

И. А. Лиманов

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С КОМБИНИРОВАННЫМ ИНДУКТИВНЫМ И ТОКОВИХРЕ- ВЫМ ЭФФЕКТОМ

Индуктивные преобразователи перемещений имеют в настоящее время широкое распространение. Однако возможности их использования ограничены. Преобразователи на частоте 50 гц имеют значительные габариты и вес. Токовихревые преобразователи на частоте 5÷20 мгц свободны от этого недостатка, но как и преобразователи на 50 гц обладают практически небольшими линейными участками характеристики $L = f(\delta)$.

Индуктивные преобразователи с токовихревым эффектом на частоте 20÷40 кгц имеют малые габариты и значительно увеличенный линейный участок характеристики. Увеличить линейность можно также путем использования дифференциальных и резонансных схем.

Комплексное магнитное сопротивление индуктивного преобразователя в переменном магнитном поле $z_m = R_m + jx_m$, где R_m и x_m — соответственно активная и реактивная составляющие магнитного сопротивления.

Величина X_m обусловлена явлением гистерезиса и вихревыми токами.

При питании преобразователей повышенной частоты вследствие поверхностного эффекта наблюдается увеличение магнитного сопротивления стали:

$$\dot{Z}_{\text{м. ст.}} = (0,45 + j0,74) \frac{l}{\Pi} \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\rho_e}} = 0,86 \frac{l}{\Pi} \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\rho_e}} \cdot e^{i\psi},$$

- где l — длина магнитопровода без зазоров;
 Π — периметр этого участка;
 ω — угловая частота;
 γ — удельная проводимость стали;

μ_2 — магнитная проницаемость, найденная из основной кривой намагничивания при действующем значении напряженности магнитного поля на поверхности стали.
59°.

Таким образом, в результате увеличения частоты возрастает полное комплексное магнитное сопротивление преобразователя.

Если магнитопровод преобразователя имеет воздушный зазор, то $\bar{Z}_M = Z_{M.ст.} + \bar{Z}_\delta$,

где $\bar{Z}_\delta = R_\delta = \frac{\delta}{\mu_0 S}$ — магнитное сопротивление воздушного зазора;
 δ , S и μ_0 — соответственно длина, площадь поперечного сечения и магнитная проницаемость воздушного зазора.

Комплексное электрическое сопротивление возбуждающей катушки индуктивного преобразователя

$$\bar{Z}_k = R_k + j\omega L_k,$$

где R_k — активное сопротивление катушки;
 ω — угловая частота;
 L_k — индуктивность катушки.

$$L_k = \frac{\dot{\psi}}{I} = \frac{w\Phi}{I} = \frac{w^2 I}{Z_M \cdot I} = \frac{w^2}{Z_M}$$

где $\dot{\psi}$ — полный поток самоиндукции;
 w — число витков катушки.

Тогда $\bar{Z}_k = R_k + j\omega \frac{w^2}{Z_M}$.

Токовихревой эффект преобразователя проявляется в действии реакции подвижного якоря на основной магнитный поток.

Чтобы учесть реакцию вихревых токов, необходимо рассмотреть возбуждающую катушку и якорь преобразователя как систему взаимосвязанных индуктивных контуров.

Комплекс полного электрического сопротивления преобразователя с учетом реакции вихревых токов:

$$\bar{Z} = \bar{Z}_k + \bar{Z}_{вн} = (R_k + R_{вн}) + j\omega (L_k + L_{вн}),$$

где $R_{вн}$ и $L_{вн}$ — активное сопротивление и индуктивность, пересчитанные в контур катушки.

$$R_{вн} = \frac{\omega^2 M^2}{R_\alpha^2 + \omega^2 L_\alpha^2} \cdot R_\alpha; \quad L_{вн} = \frac{\omega^2 M^2}{R_\alpha^2 + \omega^2 L_\alpha^2} \cdot L_\alpha,$$

где R_α и L_α — активное сопротивление и индуктивность, проявляемые контуром якоря на контур катушки возбуждения.

$L_{я}$ — индуктивность контура на поверхности якоря, по которому текут вихревые токи. Габариты контура зависят от диаметра катушки D и от коэффициента $k = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_e \gamma}}$;

k — эквивалентная глубина проникновения вихревых токов в проводящую среду;

M — коэффициент взаимоиנדукции между контурами

$$M = m \sqrt{L_k \cdot L_{я}},$$

m — коэффициент связи, зависящий от диаметра катушки и зазора между катушкой и якорем.

$$Z = \left(R_k + \frac{\omega^2 M^2}{R_{я} + \omega^2 L_{я}^2} R_{я} \right) + j\omega \left(\frac{w^2}{0,86 \frac{e}{\tau} \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu_e}} \cdot e^{j\gamma} + \frac{\delta}{|\mu_e S}} + \frac{\omega^2 M^2}{R_{я} + \omega^2 L_{я}^2} L_{я} \right)$$

Таким образом, из формулы имеем:

$$L_k = j(\delta, \omega, \gamma, \mu_e); \quad L_{вн} = j(\delta, \omega, \gamma, \mu_e, D).$$

Электропроводность γ при колебаниях температуры и магнитная проницаемость магнитопровода μ_e при уходе частоты от рабочей точки практически не сказываются на изменении индуктивности преобразователя $\Delta L = \Delta L_k + \Delta L_{вн}$.

При изменении диаметра D возбуждающей катушки преобразователя можно получить семейство кривых $L_{вн} = f(\delta)$, где большему диаметру соответствует большая степень линейности характеристики и, таким образом, влиять на величину линейного участка суммарной характеристики $L = f(\delta)$.

Основными параметрами, влияющими на изменение индуктивности, являются частота ω и воздушный зазор δ .

При использовании якоря из ферромагнитного материала следует иметь в виду, что с уменьшением зазора индуктивность катушки L_k нелинейно возрастает, т. к. $\dot{L}_k = \frac{w^2}{Z_{я}}$.

С другой стороны, реакция вихревых токов, наведенных в якоре, приводит к уменьшению индуктивности катушки L_k на величину:

$$\dot{L}_{вн} = \frac{\omega^2 M^2}{R_{я} + \omega^2 L_{я}^2} \cdot L_{я}.$$

В области малых частот $\Delta L_k \gg \Delta L_{вн}$, в области высоких частот $\Delta L_k \ll \Delta L_{вн}$ и применение якоря из ферромагнетика теряет смысл.

Поэтому должна быть выбрана оптимальная частота, которая обеспечила бы максимальную линейность шкалы для относительно больших перемещений.

После несложных преобразований можно найти $L_{вн} < m^2 L_k$.
 Если зависимость $L_k = j(\delta)$ с некоторым приближением имеет вид гиперболы, то зависимость $L_{вн} = j(\delta)$ является также кривой гиперболического вида, но с меньшей действительной полуосью.

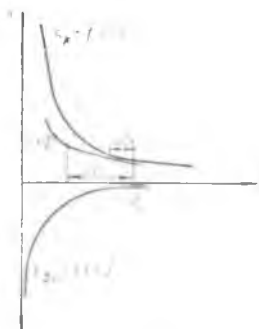


Рис. 1.

Из рис. 1 видно, что при наложении двух кривых $L_k = j(\delta)$ и $L_{вн} = j(\delta)$ линейный участок $\Delta\delta$ суммарной характеристики $L = j(\delta)$ значительно расширился.

Изменение индуктивности преобразователя ΔL наиболее сильно сказывается в резонансных схемах измерительных устройств. Резонансная схема позволяет существенно повысить чувствительность преобразователя. Чувствительность по току к относительному изменению индуктивности вблизи резонанса:

$$S_L^J = \frac{\Delta I}{I} = 0,005Q^2 \frac{\Delta L}{L},$$

где $Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega RC}$ — добротность контура;

L , C , R и I — индуктивность, емкость, активное сопротивление и ток резонансного контура;

$\frac{\Delta I}{I}$ — относительное изменение тока в контуре;

$\frac{\Delta L}{L}$ — относительное изменение индуктивности.

Изменение активного сопротивления контура ΔR влияет на чувствительность схемы. Если же контур обладает относительно большим затуханием d , то этим влиянием можно пренебречь.

Для получения максимальной чувствительности рабочую точку выбирают вблизи резонанса на сравнительно линейном участке ветви резонансной кривой.

На основе изложенного был создан малогабаритный индуктивный тензомер для испытания тонких листовых материалов. Общий вид прибора с датчиком показан на рис. 2.

• Механическая система и датчик по условиям испытаний должны быть небольших габаритов и веса.

Измерительное устройство должно также обеспечивать регистрацию как весьма малых (до 1 мк), так и относительно больших деформаций (до 500 — 1000 мк).

Существующие типы измерителей не удовлетворяют поставленным требованиям и, в частности, требованиям линейности шкалы при относительно больших перемещениях.

Малогабаритный индуктивный тензомер или измеритель малых перемещений ИМП-3 с малогабаритным резонансным индуктивным датчиком, имеет такую блок-схему (рис. 3):



Рис. 2.

1. Блок питания с электронной стабилизацией выпрямленного напряжения.
2. Ламповый генератор синусоидальных колебаний по схеме $R - C$ $20 \div 35$ кГц (6НП).
3. Усилитель мощности с трансформаторным выходом (6ПП).
4. Дифференциальное фазочувствительное измерительное устройство с трансформаторным резонансным датчиком и магнитоэлектрическим указателем.



Рис. 3.

Деформация испытуемых образцов через рычажное механическое устройство преобразуется в перемещение якоря из листовой малоуглеродистой стали толщиной $b = 500$ мк в воздушном зазоре датчика.

Первичные обмотки L_1, L_2 двухэлементного трансформаторного датчика питаются от генератора повышенной частоты. Вторичные обмотки L_3, L_4 вместе с емкостями C_7, C_9 образуют связанные резонансные контуры с взаимным сопротивлением прибора.

Фазочувствительное детекторное устройство на полупроводниковых вентилях обеспечивает высокий коэффициент преобразования мощности разбаланса (со стороны переменного тока) в мощность, полезно реализуемую в виде момента вращения магнитоэлектрического указателя.

Ток проводящего напряжения вентиля является функцией суммы сравниваемых напряжений, а ток прибора — функцией их разности. Таким образом (в том числе для случая равновесия), обеспечивается работа выпрямительных элементов на прямолинейном участке вольтамперной характеристики, т. е. с достаточно малым прямым сопротивлением.

Перемещение якоря в воздушном зазоре датчика, сопровождаемая противоположными по знаку изменениями индуктивностей (ΔL_3 ; ΔL_4), вызывает разбаланс схемы и отмечается магнитоэлектрическим указателем ИП типа М-24.

В связи с относительно большим затуханием измерительного контура ($d = 0,4 \div 0,5$) вследствие влияния ферромагнитных экранов из ХВП-18 и относительно большого сопротивления указателя, изменением добротности контура, вносимыми потерями на вихревые токи в якоре датчика, можно пренебречь.

Существенным при перемещении якоря является лишь изменение потокосцепления $\Delta \psi_3$ и $\Delta \psi_4$ в результате изменения магнитного сопротивления плеч и реакции вихревых токов, наведенных в якоре.

Резонансные кривые для измерительных плеч датчика при наличии магнитных экранов представлены на рис. 4.



Рис. 4.

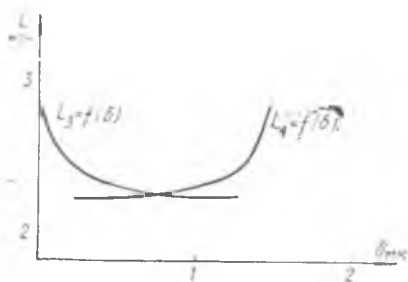


Рис. 5.

Добротности контуров Q_3 и Q_4 , как следует из анализа кривых, относительно малы, $Q = 1,8 \div 2,3$.

При удалении экранов добротность контуров возрастает от $Q = 5 \div 5,5$, однако при этом становятся существенными влияния внешних магнитных полей и магнитных масс, что условиями испытания должно быть исключено.

Частота питания датчика $f_3 < f_p < f_4$, т. е. работа измерительных плеч протекает на различных ветвях резонансных кривых.

Применительно к принятой конструкции датчика экспериментально выбрана оптимальная частота $f = 20 \div 35$ кГц по условиям линейности шкалы для относительно больших перемещений.

Зависимости $L = f(\delta)$ для катушек дифференциального датчика представлены на рис. 5.

Градуировка прибора производилась перемещением якоря датчика с помощью микрометрического винта. Как следует из графика рис. 6, при суммарном зазоре $\delta \approx 2000$ мк для перемещений до 1000 мк удается получить практически линейную шкалу.

Воспроизводимость результатов измерения, полученная на основании многократных измерений, вполне удовлетворительна.

Расхождение результатов находится в пределах погрешности микрометрического устройства.

Для нашего случая применительно к условиям работы принят предел измерения 0—1000 мк.

Предусмотрена возможность (при уменьшении добавочного сопротивления в цепи указателя) перейти на предел измерения 0—50 мк и 0—500 мк с отсчетом по той же шкале.

Результаты экспериментального исследования некоторых систематических погрешностей прибора приводятся на графике рис. 6 — влияние колебания напряжения источника питания.

Изменение частоты источника питания Δf_p за счет нестабильности параметров схемы на результатах измерения практически не сказывается.

Относительно малое влияние вариации частоты лампового генератора связано с тем, что работа схемы протекает на практически линейных и равной крутизны участках резонансных кривых. Изменение частоты приводит лишь к смещению положения равновесия, что при линейной шкале не сказывается на результатах измерения.

Для более полного использования рабочего зазора датчика положение равновесия выбрано не совпадающим с серединой зазора.

Напряжение питания измерительного блока контролируется переключением магнитоэлектрического указателя в цепь однополупериодного детекторного вольтметра. Коррекция «нулевого» положения стрелки указателя в небольших пределах осуществляется безындуктивным регулируемым сопротивлением.

«Грубая» настройка «нуля» производится механическим перемещением якоря.

Принципиальная схема прибора представлена на рис. 7. Конструкция и параметры катушек датчика приводятся на рис. 8.

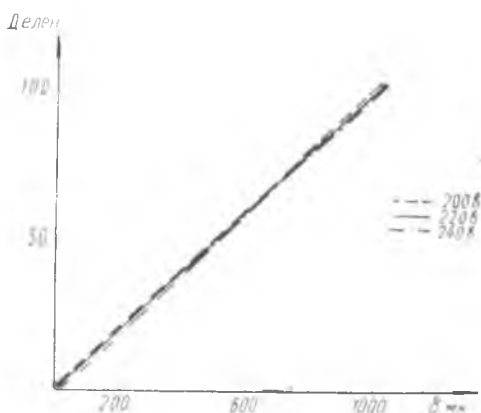
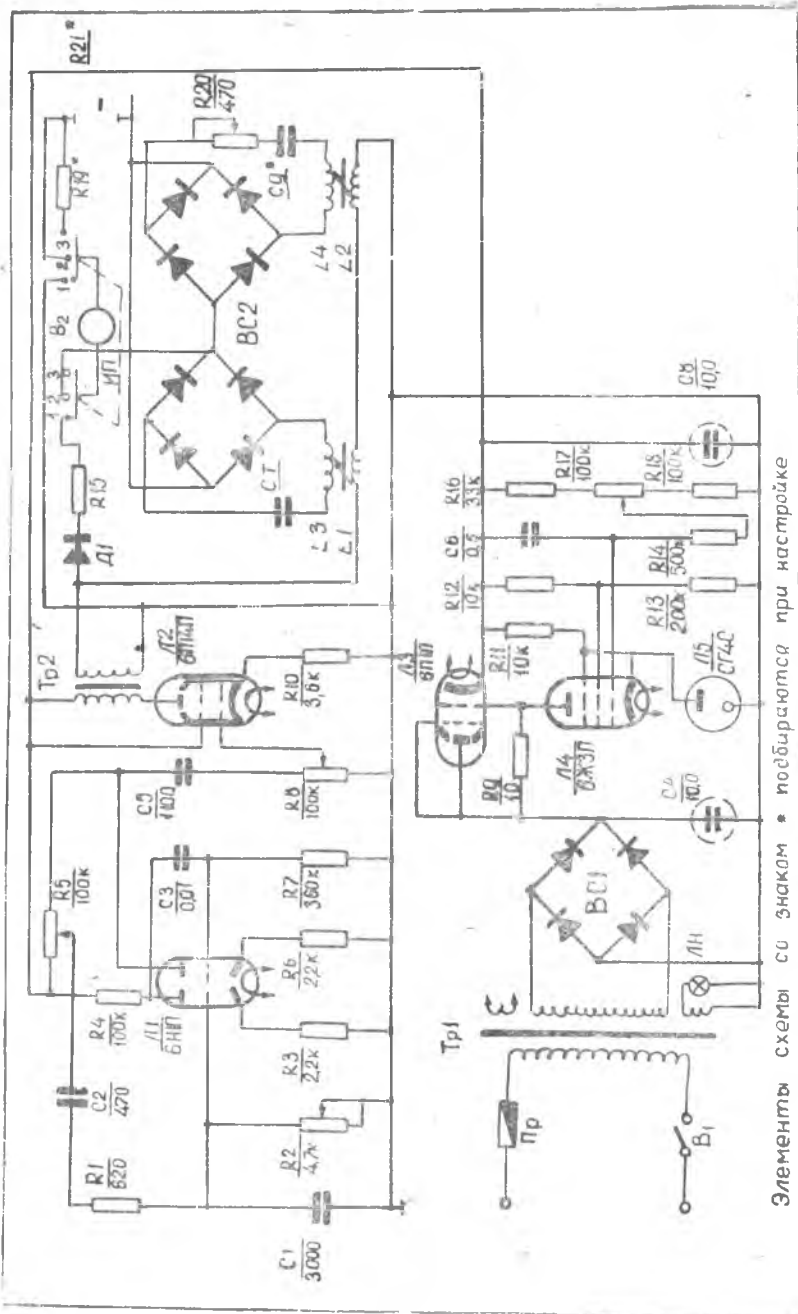


Рис. 6.



Элементы схемы со знаком * подбираются при настройке

Рис. 7.

- L_1 — первичная катушка датчика 1 500 витков;
 провод ПЭЛ \varnothing 0,07 мм;
 L_3 — вторичная катушка датчика 750 витков,
 провод ПЭЛ \varnothing 0,07 мм;
 1 — каркас катушек (эбонит);
 2 — сердечник (полосовая ХВП-18);
 3 — экран (2 слоя ХВП-18).
 Толщина пластин $b = 80$ мк.



Рис. 8.

ВЫВОДЫ

1. Индуктивный преобразователь перемещений повышенной частоты является перспективным типом преобразователя, позволяющим наряду с малыми производить измерения и относительно больших перемещений (до 1000—1500 мк) при сохранении линейности шкалы.

2. Описанная конструкция определилась задачей тензометрирования деформаций при механических испытаниях тонких листов как магнитных, так и немагнитных металлов и сплавов.

3. Малые габариты преобразователя позволяют использовать его для бесконтактных измерений размеров в процессе обработки изделий и для автоматических контрольно-сортировочных устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Р. Нейман и П. Л. Калантаров, «Теоретические основы электротехники», ГЭИ, 1954.
2. Л. Р. Нейман, «Поверхностный эффект в ферромагнитных телах», ГЭИ, 1949.
3. А. Д. Нестеренко, «Основы расчета электроизмерительных схем уравновешивания». Изд. АН СССР, 1960.
4. Ю. С. Быховский «Токовихревой преобразователь для измерения перемещений», Кандидатская диссертация, Куйбышев, 1963.