

Ф І З И К А

УДК 621.317.412 : 621.317.738

ИЗМЕРИТЕЛЬ МАЛЫХ ОТКЛОНЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТИ
ПРИ СЛАБОТОЧНОМ ВОЗБУЖДЕНИИ

Д.Н.Афанасьев, А.В.Васильев

Введение. Одним из основных параметров, описывающих поведение материалов во внешних магнитных полях и определяющих возможности их применения в электронике и электротехнике, является дифференциальная магнитная восприимчивость ($\chi = dM/dH$, где M – намагниченность материала, H – постоянное магнитное поле) [1]. Высокая чувствительность к внешним полям, температуре, форме, структурному и фазовому состоянию образца, а также к характеристикам его приповерхностных слоев делает восприимчивость удобным инструментом для исследований разных характеристик, который позволяет выполнять неразрушающие (бесконтактные) и *in-situ* измерения функциональных зависимостей. В связи с этим актуальной является задача о повышении надежности, чувствительности и помехоустойчивости экспериментального определения χ .

Традиционно χ измеряется по действию образца на отражение и поглощение синусоидального поля возбуждения $h(t)$ некоторой частоты f и амплитуды $h_0 \ll H$, которое модулирует H . При относительно малых f (до сотен мегагерц) в качестве источника $h(t)$ применяется индуктивная катушка-датчик со слабым переменным током, располагаемая вблизи образца. Измеряемым параметром является ее индуктивность L или сдвиг индуктивности ΔL , которые зависят от χ . При этом ΔL , как правило, не превосходит нескольких процентов, что не позволяет напрямую использовать стандартные измерители, т. к. обычно они не обеспечивают требуемой точности и не позволяют нужным образом менять f и h_0 . Другой подход основан на анализе параметров колебательного контура, в состав которого включена катушка с образцом. Одной из реализаций такого подхода является автогенераторный метод [2], где измерение L (а, соответственно, и χ) осуществляется через резонансную частоту контура f_0 . Однако условия устойчивости автоколебаний могут существенно ограничивать измерительные возможности. В частности, амплитуда тока в датчике должна находиться в определенном диапазоне, выход из которого приводит к срыву генерации или появлению дополнительных гармоник. С другой стороны, при значительных изменениях добротности контура, например, из-за сильного охлаждения датчика, усиливаются такие паразитные явления как шум, «плавание» f_0 и т. п. Эти недостатки не позволяют отслеживать незначительные сдвиги L .

В настоящей работе для определения L или ΔL предлагается измеритель с малой амплитудой поля возбуждения и возможностью непрерывного ее контроля, основанный на методе фазового детектирования [3], что позволяет повысить соотношение сигнал/шум за счет использования внешнего возбуждения контура.

Электрическая схема и принцип работы измерителя. На рис. 1 приведена блок-схема измерителя. Индуктивность датчика L с образцом S измеряется через сдвиг фаз между входным U_{on} и выходным $U_{осн}$ сигналами избирательного фильтра:

$$U_{on}(\Phi) = U_{on}^0 \sin(\Phi), \quad U_{осн}(\Phi) = U_{осн}^0 \sin(\Phi + \Delta\Phi),$$

где $\Phi = 360^\circ f t$, t – время, а $\Delta\Phi$ – сдвиг фаз между выходным и входным сигналами.

Избирательный фильтр образован параллельным контуром LC и резистором связи RI , через который он питается от стабильного генератора синусоидального напряжения Γ с частотой $f = 0,2 \div 1,0$ МГц (для контроля используется частотомер $Ч$). Поступающий с Γ на вход фильтра сигнал $U_{on}(\Phi)$ одновременно подается в опорный канал фазового детектора (ФД).

Для измерения тока $I_{осн}$, протекающего через датчик (а, следовательно, и создаваемого им поля h_0), в схему фильтра введен трансформатор T , нагруженный на резистор $R2$. Падение напряжения

$U_{осн}$ на $R2$, пропорциональное $I_{осн}$ и сдвинутое относительно него по фазе на 90° , подается в основной канал ФД и измеряется милливольтметром переменного тока B . При настройке избирательного фильтра в резонанс с сигналом возбуждения $\Delta\varphi = 90^\circ$. Примененная схема снятия выходного сигнала $U_{осн}(\Phi)$ обеспечивает минимальное влияние емкостей соединительных кабелей на настройку контура избирательного фильтра благодаря низкому импедансу.

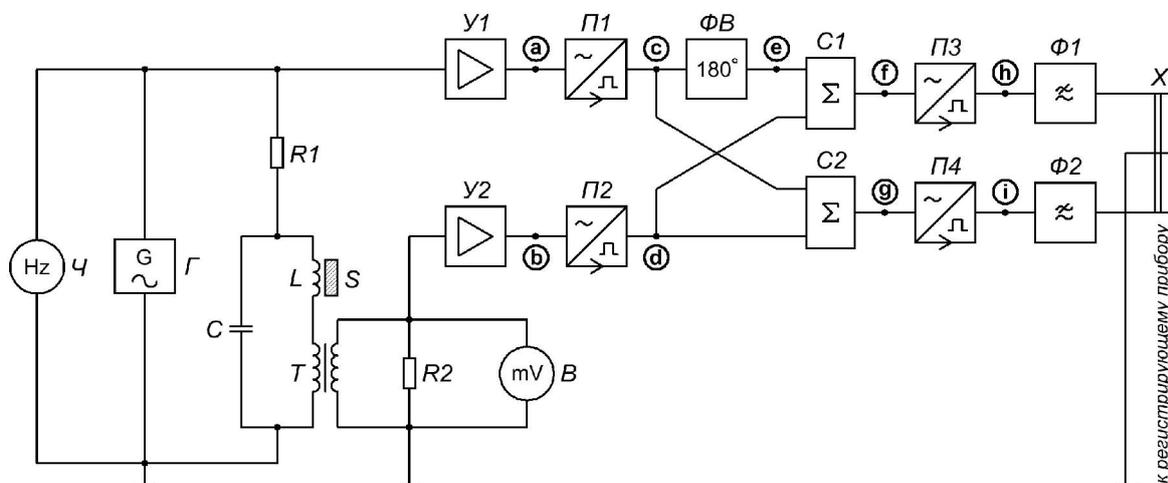


Рис. 1. Блок-схема измерителя. Эпюры в отмеченных точках приводятся на рис. 2

Сигналы опорного $U_{он}(\Phi)$ и основного $U_{осн}(\Phi)$ каналов ФД усиливаются с помощью двухкаскадных масштабных усилителей $U1$ и $U2$, соответственно, в схеме которых использованы двухканальные операционные усилители и пассивная фильтрация для ослабления помех частоты сети переменного тока. Передаточные функции $U1$ и $U2$ идентичны в рабочей полосе частот, что сводит к минимуму взаимный сдвиг фаз каналов и связанную с ним ошибку нуля выхода ФД. $U1$ и $U2$ доводят амплитуды $U_{он}(\Phi)$ и $U_{осн}(\Phi)$ до уровня, необходимого для нормальной работы используемых в ФД компараторов. На рис. 2а и 2б соответственно показаны эпюры $U_{он}(\Phi)$ и $U_{осн}(\Phi)$ при $\Delta\varphi = 50^\circ$.

Преобразователи $П1$ и $П2$, реализованные на быстродействующих двойных компараторах, селективируют положительные полуволны усиленных сигналов $U_{он}(\Phi)$ и $U_{осн}(\Phi)$ и формируют из них сигналы прямоугольной формы с одинаковой амплитудой и скважностью равной 2, как показано на рис. 2с и 2д.

Посредством аналоговых сумматоров $C2$ и $C1$ сигнал основного канала (рис. 2д) суммируется соответственно с сигналом опорного канала, взятым непосредственно на выходе $П1$ (рис. 2с), и с сигналом, сдвинутым относительно последнего на 180° с помощью фазовращателя $ФВ$ (рис. 2е). На выходе сумматоров получаются двуступенчатые импульсы, показанные соответственно на рис. 2г и 2ф.

Преобразователи $П3$ и $П4$ по сути представляют собой плечи симметричного амплитудного селектора и выделяют из указанных двуступенчатых импульсов нижние ступени, формируя прямоугольные сигналы с одинаковой амплитудой, показанные на рис. 2h и 2i.

Как легко видеть из рис. 2 изменение сдвига фаз $\Delta\varphi$ между $U_{он}(\Phi)$ и $U_{осн}(\Phi)$ приводит к одинаковому по величине, но разному по знаку приращению длительности импульсов на выходах $П3$ и $П4$. Благодаря прямоугольной форме обрабатываемых сигналов и постоянству их амплитуд такое изменение линейно зависит от $\Delta\varphi$. При этом абсолютное значение порога амплитудной селекции ступенчатого сигнала не имеет значения, важно, чтобы оно было стабильным во времени. При $\Delta\varphi = 90^\circ$ длительности импульсов на выходах $П3$ и $П4$ равны.

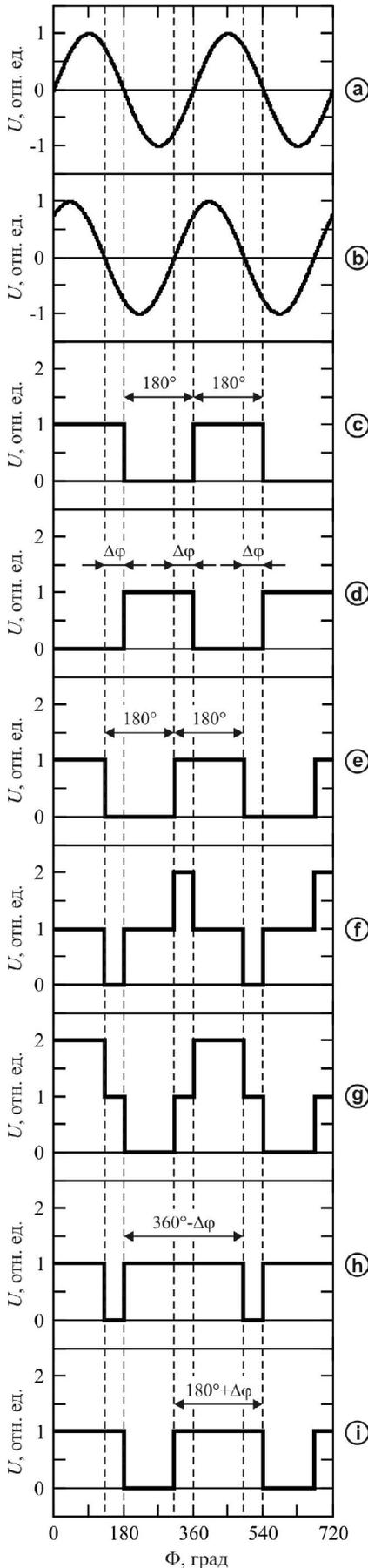


Рис. 2. Эпюры напряжения в точках, указанных на рис. 1 при $\Delta\varphi = 50^\circ$

Постоянное напряжение на выходе ФД формируется с помощью одинаковых пассивных RC-фильтров нижних частот $\Phi 1$ и $\Phi 2$, постоянные времена τ_u которых для рассматриваемого диапазона частот ($f = 0,2 \div 1,0$ МГц) лежат в пределах $(8 \times 10^5)^\circ \leq 360^\circ f \tau_u \leq (4 \times 10^6)^\circ$, т. е. намного превышают максимальную длительность импульсов ($360^\circ f \tau_u = 360^\circ$) на выходе ПЗ и П4. При этом условии согласно [4], постоянные составляющие напряжения на выходах $\Phi 1$ и $\Phi 2$ равны:

$$V^+ \approx U_p \frac{\Delta\varphi + 180^\circ}{360^\circ},$$

$$V^- \approx U_p \frac{360^\circ - \Delta\varphi}{360^\circ}$$

где U_p – амплитуда импульсов. Итоговое постоянное напряжение на выходе ФД определяется разностью $V = V^+ - V^-$, откуда можно найти фазовый сдвиг как:

$$\Delta\varphi(V) = a_V^\varphi V + b_V^\varphi, \quad (1)$$

$$a_V^\varphi = \frac{180^\circ}{U_p}, \quad b_V^\varphi = 90^\circ. \quad (2)$$

Сформированный таким образом симметричный выходной сигнал подается на вход регистрирующего прибора, например, двухкоординатного самописца (разъем X на рис. 1).

При выбранных номиналах элементов изменение $\Delta\varphi$ от 0 до 180° дает изменение симметричного выходного сигнала V соответственно от -3 В до +3 В. При этом максимальное значение h_0 не превышает 0,2 Э. Дополнительные измерения показали, что минимальная величина h_0 , при которой ФД работает устойчиво и дает достаточно высокое отношение сигнал/шум, может быть уменьшена в 3-4 раза. Это позволит значительно лучше линеаризовать измерительную процедуру и добиться более достоверных результатов при измерениях на малых H .

Предложенная схема ФД использует операционные усилители и компараторы с двухполярным питанием ± 5 В.

Моделирование работы и калибровка измерителя. Рассмотрим характеристику преобразования описанного выше измерителя. На рис. 3а представлена полная эквивалентная схема избирательного фильтра (с целью упрощения записи обозначения элементов не совпадают с рис. 1). Резистор r представляет собой эквивалентное сопротивление потерь в контуре, связанных с конечным сопротивлением проводников, контактов и самого датчика; ρ определяется суммой сопротивления связи ($R1$ на рис. 1) и внутреннего сопротивления генератора; R является шунтирующим датчик сопротивлением, за счет которого учитываются потери, обусловленные наличием образца (потери на перематгничивание, вихревые токи и т. п.).

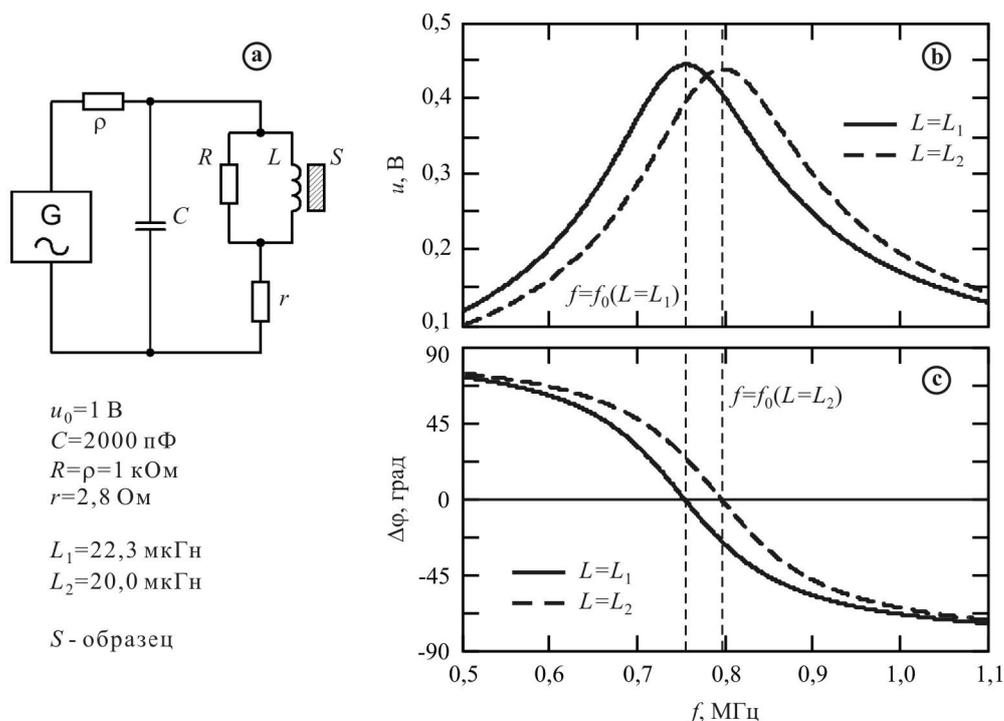


Рис. 3. Эквивалентная схема избирательного фильтра (а), его АЧХ $u(f)$ (b) и ФЧХ $\Delta\varphi(f)$ (с), рассчитанные соответственно по формулам (3) и (4) для указанных параметров

Можно легко показать, что амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики такого избирательного фильтра определяются соответственно как:

$$u(f) = u_0 \sqrt{\frac{(Rr)^2 + [2\pi fL(R+r)]^2}{(2\pi f)^4 [LC\rho(R+r)]^2 + (2\pi f)^2 \{ [L(R+r+\rho)]^2 - 2LC(R\rho)^2 + (CRr\rho)^2 \} + [R(r+\rho)]^2}}, \quad (3)$$

$$\Delta\varphi(f) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctg \left\{ 2\pi f \frac{LR^2\rho - [2\pi fL(R+r)]^2 C\rho - C(Rr)^2\rho}{(2\pi fL)^2 (R+r)(R+r+\rho) + R^2 r(r+\rho)} \right\}, \quad (4)$$

где u – амплитуда напряжения на контуре, u_0 – амплитуда возбуждающего напряжения генератора. На рис. 3 b и c представлены соответствующие кривые.

При изменении величины любого из элементов фильтра, резонансная частота f_0 смещается относительно f и, соответственно, смещаются по оси частот АЧХ и ФЧХ (см. рис. 3b и 3c для случая изменения индуктивности). Точное выражение, связывающее L с $\Delta\varphi$ на фиксированной f , имеет следующий вид:

$$L(\Delta\varphi) = \frac{1}{2} \frac{R}{R+r} \frac{R\rho + \sqrt{(R\rho)^2 - 4r(R+r)[2\pi fC\rho(R+r) + (R+r+\rho)\text{tg}(\Delta\varphi)][2\pi fCr\rho + (r+\rho)\text{tg}(\Delta\varphi)]}}{(2\pi f)^2 C\rho(R+r) + 2\pi f(R+r+\rho)\text{tg}(\Delta\varphi)}. \quad (5)$$

В силу сложности данного выражения, пользоваться им для интерпретации выходного сигнала неудобно. Простое соответствие между L и $\Delta\varphi$ можно установить следующим образом. Хотя ФЧХ (4) в целом нелинейна, но, как видно из рис. 3с, ее средний участок можно аппроксимировать отрезком прямой вида

$$\Delta\varphi(f) = a_f^\varphi f + b_f^\varphi. \quad (6)$$

Угловой коэффициент этой прямой можно легко вычислить по результатам калибровки, заключающейся в измерении выходного напряжения фазового детектора на двух частотах, а именно, с учетом (1):

$$a_f^\varphi = \frac{\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1}{f_2 - f_1} = a_f^\varphi \cdot \frac{V_2 - V_1}{f_2 - f_1}. \quad (7)$$

Зависимость (7) позволяет легко связать сдвиг по фазе, измеряемый на заданной фиксированной частоте, с текущим значением f_0 , откуда искомое значение L можно вычислить как:

$$L(f_0) = \frac{1}{2} \frac{1}{C} \left[\frac{R}{2\pi f_0 (R+r)} \right]^2 + \frac{1}{2} \frac{R}{2\pi f_0 (R+r)} \sqrt{\frac{1}{C^2} \left[\frac{R}{2\pi f_0 (R+r)} \right]^2 - r^2}. \quad (8)$$

Однако более простой вариант калибровки прибора можно произвести, измеряя зависимости $V(f)$ и $V(\Delta L)$. Калибровка измерителя выполнялась для указанных при $L = 22,3$ мкГн. Амплитуда возбуждающего поля датчике не превышала $h_0 \approx 0,07$ Э. На рис. 4а представлена измеренная в диапазоне $-0,250 \text{ В} \leq V \leq 0,250 \text{ В}$ зависимость $V(f)$, чему соответствует диапазон частот шириной в 15 кГц ($715 \text{ кГц} \leq f \leq 730 \text{ кГц}$). Аппроксимация результатов проводилась по методу наименьших квадратов прямой вида

$$V(f) = a_f^V f + b_f^V, \quad (9)$$

где, как показал расчет, $a_f^V \approx (-0,0320 \pm 0,0001) \text{ В/Гц}$ и $b_f^V \approx (23,17 \pm 0,09) \text{ В}$, чему соответствуют относительные статистические ошибки 0,4%. В то же время среднеквадратичная величина флуктуаций V примерно равна 5 мВ, что составляет 1% от ширины рабочего диапазона выходного сигнала (500 мВ) и является вполне приемлемой. Поэтому можно считать характеристику преобразования линейной, а основной составляющей ошибки измерения – случайные флуктуации выхода. Расширение диапазона выходного напряжения до $-1 \text{ В} \leq V \leq 1 \text{ В}$ увеличивает относительную статистическую ошибку до 3%.

На рис. 4б представлена зависимость $V(\Delta L)$ выходного напряжения от сдвига индуктивности. Аппроксимация прямой вида

$$V(\Delta L) = a_{\Delta L}^V \Delta L + b_{\Delta L}^V \quad (10)$$

дает значения коэффициентов $a_{\Delta L}^V \approx (-0,419 \pm 0,009) \text{ В/мкГн}$ и $b_{\Delta L}^V \approx (-0,030 \pm 0,008) \text{ В}$, чему соответствуют относительные статистические ошибки 2% и 27% соответственно. Возрастание ошибки можно

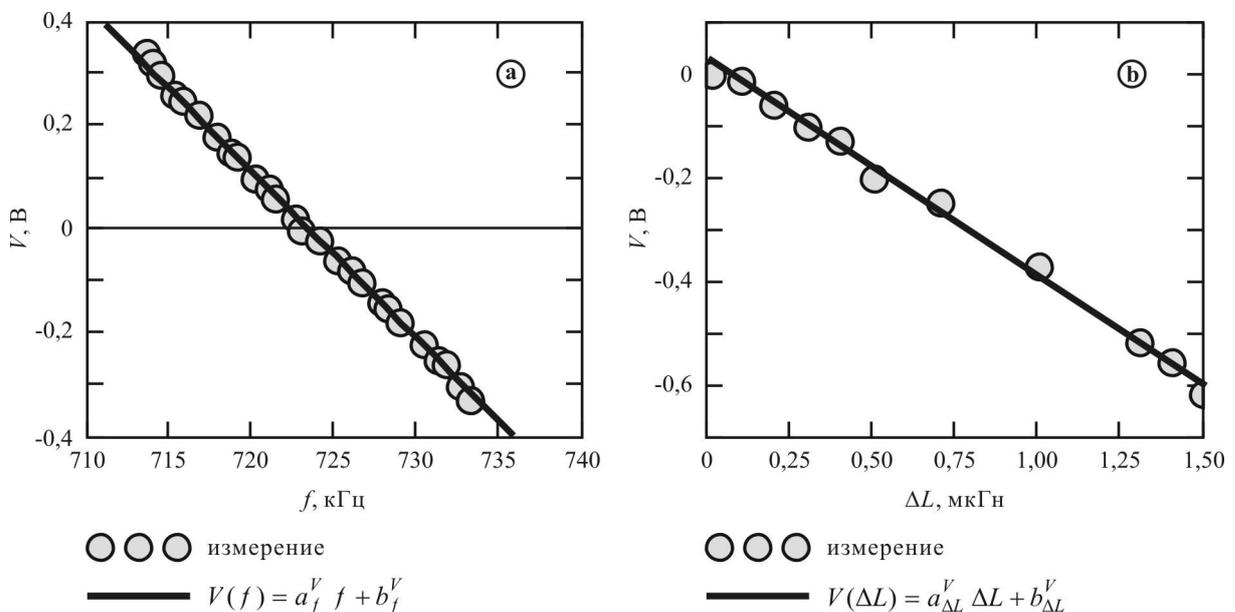


Рис. 4. Результаты калибровки напряжения на выходе ФД в зависимости от частоты возбуждения $V(f)$ (а) и приращения индуктивности измерительного датчика $V(\Delta L)$ (б)

объяснить усложнением процедуры по сравнению с калибровкой по частоте необходимостью внесения в контур дополнительных катушек индуктивности с малой величиной L , измерить которую не позволяет имеющееся оборудование.

Выводы. Предложено основанное на принципе фазового детектирования схемное решение измерителя малых отклонений индуктивности датчика с магнитным образцом, которое использует минимальное количество внешнего оборудования и не требует применения аналоговых ключей, дискретных активных элементов, специальных средств термостабилизации и помехозащиты.

На выходе измерителя формируется сигнал постоянного напряжения, прямо пропорциональный частоте возбуждения в диапазоне $(715 \div 730)$ кГц с чувствительностью -32 мВ/Гц и сдвигу измеряемой индуктивности в диапазоне $(0,1 \div 1,4)$ мкГн с чувствительностью -411 мВ/мкГн.

Измеритель обеспечивает работу при малом токе возбуждения индуктивного датчика с возможностью его одновременного измерения.

РЕЗЮМЕ

Розроблено вимірювач малих відхилень індуктивності, призначений для дослідження диференціальної магнітної сприйнятливості магнітних матеріалів. В основі його роботи полягає принцип детектування здвигу фази між вхідним та вихідним сигналами виборчого фільтру, що живиться від зовнішнього генератора та має в своєму складі індуктивний датчик із зразком. Вихідним сигналом фільтру є струм в ланці індуктивного датчика, що дозволяє одночасно контролювати амплітуду поля збудження. Схемна реалізація пристрою скасовує вплив на вихідну напругу амплітуди цього поля за рахунок використання компараторів з низьким порогом спрацьовування. Характерною особливістю є можливість роботи на малих токах збудження вимірювального датчика за рахунок використання швидкодіючих масштабних підсилювачів. Проведене калібрування пристрою й визначені ділянки лінійності по частоті та індуктивності.

SUMMARY

A device for measurement of small inductance deviations intended for studies on differential magnetic susceptibility of magnetic materials has been developed. The device measures the phase shift between the input and output signals of a selective filter fed by an external generator. The circuit of the said selective filter contains the inductive sensor with a sample under studies. The output signal of the filter is the current flowing via the inductive sensor, what allows one to simultaneously monitor the magnitude of excitation field. The circuit topology of the device provides the suppression of excitation field amplitude variations by using the sensitive comparators. Wideband normalizing amplifiers allow one to use small excitation currents of the inductive sensor. The calibration of the device has been carried out and the linear regions for frequency and inductance variation have been determined.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ранкис Г.Ж. Динамика намагничивания поликристаллических ферритов / Г.Ж.Ранкис. – Рига: Зинатне, 1981. – 186 с.
2. Арш Э.И. Автогенераторные методы и средства измерений / Э.И. Арш. – Москва: Машиностроение, 1979. – 256 с.
3. Белоцерковский Г.Б. Основы радиотехники и антенны / Г.Б.Белоцерковский // Т.1. Основы радиотехники. – Москва: Советское радио, 1978. – 368 с.

Поступила в редакцию 18.11.2009 г.