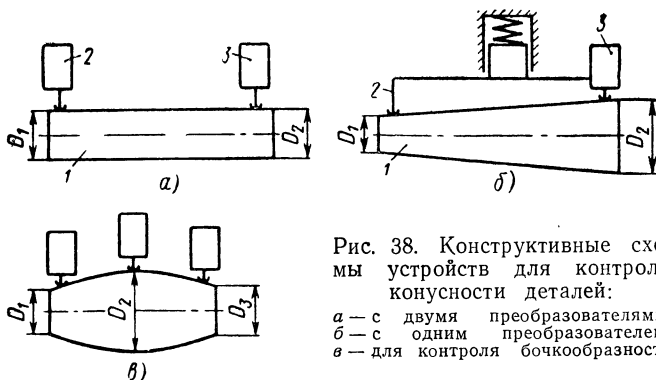


Рис. 38. Конструктивные схемы устройств для контроля конусности деталей:

*а* — с двумя преобразователями;  
*б* — с одним преобразователем;  
*в* — для контроля бочкообразности

нусности необходимо сравнить показания обоих преобразователей в начальном положении и через половину оборота детали:

$$K = a + b - (c + d), \quad (141)$$

где *a* и *c* — показания преобразователей в начальном положении детали;

*b* и *d* — показания преобразователей после поворота детали на  $180^\circ$ .

Для выполнения вычислений по формуле (141) производят измерения в начальном положении детали, запоминают показания *a* и *c* преобразователей, производят измерения во втором положении детали, затем дважды суммируют показания и один раз вычитают.

Для автоматизации вычислений схема измерительного устройства должна содержать запоминающее устройство, два суммирующих и одно вычитающее устройство.

Схему измерительного устройства можно упростить.

Если использовать не два, а четыре преобразователя, то, во-первых, не нужно запоминающих устройств, что значительно упрощает схему измерительного устройства и, во-вторых, позволяет производить измерение в один прием без поворота контролируемой детали на  $180^\circ$ .

Рассмотрим другие пути упрощения схемы измерительного устройства.

Если преобразователи 2 и 3 в начальном положении детали 1 всегда выставляются на ноль, т. е. выполняется условие

$$a + c = 0, \quad (142)$$

то запоминать показания *a* и *c* преобразователей уже нет необходимости и взамен формулы (141) получается более простая формула

$$K = b - d. \quad (143)$$

Схему измерительного устройства для контроля конусности детали можно еще более упростить, если взамен одного из преобразователей поставить жесткий штырь, укрепив его на подпружиненной каретке, которая может смещаться перпендикулярно оси вращения контролируемой детали (рис. 38,б).

Если при этом показания преобразователя в начальном положении детали не настраиваются на нуль, то конусность определяется по формуле

$$K = c - d. \quad (144)$$

Измерительная схема в этом случае должна содержать запоминающее и вычитающее устройства.

Если в начальном положении детали преобразователь настраивают на нуль (путем его механического смещения), то конусность детали равна показанию преобразователя во втором ее положении, т. е.

$$K = d. \quad (145)$$

Рассмотрим погрешности всех вариантов контрольно-измерительного устройства.

В первом варианте (два преобразователя и запоминающее устройство) общая погрешность

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_a + \Delta_c - \Delta_b - \Delta_d + 2\Delta_{\text{зап}} = 2\Delta_{\text{нл}} + 4\Delta_n + 2\Delta_{\text{зап}}, \quad (146)$$

где  $\Delta_a$  и  $\Delta_b$  погрешность первого преобразователя в начальном положении и после поворота детали;  $\Delta_c$  и  $\Delta_d$  — те же погрешности для второго преобразователя;  $\Delta_{\text{зап}}$  — погрешность запоминающего устройства (коэффициент 2 показывает, что запоминались два сигнала);  $\Delta_{\text{нл}}$  — погрешность, вызванная нелинейностью выходной характеристики преобразователя;  $\Delta_n$  — вариация показаний преобразователя.

Во втором варианте (четыре преобразователя) получаем

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_a + \Delta_b + \Delta_c + \Delta_d = 4\Delta, \quad (147)$$

где  $\Delta_a$ ,  $\Delta_b$ ,  $\Delta_c$  и  $\Delta_d$  — погрешности каждого из преобразователей, принимаемые равными погрешности  $\Delta$ .

Очевидно, что погрешность во втором варианте будет меньше погрешности первого варианта при выполнении условия

$$2\Delta < \Delta_{\text{нл}} + 2\Delta_n + \Delta_{\text{зап}}. \quad (148)$$

Погрешность при использовании третьего варианта (предварительной настройки преобразователей на нуль) определяется по формуле

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_b + \Delta_d - 2\Delta_n = 2\Delta_{\text{нл}} + 4\Delta_n, \quad (149)$$

где  $\Delta_b$ ,  $\Delta_d$  и  $\Delta_n$  — погрешности преобразователей при показаниях  $b$ ,  $d$  и нуле.

В четвертом варианте (использование жесткого штыря взамен одного из преобразователей, без настройки в начальном положении преобразователя на нуль) получим

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_c - \Delta_d + \Delta_{\text{зап}} = \Delta_{\text{нл}} + 2\Delta_n + \Delta_{\text{зап}}. \quad (150)$$

И, наконец, для пятого варианта (использование штыря взамен преобразователя, настройка преобразователя на нуль) имеем

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_d - \Delta_n = \Delta_{\text{нл}} + 2\Delta_n. \quad (151)$$

Из приведенного анализа погрешностей при различных вариантах контрольно-измерительного устройства следует: чем проще устройство и чем меньше оно содержит индуктивных преобразователей и других элементов, тем выше их точность.

Кроме контроля конусности детали, часто возникает задача проверки конуса, т. е. контроля отклонения формы детали от конуса, которое определяют по формуле

$$K_{\Delta} = D_1 - mD_2, \quad (152)$$

где  $K_{\Delta}$  — отклонение формы детали от конуса;  $D_1$  и  $D_2$  — диаметры детали в местах измерения;  $m$  — степень конусности детали, т. е. отношение наибольшего и наименьшего диаметров детали, выполненной без отклонений от правильной конусной формы.

В этом случае схема измерительного устройства должна функционировать по формуле (141) либо (144).

Преобразователи устанавливают по эталону, так, что при отступлении отклонений формы конуса их показания равны нулю.

Погрешности в этом случае определяют по приведенным выше формулам.

Подробное рассмотрение методов контроля конусности детали произведено здесь по той причине, что этот пример является типичным. Из него следует, что часто встречаются задачи суммирования или вычитания показаний преобразователей, умножения их на постоянный коэффициент и запоминания их на время измерений. С другой стороны, на этом примере рассмотрены типичные приемы упрощения схем измерительных устройств (уменьшение числа запоминающих, суммирующих и вычитающих устройств вплоть до нуля).

При контроле бочкообразности (корсетности) деталь измеряют обычно в трех местах (рис. 38, в), причем бочкообразность  $B$  детали определяют по формуле

$$B = \frac{D_1 + D_3}{2} - D_2, \quad (153)$$

где  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$  — диаметры детали в местах измерения.

Бочкообразность определяется также выражением

$$B = \frac{a + b + f + e}{2} - (c + d), \quad (154)$$

где  $a$ ,  $c$ ,  $f$  — показания преобразователей в начальном положении;  $b$ ,  $d$ ,  $e$  — показания преобразователей при повороте детали на половину оборота.

Очевидно этот случай в отношении погрешностей полностью аналогичен первому варианту измерения конусности детали (141). Здесь могут быть использованы все пять вариантов, аналогичных вариантам измерения конусности детали. В частности, при пятом варианте взамен одного из преобразователей использован штырь с подпружиненной кареткой, на которой укреплены остальные два преобразователя, и показания преобразователей в начальном положении устанавливаются на нуль. Тогда бочкообразность определится по формуле

$$B = d - e, \quad (155)$$

а погрешность

$$\Delta_{\Sigma} = 2\Delta_{нл} + 4\Delta_{п}. \quad (156)$$

Величины эксцентриситета  $\mathcal{E}$  вала или отверстия, несоосности  $C$  двух номинально соосных отверстий или валов и перпендикулярности  $\Pi$  торца вала к оси вращения измеряют примерно по одной

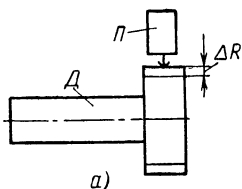
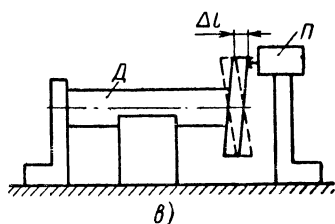
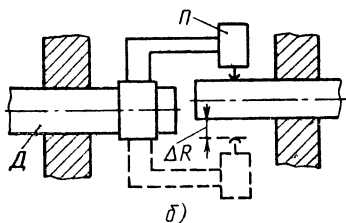


Рис. 39. Конструктивные схемы устройств для контроля:

а — эксцентриситета детали; б — несоосности двух номинально соосных валов; в — неперпендикулярности торца детали к оси ее вращения



метрологической схеме (рис. 39). По этой схеме контролируемая деталь  $D$  совершает полный оборот относительно преобразователя  $\Pi$ , а измеряемая величина определяется как полусумма максимального  $a_{\max}$  и минимального  $a_{\min}$  показаний преобразователя:

$$\left. \begin{aligned} \vartheta &= \frac{\Delta R}{2} = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{2}; \\ C &= \frac{\Delta R}{2} = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{2}; \\ n &= \frac{\Delta l}{2} = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (157)$$

Если исключить субъективные ошибки оператора, выражающиеся в неточности считывания максимального и минимального пока-

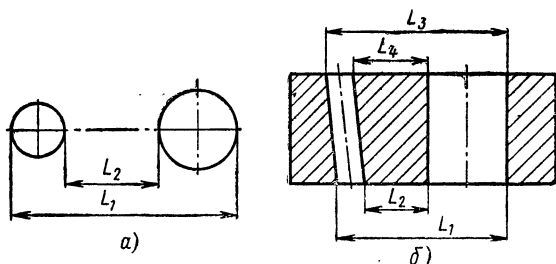


Рис. 40. К определению межцентрового расстояния (а) непараллельности (угла скрещивания) двух осей (б)

заний преобразователя, то погрешность в этом случае определяется по формуле

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_{\text{нл}} + 2\Delta_{\text{п}}. \quad (158)$$

При измерениях отклонений межцентрового расстояния  $Ц$  двух валов или отверстий (рис. 40, а) пользуются формулой

$$Ц = \frac{\Delta L_1 + \Delta L_2}{2}, \quad (159)$$

где  $\Delta L_1$  и  $\Delta L_2$  — отклонения наибольшего и наименьшего расстояний между валами или отверстиями.

Эти отклонения контролируют четырьмя или двумя преобразователями. В последнем случае два преобразователя из четырех заменяют штырями, жестко связанными с двумя другими преобразователями. Для первого случая получим

$$\Delta_{\Sigma} = 4\Delta, \quad (160)$$

а для второго

$$\Delta_{\Sigma} = 2\Delta, \quad (161)$$

где  $\Delta$  — погрешность одного преобразователя.

Аналогично контролируют непараллельность или угол скрещивания  $У$  двух валов или отверстий (рис. 40, б):

$$У = \frac{\Delta L_1 - \Delta L_3 + \Delta L_2 - \Delta L_4}{2}, \quad (162)$$

где  $\Delta L_1$  и  $\Delta L_3$  — наибольшие расстояния между валами или отверстиями;  $\Delta L_2$  и  $\Delta L_4$  — наименьшие расстояния. Погрешность измерения равна погрешности преобразователя, умноженной на их число.

Аналогично можно выбрать метрологические схемы измерения и определить возникающие погрешности и для других встречающихся конкретных случаев контроля деталей машиностроительного, приборостроительного и других производств.

## **МЕТОДЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

### **19. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Несмотря на развитие в последние годы методов физического и математического моделирования, окончательно характеристики преобразователей можно определить только экспериментально.

Подвергать испытаниям обязательно следует каждый изготовленный образец преобразователя.

Различают следующие три вида испытаний: контрольные (приемо-сдаточные), типовые (периодические) и первоначальные.

Первоначальные испытания производят после разработки новых типов преобразователей, значительно отличающихся по своей технической характеристике или конструкции от применявшихся ранее преобразователей. Первоначальные испытания, как правило, состоят в исследовании преобразователя и электрической схемы, в результате которого определяются не только фактические характеристики преобразователя, но и влияние различных факторов на эти характеристики. Часто задачей первоначальных испытаний является также улучшение технических характеристик преобразователя.

Типовые испытания преобразователей производят после разработки новых типов преобразователей или после таких изменений конструкции, электрической схемы или технологии изготовления преобразователей, которые могут привести к изменению технических характеристик преобразователя. При единичном изготовлении преобразователей каждый из них подвергают типовым испытаниям.

При типовых испытаниях преобразователей проверяют их соответствие всем требованиям технических условий.

Контрольные (приемо-сдаточные) испытания производят при серийном (в том числе и мелкосерийном) изготовлении преобразователей и испытаниям подвергают каждый изготовленный экземпляр преобразователя. Результаты контрольных испытаний заносят в выпускной аттестат (паспорт) преобразователя, примерная форма которого приведена в приложении.

При контрольных испытаниях, производят:

- 1) внешний осмотр, при котором устанавливают отсутствие заметных на глаз дефектов и механических повреждений;
- 2) измерение электрических параметров: величин сопротивлений обмоток, электрической прочности изоляции;
- 3) измерение величины измерительного усилия, плавности перемещения и величины хода измерительного щупа;
- 4) снятие выходных характеристик для одного-двух рабочих диапазонов измерения;
- 5) определение вариации показаний.

Успешное использование индуктивных преобразователей может быть гарантировано только при строгом соблюдении всего комплекса организационно-технических мероприятий, особенно важных из которых следующие:

- 1) составление и согласование со всеми заинтересованными специалистами технических условий на преобразователь;
- 2) проведение первоначальных типовых и контрольных испытаний с заполнением на каждый экземпляр изготовленного преобразователя выпускного аттестата (паспорта), подписанного контролером, проводившим испытания. Функции сборщика преобразователя и контролера не должны совмещаться.

Для определения погрешностей преобразователей необходим испытательный стенд, позволяющий закреплять преобразователь неподвижно и смещать с помощью механизма плавной микроподдачи его измерительный шуп (якорь) с точным отсчетом величины смещения. Для этой цели используют любое прецизионное измерительное устройство с возможностью измерений координатных перемещений. На рис. 41 показано использование универсального координатного микроскопа типа УИМ-21 для определения погрешностей индуктивных преобразователей. При отсутствии универсальных измерительных устройств необходимо изготовить специальный испытательный стенд. Упрощенная кинематическая схема такого стенда приведена на рис. 42. Он имеет механизм для микроперемещения, состоящий из рукоятки 1, микрометрического винта 2, перемещающего каретку 3. Каретка смещает измерительный шуп преобразователя 4, смещение которого контролируется прецизионным индикатором 5.

На таком испытательном стенде определяют вариацию показаний, основную и дополнительную погрешности и снимают выходную характеристику преобразователя.

Погрешности преобразователей могут быть определены с помощью концевых мер (плиток), если преобразователь закрепить, например, на стойке оптиметра (рис. 43).

Для повышения точности измерений необходимо перемещение  $l_k$  в каждой точке определять как среднее арифметическое значение перемещений  $l_{ki}$  нескольких измерений при настройке одной и той же величины выходного сигнала:

$$l_k = \frac{\sum_{i=1}^n l_{ki}}{n}, \quad (163)$$

где  $n$  — число измерений;  $k$  — номер точки, в которой проводится данная серия измерений.

Можно производить серию измерений одной точки и иначе, устанавливая при каждом измерении одно и то же перемещение и определяя среднее арифметическое значение показаний (выходной величины)  $I_k$  по значениям отдельных показаний  $I_{ki}$ :

$$I_k = \frac{\sum_{i=1}^n I_{ki}}{n}. \quad (164)$$



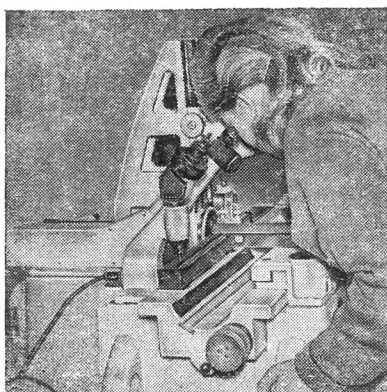


Рис. 41. Определение погрешностей преобразователей на универсальном измерительном микроскопе типа УИМ-21

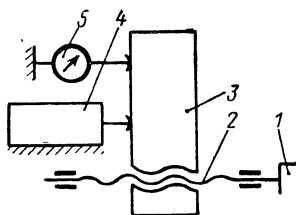


Рис. 42. Упрощенная схема испытательного стенда для определения погрешностей преобразователей

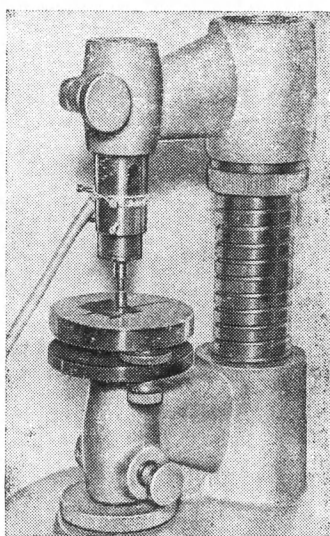


Рис. 43. Использование концевых мер (плиток) для определения погрешностей преобразователей

Среднее квадратичное отклонение результатов измерения определяется соответственно по одной из формул

$$\sigma_l = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (l_{ki} - l_k)^2}{n-1}}; \quad (165)$$

$$\sigma_I = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (I_{ki} - I_k)^2}{n-1}}. \quad (166)$$

Индекс в обозначениях  $\sigma_i$  и  $\sigma_I$  обычно принято отбрасывать, принимая просто  $\sigma$ , так как всегда точно известно, как производилось измерение — установкой значения перемещения или выходной величины. Основная абсолютная погрешность определяется по формулам (4) — (7).

Определим число измерений, необходимых для получения результатов с заданной точностью и доверительной вероятностью.

Как известно [11, 29], отклонение среднего квадратичного значения измеряемой величины от истинного значения (математического ожидания) при малом числе измерений определяется по формуле расчета доверительных интервалов при законе распределения Стьюдента

$$\varepsilon = \pm t_{q, n-1} \frac{\sigma}{\sqrt{n}}, \quad (167)$$

где  $t_{q, n-1}$  — величина, определяемая по таблице Стьюдента — Фишера [11, 29] по доверительной вероятности  $1-q$  и числу степеней свободы  $k=n-1$ .

Формула (167) преобразуется к виду

$$n = \left( \frac{\sigma t_{q, n-1}}{\varepsilon} \right)^2. \quad (168)$$

По формуле (168) методом последовательных приближений находят необходимое число измерений для определения измеряемой величины с точностью  $\pm \varepsilon$  и доверительной вероятностью  $1-q$ . Обычно доверительную вероятность выбирают в пределах 90—99,5%. Величину  $\sigma$  необходимо предварительно определить на основании предварительного эксперимента (или задаться ею).

Однако и сама величина среднего квадратичного отклонения, определенная на основании серии измерений, не совсем точна, так как она является выборочным средним квадратичным отклонением [29].

Погрешность  $\Delta\sigma$  определения среднего квадратичного отклонения  $\sigma$  при числе измерений  $n > 30$  распределяется по закону, близкому к нормальному, и находится по формуле

$$\Delta\sigma = \frac{\sigma}{\sqrt{2(n-1)}}. \quad (169)$$

Поэтому рекомендуется определять среднее квадратичное отклонение на основании серии измерений с числом измерений, на порядок большим, чем число измерений серии для определения погрешностей преобразователей. Практически среднее квадратичное отклонение результатов измерений находят на основании обработки всего экспериментального материала, т. е. всех серий измерений, каждая из которых проводится для определения лишь одной из составляющих основной или дополнительной погрешности преобразователей.

Необходимо учитывать, что хотя формулы (5)—(7) теоретически имеют доверительную вероятность 99,7%, но вследствие того, что в них используется не теоретическое значение среднего квадратичного отклонения, а его экспериментальное (выборочное), т. е. приближенное значение, их доверительная вероятность практически составляет 95—98%, что вполне достаточно для практических целей.

Дополнительные погрешности определяют путем изменения влияющих факторов от их значений в номинальных условиях. Для

изменения напряжения питания достаточно включить схему преобразователя через регулируемый автотрансформатор. Для изменения окружающей температуры используют климатический шкаф или термокамеру, которые можно заменить для этой цели термостатом и холодильником. Для изменения величины рабочего воздушного зазора используют сменные прокладки с различными толщинами.

На рис. 44 показан стенд для определения величины измерительного усилия. Груз 1 через рычаг 2 воздействует на измерительный шуп 3 преобразователя 4. Величину измерительного усилия определяют подбором веса груза.

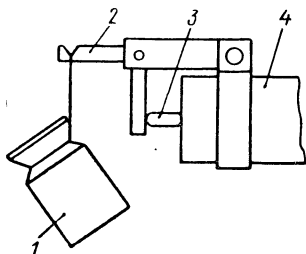


Рис. 44. Стенд для определения измерительного усилия

Для исследования влияния боковых нагрузок и определения максимальной величины боковой силы, не вносящей существенных погрешностей, к измерительному шупу преобразователя прикладывают силу, которую создают грузами различного веса.

Дрейф нуля преобразователя в статике определяют путем наблюдения (либо регистрации) его выходного сигнала.

Если предполагается использовать преобразователь для напряженной работы, необходимо определять дрейф нуля при работе преобразователя с непрерывно изменяющейся измеряемой величиной. Для этого можно использовать стенд, в котором осуществляется возвратно-поступательное перемещение измерительного шупа на всем диапазоне измерения (рис. 45). Возвратно-поступательное перемещение измерительного шупа испытуемого преобразователя создается эксцентриком, вращаемым электродвигателем. Визуальный контроль за перемещением осуществляется отсчетной головкой.

Максимальную статическую погрешность преобразователя определяют как сумму основной и дополнительных погрешностей. Практически максимальную погрешность  $\Delta_{\max}$  на основании экспериментов удобно определять по формуле

$$\Delta_{\max} = \pm \frac{l_a - l_b + 6\sigma}{2}, \quad (170)$$

где  $l_a$  и  $l_b$  — соответственно среднее арифметическое значение размеров, полученных на основании серии измерений, с наибольшим отклонением дополнительных факторов (температуры окружающей среды, напряжения питающей сети, величины рабочего воздушного зазора и т. п.) в одну и в другую сторону от номинальных значений.

Определение динамических погрешностей можно разделить на три типовых случая:

а) определение динамических характеристик, когда существенное значение имеет только быстродействие (время срабатывания) измерительно-командного устройства;

б) определение динамических характеристик, когда существенны только амплитудные погрешности;

в) определение динамических характеристик, когда существенны как амплитудные, так и фазовые погрешности и когда необхо-

димо экспериментально определить частотные характеристики (или передаточные функции).

Рассмотрим способы определения динамических характеристик для всех приведенных случаев.

На рис. 46 показана схема установки для экспериментального определения быстродействия (времени срабатывания) преобразователей в комплекте с измерительно-командным устройством. Установка состоит из ползуна (суппорта) 1, который перемещается двигателем 2 через редуктор 3 и при помощи ходового винта 4. Ползун 1 воздействует на измерительный щуп преобразователя 5. Положение ползуна 1 контролируется механической либо оптико-механической измерительной головкой 6. Кроме того, имеется фотоаппарат 7, сфокусированный на шкалу головки 6, и лампа-вспышка 8, получающая команду от контактов, управляемых преобразователем 5.

Для определения времени срабатывания преобразователя 5 в комплекте с измерительно-командным устройством вначале устанавливают, в каком положении ползуна 1 преобразователь 5 выдает команду в статике. Затем фотографированием шкалы головки 6 фотоаппаратом 7 определяют положение ползуна 1, при котором выдается команда при интересующей нас скорости перемещения ползуна. Фотоаппарат заряжают, взводят и ставят на продолжительную выдержку. В тот момент, когда лампа-вспышка 8 загорится, произойдет экспонирование фотопленки, т. е. фотосъемка.

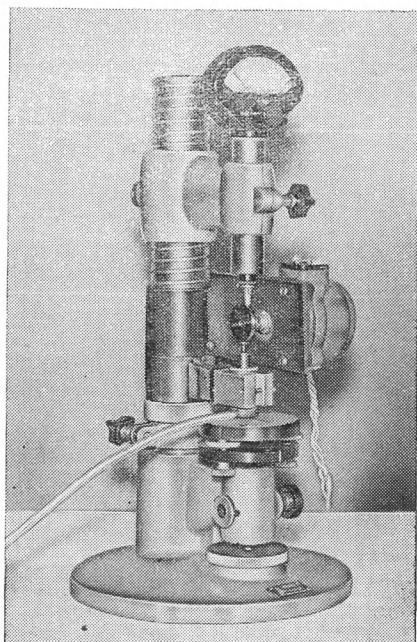
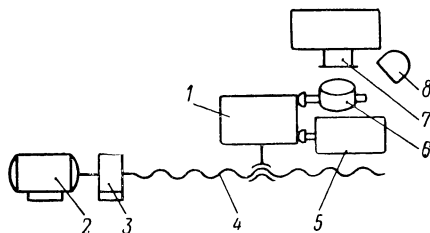


Рис. 45. Стенд для испытаний преобразователей в режиме непрерывной работы

Рис. 46. Схема стенда для определения быстродействия преобразователей



После проявления фотопленки, на ней можно прочесть через лупу показания головки 6. Опыт необходимо производить при слабом освещении, чтобы избежать засветки фотопленки.

Время срабатывания  $t_{ср}$  определяют по формуле

$$t_{ср} = \frac{l_d - l_{ст}}{v}, \quad (171)$$

где  $l_{ст}$  — положение ползуна при замыкании контакта в статике;  
 $l_d$  — положение ползуна при замыкании контакта в динамике;  
 $v$  — скорость перемещения ползуна.

Для практического определения влияния амплитудных погрешностей (второй типовой случай) рекомендуется уменьшить скорость процесса вдвое. Если показания приборов при этом изменятся, то амплитудные погрешности существенны. Амплитудные погрешности можно определить, повторив измерения в статическом режиме. При контроле аналогичных деталей относительные амплитудные погрешности (изменения показания отсчетного прибора в процентах) можно считать примерно одинаковыми. Такой путь определения погрешностей не всегда возможен и, если условия измерения (контроля) значительно изменяются, он приводит к большим ошибкам. Это третий типовой случай, и необходимо экспериментально определять частотные характеристики.

Для непосредственного определения частотных характеристик преобразователя в комплекте с измерительно-отсчетным либо измерительно-командным устройствами можно использовать стенд, аналогичный ранее описанному стенду для определения дрейфа нуля при непрерывной работе преобразователя (рис. 45). Двигатель вращения эксцентрика должен быть в этом случае регулируемым. Кроме того, у него должен быть указатель фазы эксцентрика, т. е. должен фиксироваться момент прохождения какой-либо определенной точки эксцентрика относительно фиксированной неподвижной

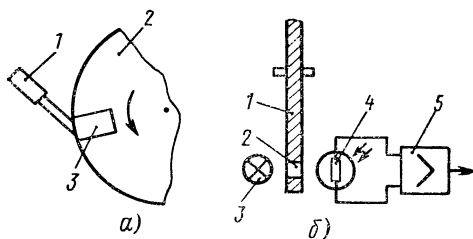


Рис. 47. Путевой преобразователь для фиксации начала отсчета фазы входного перемещения:

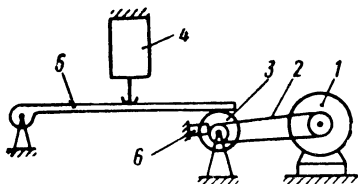
а — электрошесточный; б — фотоэлектрический

точки. Такая фиксация достигается проще всего с помощью электрошесточного либо фотоэлектрического путевого преобразователя.

В электрошесточном преобразователе (рис. 47, а) используется проволоочная щетка от вводных устройств счетно-перфорационных машин. Щетка 1 контактирует с эксцентриком 2 (с торцом либо

боковой поверхностью). Эксцентрик выполняется из электропроводящего материала (металла) и имеет вставку 3 из изоляционного материала, например текстолита. Щетка с эксцентриком включены в электрическую цепь, которая размыкается один раз за оборот эксцентрика, указывая начало следующего оборота. Если при записи выходного сигнала измерительного устройства с индуктивным преобразователем одновременно записывать на том же приборе величину тока в цепи щетка—эксцентрик, то по результатам записи легко определить сдвиг фаз между входным (перемещением измерительного щупа преобразователя) и выходным сигналами.

Рис. 48. Упрощенная схема стенда для снятия частотных характеристик преобразователей



На рис. 47, б показан фотоэлектрический вариант фиксатора положения. Эксцентрик 1 в этом случае имеет сквозное отверстие 2, через которое лампочка 3 может засвечивать фотоприемник 4, например фотосопротивление. Фотоприемник через усилитель 5 подает сигнал на запись, фиксируя начало оборота эксцентрика 1.

Для снятия частотных характеристик необходимо произвести испытания при различных скоростях вращения приводного двигателя. Один оборот двигателя соответствует одному периоду изменения входной величины, так как за один оборот эксцентрика происходит полное возвратно-поступательное перемещение измерительного щупа испытываемого преобразователя по синусоидальному закону.

По результатам испытаний преобразователя строят амплитудно-частотную, фазочастотную и амплитудно-фазовую характеристики.

На рис. 48 приведена упрощенная кинематическая схема более совершенного стенда для снятия частотных характеристик преобразователей. В нем приводной двигатель 1 передает вращение на эксцентрик 3 через ременную передачу 2. Эксцентрик 3, в свою очередь, передает возвратно-поступательное перемещение на преобразователь 4 через промежуточный рычаг 5. В схеме стенда имеется фиксатор 6, аналогичный описанному выше электрощеточному или фотоэлектрическому. Вынесение приводного двигателя за пределы стенда уменьшает вредные вибрации. На стенде можно испытывать преобразователи с различными диапазонами измерения. Для настройки требуемой величины перемещения измерительного щупа преобразователя, последний смещают в нужное положение вдоль рычага 5.

Изготовление стендов для снятия частотных характеристик весьма трудоемко, так как они должны быть изготовлены с высокой точностью для того, чтобы не вносить значительных погрешностей при испытаниях прецизионных преобразователей.

Значительно более приемлемым во многих случаях представляется экспериментальное определение переходной характеристики, которое осуществляется путем снятия кривой переходного процесса

под воздействием скачкообразного возмущения. По переходной характеристике строят частотные характеристики [25].

На рис. 49, *а* показана установка для задания скачкообразного возмущения. Преобразователь 1 своим щупом 2 упирается в упор 3 через пластину 4. Щуп 2 преобразователя 1 и пластина 4 образуют контакты электрической цепи, состоящей из источника тока 5

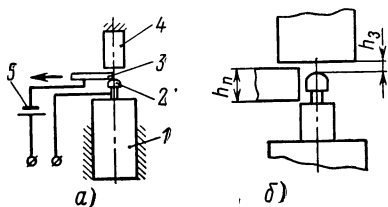


Рис. 49. Схемы задания скачкообразного возмущения:

*а* — при величине скачка, равной 0,05 мм и более;  
*б* — при величине скачка менее 0,05 мм

и шлейфа осциллографа (на рисунке не показан). Выходной сигнал преобразователя 1 также подается на осциллограф. При выдергивании пластины 4 происходит переходный процесс, и щуп 2 преобразователя 1 перемещается до упора 3.

На рис. 50 показана осциллограмма переходного процесса в индуктивном преобразователе, причем первый шлейф осциллографа (верхняя кривая) включен параллельно отсчетному прибору, а второй шлейф подключен к контактам, образованным щупом 2 преобразователя и пластиной 4, (см. рис. 49, *а*) и показывает начало переходного процесса. Отметки времени на осциллограмме следуют через каждые 0,02 с. Для построения переходной характеристики преобразователя необходимо снять осциллограмму несколько раз

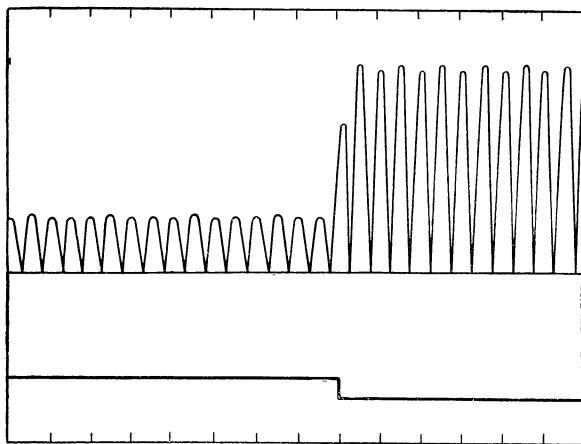


Рис. 50. Осциллограмма переходного процесса в преобразователе

так, чтобы пластина выдерживалась в различные моменты относительно нулевой фазы частоты сети. Это связано с тем, что время переходного процесса мало и соизмеримо со временем полупериода напряжения сети и потому на одной осциллограмме имеется всего несколько точек переходной характеристики.

На рис. 51 показана запись переходного процесса в индуктивном преобразователе, измерительной схеме и самопишущем приборе на ленте последнего. Время переходного процесса составляет примерно 3 с, что объясняется главным образом большой инерционностью примененного самопишущего прибора.

Если требуется создать весьма малые скачкообразные возмущения, то можно использовать стенд, показанный на рис. 49,б. Здесь пластина также ограничивает перемещение щупа преобразователя, однако в нее упирается не щуп, а наконечник, на котором укреплен щуп. В этом случае величины перемещения щупа  $h_a$  (величина скачкообразного возмущения) может быть настроена во много раз меньше толщины пластины  $h_n$ .

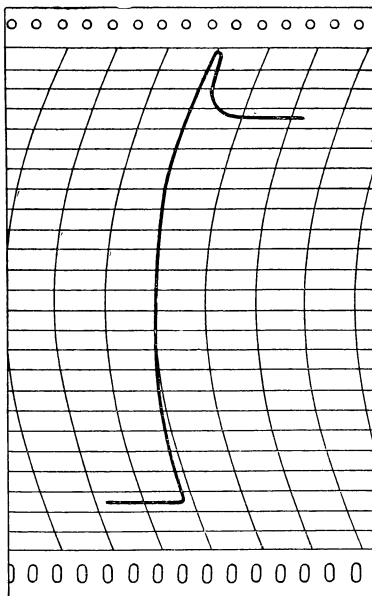


Рис. 51. Кривая переходного процесса в преобразователе, схеме и самопишущем приборе

## 20. ДОВОДКА КОНСТРУКЦИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Процесс разработки индуктивных преобразователей, как правило, включает этап изготовления и исследования экспериментальных образцов. На этом этапе производится доводка конструкции преобразователя, проверяются все принятые конструктивные решения и уточняются конструктивные параметры преобразователя и его схемы (число витков обмотки, напряжение питания, величина рабочего воздушного зазора, длина якоря и т. п.).

Даже при разработке индуктивных преобразователей единичного изготовления этап доводки конструкции необходим. Это не означает, что при индивидуальной разработке преобразователей необходимо всегда дважды изготавливать преобразователь (сначала экспериментальный образец, а затем промышленный). Однако после изготовления промышленного образца преобразователя, которому не предшествует изготовление и исследование экспериментального образца, необходимо проводить ряд доводочных работ: перемотку



обмоток преобразователя (либо подбор напряжений питания его обмоток), уточнение всех параметров электрической схемы, регулировку величины рабочего воздушного зазора и т. п.

После изготовления промышленных образцов преобразователей необходим этап их испытания (по программе первоначальных испытаний), целью которого является определение фактических параметров и характеристик преобразователя.

При разработке преобразователей фактические параметры обмоток часто не совпадают с расчетными. Для определения необходимых обмоточных данных рекомендуется провести экспериментальное определение требуемого напряжения питания обмоток и дальнейший перерасчет обмоток на запроектированное напряжение питания. Для этого электрическую схему преобразователя подключают к сети через регулируемый автотрансформатор (например, типа ЛАТР или РНО) и его напряжение увеличивают до тех пор, пока в обмотках преобразователя не потечет ток, выбранный при расчете величины. После этого проверяют наличие недопустимого перегрева обмоток. Если условия охлаждения обмоток хорошие, то плотность тока в обмотках можно принять больше  $2,5 \text{ А/мм}^2$ . Затем измеряют величину напряжения обмотки преобразователя.

Перерасчет обмотки ведут по приближенным формулам

$$m = \frac{U_{\text{тр}}}{U_{\phi}}; \quad (172)$$

$$\omega_{\text{тр}} = m\omega_{\phi}; \quad (173)$$

$$d_{\text{тр}} = \frac{d_{\phi}}{\sqrt{m}}; \quad (174)$$

$$I_{\text{тр}} = \frac{I_{\phi}}{m}, \quad (175)$$

где  $m$  — коэффициент перерасчета;  $U_{\phi}$ ,  $I_{\phi}$ ,  $\omega_{\phi}$ ,  $d_{\phi}$  — фактические, а  $U_{\text{тр}}$ ,  $I_{\text{тр}}$ ,  $\omega_{\text{тр}}$ ,  $d_{\text{тр}}$  — требуемые значения соответственно напряжения, тока, числа витков и диаметра провода обмотки.

При индивидуальной разработке преобразователей можно не перематывать обмотки преобразователя, а следует изменить напряжение питания схемы преобразователя. Для этой цели очень удобны многообмоточные трансформаторы, обмотки которых выполнены по троечной системе [34, 40]. Такие трансформаторы имеют конструкции и габаритные размеры обычного трансформатора, возможность настройки величины выходного напряжения в широких пределах и малую дискретность (шаг) и могут быть легко изготовлены путем перемотки обычных трансформаторов (рис. 52).

На рис. 53 приведена схема такого трансформатора с двумя комплектами вторичных обмоток, выполненных на напряжениях 1, 3, 9, 27 и 81 В. На этом трансформаторе можно настроить два одинаковых вторичных напряжения для питания схем дроссельных преобразователей. Напряжения настраиваются в пределах от 0 до 121 В через каждый вольт, т. е. с точностью  $\pm 0,5 \text{ В}$  ( $\pm 0,4\%$ ). Настройку вторичного напряжения производят за счет выбора нужных обмоток и согласного либо встречного их включения. На рис. 53 показана схема трансформатора с двумя комплектами обмоток; на левом комплекте обмоток соединена схема для 60 В (включение обмоток произведено по схеме 0, —, +, —, +), на правом — для 25 В (+, —, 0, +, 0).

Для наилучшего согласования преобразователя с нагрузкой необходимо выдержать равенство внутреннего сопротивления схемы преобразователя и сопротивления нагрузки в соответствии с формулой (104). Для экспериментальной проверки выполнения этого условия необходимо снять нагрузочную характеристику преобразователя. На рис. 54, *а* приведена схема для снятия нагрузочной характеристики преобразователя, а на рис. 54, *б* — вид этой характеристики, т. е. зависимость мощности  $P$ , выделяемой в нагрузке, от величины сопротивления  $R_n$  нагрузки. Мощность определяют с помощью амперметра и вольтметра. Максимуму мощности  $P_{\max}$  соответствует оптимальное значение сопротивления нагрузки  $R_{n, \text{опт}}$ .

У преобразователей с проходным якорем необходимо подбирать его длину. На рис. 55 приведены выходные характеристики дифференциально-трансформаторного преобразователя для якоря оптимальной длины (1), длиной больше оптимальной (2) и длиной меньше оптимальной (3).

При доводке конструкции преобразователя иногда необходимо изменить его размеры. В этом случае полезно знать теоремы подобия электромагнитных систем (при отсутствии насыщения).

1. Геометрически подобные электромагнитные системы, у которых ампер-витки приложены в тех же участках и в тех же направлениях, имеют магнитные поля одинаковой конфигурации.

2. При увеличении всех размеров электромагнитной системы в  $K$  раз величины магнитной индукции и напряженности поля в со-

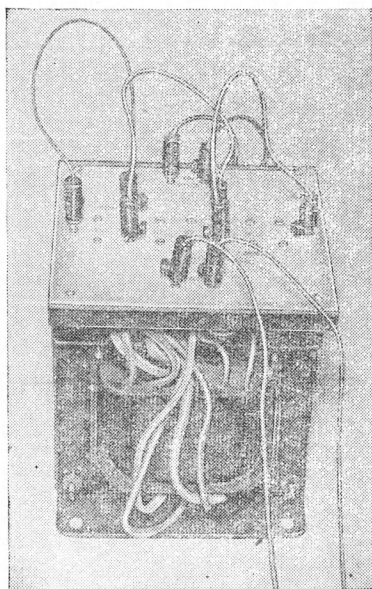


Рис. 52. Общий вид настраиваемого трансформатора с обмотками, выполненными по трончной системе

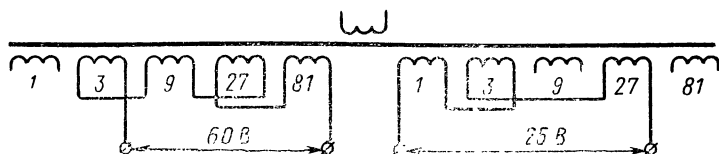


Рис. 53. Схема трансформатора с двумя комплектами обмоток, выполненных по трончной системе (на левом комплекте обмоток показан пример набора 60 В, а на правом — 25 В).

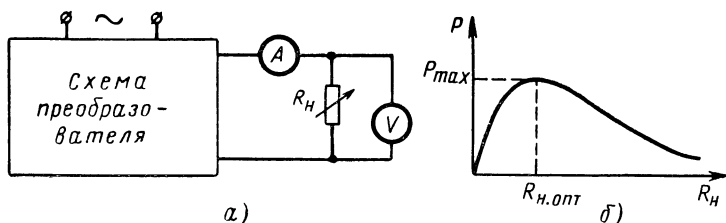


Рис. 54. Снятие нагрузочной характеристики преобразователя:  
а — схема; б — нагрузочная характеристика

ответствующих сечениях и точках не изменяются, а величина магнитного потока возрастает к  $K^2$  раз.

3. При увеличении всех размеров электромагнитной системы (включая диаметр провода обмотки) в  $K$  раз величина тока, потребляемая мощность в обмотке и выделение тепла возрастают в

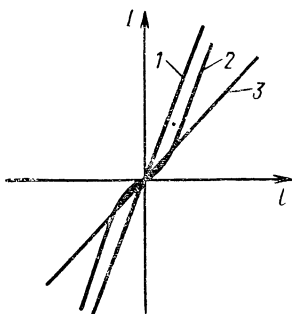


Рис. 55. Выходные характеристики дифференциально-трансформаторного преобразователя:

1 — при оптимальной длине якоря; 2 — при длине якоря больше оптимальной; 3 — при длине якоря меньше оптимальной

$K$  раз, плотность тока в обмотке уменьшается в  $K$  раз; теплоотдача возрастает в  $K^2$  раз и условия охлаждения улучшаются в  $K$  раз. Число витков обмотки при этом считается неизменным.

4. Для того чтобы при увеличении всех размеров электромагнитной системы в  $K$  раз условия охлаждения и число витков обмотки не изменялись, величину тока обмотки необходимо увеличить в  $\sqrt{K^3}$  раз. Величины магнитной индукции и напряженности поля в соответствующих сечениях и точках магнитной цепи возрастают в  $\sqrt{K}$  раз, а мощность, потребляемая обмоткой, и выделение тепла возрастают в  $K^2$  раз.

При изучении влияния какого-либо фактора на характеристики преобразователя необходимо стремиться изменять только изучаемый фактор, нейтрализовав изменения всех остальных. Это не всегда удается, так как действие большинства факторов носит случайный характер. В таких случаях влияние измененного фактора можно проанализировать методами дисперсионного анализа [29], одного из методов математической статистики, основанного на сравнении квадратов средних квадратичных отклонений (дисперсий).

---

## ПРИЛОЖЕНИЕ

---

(наименование министерства или ведомства)

---

(наименование завода-изготовителя)

---

(адрес завода-изготовителя)

### ВЫПУСКНОЙ АТТЕСТАТ

на преобразователь индуктивный типа . . . . .

Зав. № . . . . .

### ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

- |                              |           |
|------------------------------|-----------|
| 1. Пределы измерения         | . . . . . |
| 2. Чувствительность          | . . . . . |
| 3. Относительная погрешность | . . . . . |
| 4. Рабочий ход якоря         | . . . . . |
| 5. Полный ход якоря          | . . . . . |
| 6. Присоединительные размеры | . . . . . |
| 7. Габаритные размеры        | . . . . . |
| 8. Масса                     | . . . . . |
| 9. Номер ТУ                  | . . . . . |

### РЕЗУЛЬТАТЫ ПРОВЕРКИ

- |  |                       |
|--|-----------------------|
| 1. Преобразователь соответствует чертежам и техническим требованиям на изготовление и сборку |                       |
| 2. Сопротивление изоляции обмоток  | . . . . и . . . . кОм |
| 3. Измерительное усилие не более   | . . . . . Н           |

4. Величины перемещений, соответствующие сигналам преобразователя:

б) на первой шкале (напряжение на обмотках . . . . . В)

б) на второй шкале (напряжение на обмотках . . . . . В)

Деления шкалы	Перемещения в мкм	Приращения в мкм
+50	. . . . .	. . . . .
+40	. . . . .	. . . . .
+30	. . . . .	. . . . .
+20	. . . . .	. . . . .
+10	. . . . .	. . . . .
0	. . . . .	. . . . .
-10	. . . . .	. . . . .
-20	. . . . .	. . . . .
-30	. . . . .	. . . . .
-40	. . . . .	. . . . .
-50	. . . . .	. . . . .

Деления шкалы	Перемещения в мкм	Приращения в мкм
+50	. . . . .	. . . . .
+40	. . . . .	. . . . .
+30	. . . . .	. . . . .
+20	. . . . .	. . . . .
+10	. . . . .	. . . . .
0	. . . . .	. . . . .
-10	. . . . .	. . . . .
-20	. . . . .	. . . . .
-30	. . . . .	. . . . .
-40	. . . . .	. . . . .
-50	. . . . .	. . . . .

### КОМПЛЕКТНОСТЬ ПОСТАВКИ

1. Преобразователь
2. Инструкция по применению
3. Выпускной аттестат

Контролер ОТК \_\_\_\_\_  
(подпись)

Место  
печати

" \_\_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 197 г.

1. Агейкин Д. И., Костина Е. И., Кузнецова Н. И. Датчики контроля и регулирования. Машгиз, 1965, 928 с.
2. Агурский М. С., Вульфсон И. А., Ратмиров В. А. Числовое программное управление станками. «Машиностроение», 1966, 379 с.
3. Безикович Я. С. Приближенные вычисления, Гостехиздат, 1949, 463 с.
4. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. «Наука», 1972, 767 с.
5. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. «Энергия», 1964, 464 с.
6. Вавилов А. А. и Солодовников А. И. Экспериментальное определение частотных характеристик автоматических систем. Госэнергоиздат, 1963, 252 с.
7. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. «Наука», 1971, 288 с.
8. Добрынин К. М. и Пан Чжун-Чжен. Вопросы динамической точности приборов автоматического контроля размеров. Машгиз, 1963, 248 с.
9. Егоров К. В. Основы теории автоматического регулирования. «Энергия», 1967, 648 с.
10. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. «Энергия», 1972, 528 с.
11. Зайдель А. Н. Элементарные оценки ошибок измерения. «Наука», 1967, 89 с.
12. Зарипов М. Ф. Преобразователи с распределенными параметрами для автоматики и информационно-измерительной техники. «Энергия», 1969, 177 с.
13. Збарский Ю. Ш. Температурная деформация индуктивных отсчетных винтов координатно-расточных станков. — «Станки и инструмент», 1965, № 10, с. 24—26.
14. Збарский Ю. Ш. Повышение точности индуктивных отсчетных систем. — «Станки и инструмент», 1967, № 6, с. 21—22.
15. Иванов А. Г., Бурдун Г. Д. и др. Измерительные приборы в машиностроении. «Машиностроение», 1964, 524 с.
16. Иванов В. А., Чемоданов Б. К., Медведев В. С. Математические основы теории автоматического регулирования. «Высшая школа», 1971. 807 с.
17. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. «Сов. радио», 1972. 592 с.

18. Княжицкий Н. И., Рашкович М. П. Индуктивные проходные преобразователи в станках с программным управлением. Машгиз, 1962. 115 с.
19. Криштул А. Ю. Преобразователь для контроля линейных перемещений. — «Измерительная техника», 1966, № 12, с. 8—9.
20. Крылов А. Н. Лекции о приближенных вычислениях. Гостехиздат, 1950. 400 с.
21. Куликовский Л. Ф. Индуктивные измерители перемещений. Госэнергоиздат, 1961. 280 с.
22. Лебедев Г. А., Жевелев Г. И., Кашепава М. А. Использование развернутых сельсинов для отсчета перемещений на тяжелых станках. — «Станки и инструмент», 1966, № 7, с. 21—24.
23. Лурье С. И. Математическое моделирование магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге. — «Электричество», 1965, № 10, с. 80—86.
24. Марков Н. Н., Кайнер Г. Б. и Сацердотов П. А. Погрешность и выбор средств при линейных измерениях. «Машиностроение», 1967, 392 с.
25. Печерина И. Н. Расчет систем автоматического управления (справочное пособие). Машгиз, 1962. 112 с.
26. Рашкович М. П., Рашкович П. М., Шкловский Б. И. Индуктивные преобразователи для автоматизации металлорежущих станков. «Машиностроение», 1972. 151 с.
27. Свириденко С. Х. и др. Элементы автоматизации металлорежущих станков, «Машиностроение», 1964. 212 с.
28. Свириденко С. Х. и др. Программное управление координатно-сверлильными станками. Машгиз, 1962. 89 с.
29. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский Н. В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений, «Наука», 1965. 511 с.
30. Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. «Энергия», 1965. 270 с.
31. Срибнер Л. А. Бесконтактные путевые переключатели повышенной точности. «Энергия», 1967. 70 с.
32. Срибнер Л. А. Определение магнитной проводимости при зубчатых статоре и роторе. — «Автоматика и телемеханика», т. XXI, 1960, № 1, с. 112—118.
33. Срибнер Л. А. Индуктивные и емкостные преобразователи с П-образным якорем. — «Станки и инструмент», 1966, № 5, с. 20—22.
34. Срибнер Л. А. Использование различных систем счисления для регулировочных трансформаторов. — «Электротехника», 1968, № 7, с. 13—15.
35. Срибнер Л. А. Расчет индуктивных датчиков, не имеющих стального магнитопровода. Сб. Элементы электрооборудования и автоматики металлорежущих станков (сборник трудов отдела станочной автоматики УкрНИИСИП). НИИМАШ, 1968, с. 92—97.
36. Срибнер Л. А. Экспериментальное определение динамических характеристик высокоточных датчиков перемещения. Сб. Исследования по повышению точности, надежности и автоматизации металлорежущих станков (сборник трудов УкрНИИСИП). НИИМАШ, 1971, с. 73—77.
37. Срибнер Л. А. и Шраго Л. К. Проектирование позиционных систем программного управления. Машгиз, 1962. 308 с.

38. **Срибнер Л. А. и Шраго Л. К.** Устройство для электрического деления шага. Авторское свидетельство № 147949. — «Бюллетень изобретений», 1962, № 1.
39. **Срибнер Л. А. и Шраго Л. К.** Индуктивный датчик для непрерывного отсчета угловых перемещений. ПНТПО, № 28-63-47/2, ГОСИНТИ, 1963, с. 30-32.
40. **Срибнер Л. А., Шраго Л. К.** Новый вид регулировочного трансформатора. Электротехническая промышленность, ВИННИИЭМ, вып. 269, 1966. 27 с.
41. **Ступель Ф. А.** Электромеханические датчики и преобразователи неэлектрических величин. «Энергия», 1965. 116 с.
42. **Тищенко О. Ф. и Калитенко В. Г.** Методы проверки и наладки автоматических средств контроля размеров. «Машиностроение», 1967. 243 с.
43. **Туричин А. М.** Электрические измерения неэлектрических величин. «Энергия», 1966. 690 с.
44. **Хвалев Ю. Г., Гольц М. Е., Остреров В. М. и Шлиглер Л. А.** Входные устройства электронных усилителей для работы с индуктивными преобразователями. — «Измерительная техника», 1966, № 3, с. 48—50.
45. **Цейтлин Я. М., Аносов Н. С.** Методика определения измерительного усилия. — «Измерительная техника», 1968, № 11, с. 14—15.
46. **Цикерман Л. Я., Котляр Р. Ю.** Индуктивные преобразователи для автоматизации контроля перемещений, «Машиностроение», 1966. 112 с.
47. **Чучерников В. И.** Магнитные измерения. Изд. МГУ, 1969. 387 с.
48. **Яковлев К. П.** Математическая обработка результатов измерения. Гостехиздат, 1953. 383 с.
49. **Яковлев Л. Г.** Погрешности контрольно-измерительных приборов и датчиков. Машгиз, 1961. 156 с.
50. **Baumann E.** Die induktive Messung von mechanischen Größen "Feingerätetechnik", N 9, 1966.
51. **Breitinger R., Arnegger K.,** Blattfedereinspannungen in Meßvorrichtungen, "Industrie—Anzeiger", N 28, 1972.
52. **Cernohorsky J., Stastny A.,** Induktivni snimace k mereni mechanikych velicin, "Strojirenstvo", N 3, 1962.
53. **Diko K.** Berührungslose Abstandsmessungen im Maschinenbau, "Industrie—Anzeiger", N 40, 1962.
54. **Graf A.,** Elektronische Messgeräte für die genaue und rationelle Längenmessung, "Schweizerischen Technischen Zeitschrift", N 16, und N 17, 1964.
55. **Hart H., Eberharstt,** Zusammenhang zwischen Grundfehler und Empfindlichkeit bei Meßeirrichtungen, "Messen, steuern, Regeln", N 5, 1969.
56. **Kautsch R.,** Induktive Meßgrößenumformung, "Archiv für technisches Messen", N 418, und 419, 1970.
57. **Pohl R.** Theory of pulsating—fild machines, "The Journal" of the Institution of Electrical Engineers", N 93, p. 11, 1946.
58. **Rosler R.** Eine verbesserung on Induktivegehern, "Feingerätetechnik", N 7, 1964.
59. **Welsly V. C.,** The Theory and design of inductance coil, Macdonald, London, 1950.
60. **Woschni H. G.,** Zu den Grundlagen der induktiven Längenmessung mit Trägerfrequenz, "Feingerätetechnik", N 8, 1966.



Введение . . . . .	3
ГЛАВА I. Общие сведения . . . . .	6
1. Виды индуктивных преобразователей . . . . .	6
2. Метрологические характеристики преобразователей . . . . .	13
ГЛАВА II. Погрешности индуктивных преобразователей . . . . .	21
3. Погрешности от колебаний величины воздушного зазора . . . . .	21
4. Погрешности от колебаний величины напряжения . . . . .	24
5. Погрешности упругих и других механических элементов . . . . .	29
6. Динамические погрешности . . . . .	30
7. Прочие погрешности . . . . .	38
ГЛАВА III. Методы повышения точности индуктивных преобразователей . . . . .	40
8. Использование дифференциальных схем . . . . .	40
9. Выбор рациональной конструкции преобразователя . . . . .	43
10. Зубчатые преобразователи . . . . .	46
11. Стабилизация параметров и коррекция погрешностей преобразователей . . . . .	48
12. Некоторые практические способы повышения точности измерения при использовании индуктивных преобразователей . . . . .	49
ГЛАВА IV. Методы расчета прецизионных индуктивных преобразователей . . . . .	51
13. Особенности расчета преобразователей . . . . .	51
14. Расчет воздушных зазоров, образуемых зубчатыми поверхностями . . . . .	60
15. Экспериментальное определение характеристик магнитных материалов . . . . .	64
ГЛАВА V. Погрешности индуктивных измерительных схем . . . . .	69
16. Погрешности электрических измерительных схем . . . . .	69
17. Погрешности вычислительных схем с индуктивными преобразователями . . . . .	73
18. Погрешности сложных индуктивных измерительных устройств . . . . .	80
ГЛАВА VI. Методы экспериментального исследования прецизионных индуктивных преобразователей . . . . .	86
19. Экспериментальное определение метрологических характеристик преобразователей . . . . .	86
20. Доводка конструкций преобразователей на основе экспериментальных данных . . . . .	95
Список литературы . . . . .	101

35 коп.



«МАШИНОСТРОЕНИЕ»