

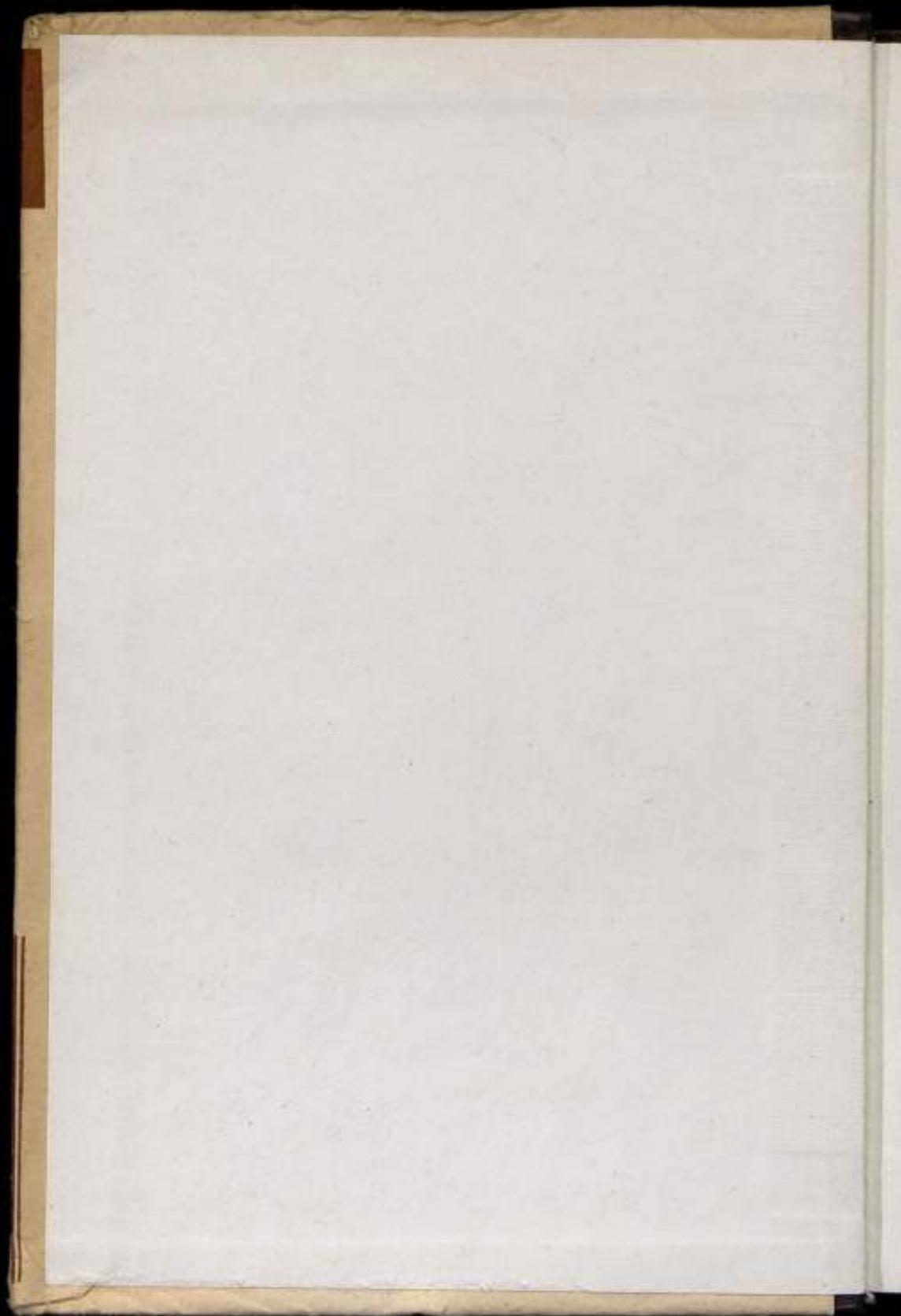
**ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА**

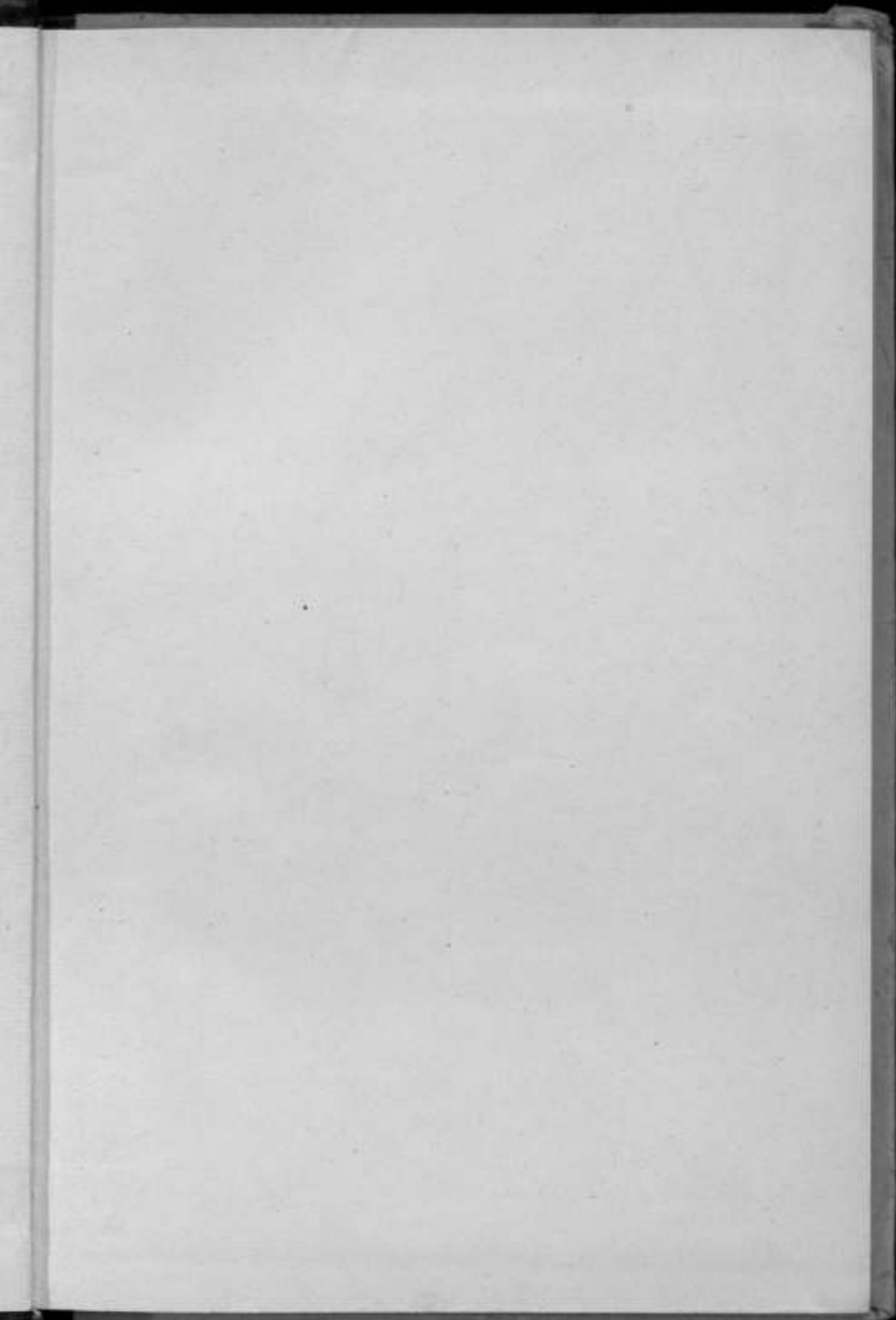
**ПРОБЛЕМЫ МАГНИТНЫХ
ИЗМЕРЕНИЙ
И МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
АППАРАТУРЫ**

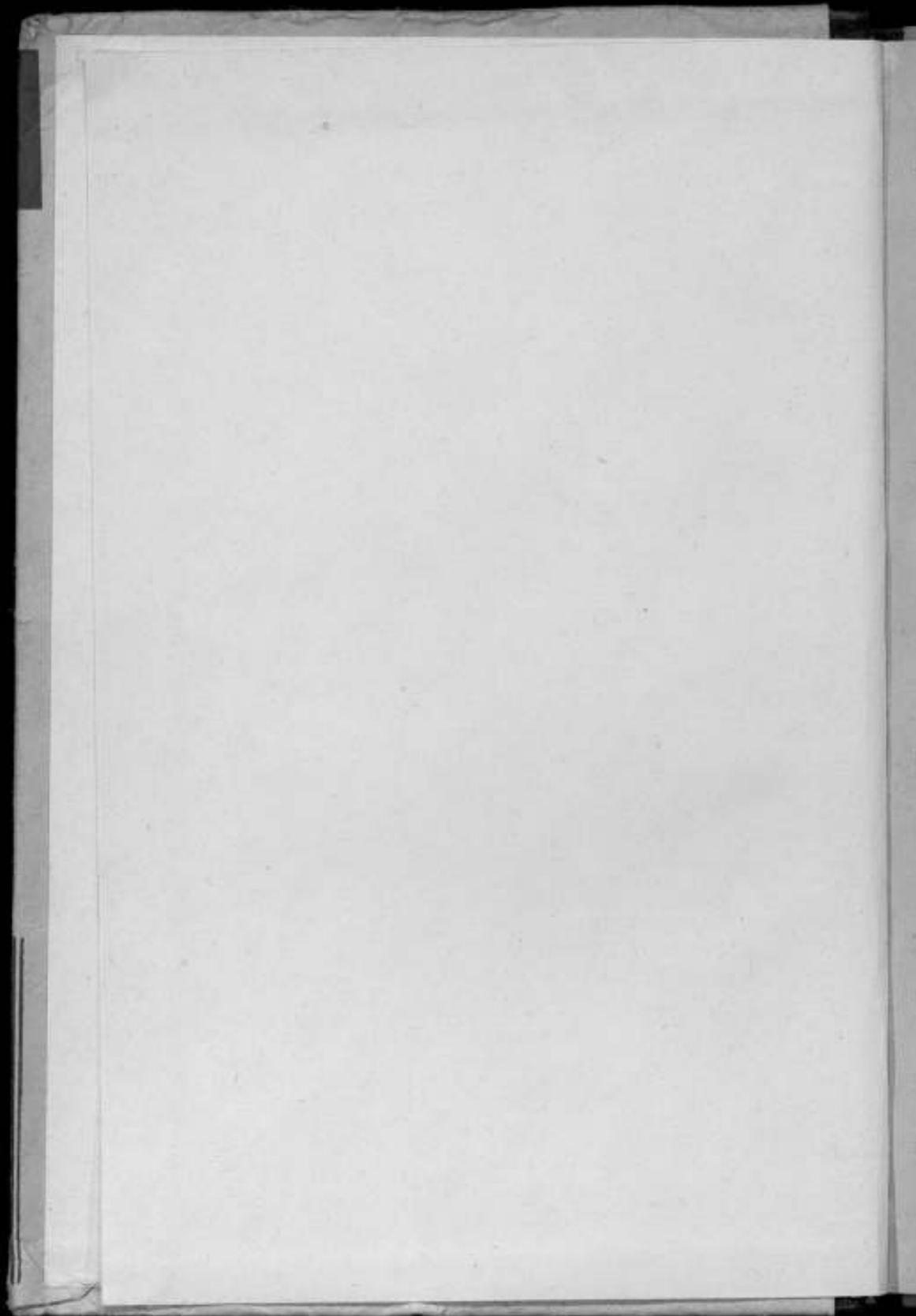
**ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ
СССР**

ВЫПУСК 133 (193)









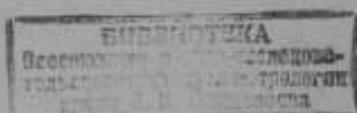
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
ИМ. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ПРОБЛЕМЫ МАГНИТНЫХ
ИЗМЕРЕНИЙ
И МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
АППАРАТУРЫ

ж/5453-

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ
СССР

ВЫПУСК 133 (193)



Под редакцией

к. т. н. Н. Г. ЧЕРНЫШЕВОЙ и
д. т. н. Е. Г. ШРАМКОВА

ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ

МОСКВА — ЛЕНИНГРАД

1971

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

В. О. Арутюнов (председатель), Н. Н. Александрова (секретарь),
С. В. Горбачевич, А. Н. Гордов, Е. Ф. Долгинский, А. И. Каргашев,
Л. К. Каяк, И. И. Киренков, Д. К. Коллеров, Е. Д. Колтик,
П. П. Кремлевский, И. Н. Кротков, В. Л. Лассан, Б. Н. Олейник,
Л. К. Пеккер, Т. Б. Рождественская, А. М. Федоров, Е. Н. Чечурина,
К. П. Широков, Е. Г. Шрамков, М. Ф. Юдин.

Ответственный редактор
доктор технических наук, профессор
В. О. АРУТЮНОВ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Сборник содержит тексты докладов Третьего научно-технического совещания по проблемам магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры.

Совещание было организовано Всесоюзным научно-исследовательским институтом метрологии им. Д. И. Менделеева совместно с Ленинградским областным правлением НТО приборостроительной промышленности, секцией электроизмерительной техники Научно-технического совета Министерства приборостроения, средств автоматизации и систем управления и Научным советом по проблеме «Электрические измерения и информационно-измерительные системы» Академии Наук СССР.

По тематике доклады можно разделить на две основные группы.

Одна из них посвящена методам и аппаратуре для определения параметров постоянных и переменных магнитных полей, а вторая — методам и аппаратуре для определения характеристик ферромагнитных материалов.

В докладах второй группы обсуждаются вопросы испытания магнитнотвердых материалов и постоянных магнитов, в частности, вопросы стабильности их магнитных характеристик.

Значительное место в сборнике занимают методы и аппаратура для испытаний магнитномягких материалов (сплавов с высокой магнитной проницаемостью, ферритов) и изделий из них в широком диапазоне частот.

Рассмотрены вопросы автоматизации исследований как магнитнотвердых, так и магнитномягких материалов.

Большое внимание уделено методам и аппаратуре для испытаний магнитных материалов, используемых в вычислительной технике, а именно: материалов с прямоугольной петлей гистерезиса.

Ряд докладов посвящен определению характеристик тонких магнитных пленок.

В сборник не вошли свыше 30 докладов и сообщений, ряд из которых уже опубликован в других изданиях, а некоторые не были присланы авторами.

Редакторы

Е. Н. ЧЕЧУРИНА, Е. Г. ШРАМКОВ

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ БАЗЫ МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Основными величинами, подлежащими измерениям при исследовании, являются индукция или напряженность магнитного поля, магнитный поток и магнитный момент. Характеристик же магнитных материалов значительно больше. Современное состояние точных магнитных измерений характеризуется появлением приборов для определения индукций постоянных магнитных полей, основанных на ядерном резонансе, оптической накачке, явлении квантования магнитного потока и возбуждения стоячей волны в твердых телах при низких температурах. Точность таких приборов примерно на порядок больше точности приборов с индукционными, феррозондовыми или другими преобразователями. Погрешность их колеблется в пределах 0,003—0,02%.

Использование явлений оптической ориентации атомов и квантования магнитного потока позволило не только повысить точность, но и значительно расширить диапазон измерений в область слабых магнитных полей (до 10^{-8} — 10^{-12} Т).

Следует заметить, что выпускаемые отечественной промышленностью приборы, основанные на явлении ядерной прецессии, рассчитаны на диапазон 3,5 мкТ—2,5 Т. За рубежом [1, 2] приборы с квантовыми преобразователями разработаны также для измерения индукций порядка нескольких десятков нанотесл. Подобные же приборы изготавливаются отдельными институтами и в СССР [3]. Расширение пределов измерений в сторону как малых, так и больших значений индукции характерно для развития современного магнитноизмерительного приборостроения. Космические исследования потребовали создания приборов, нижний предел измерения которых исчисляется десятками нанотесл, т. е. в тысячи раз меньше магнитного поля Земли. Исследования элементарных частиц требуют точных измерений индукции постоянных полей, превышающих 5 Т, а в случае импульсных по-

лей и более 50 Т. Таким образом, диапазон постоянных магнитных полей, подлежащих измерениям, перекрывают 10 порядков.

Измерения магнитных потоков отличаются тенденцией к расширению пределов измерений. Так, отечественная промышленность выпускает веберметры на диапазон от 2 мкВб (Ф-190) до 10 мВб (М-1119). Имеются также отдельные нестандартные приборы [4, 5] для измерения импульсных магнитных потоков порядка единиц и десятых долей нановебера. Наименьшие погрешности отечественных веберметров составляют 1%, за рубежом известны приборы класса точности 0,5.

В последние годы увеличилась потребность в приборах и методах измерения такой характеристики источников магнитного поля как магнитный момент. Диапазон измерения магнитного момента составляет 10^{-7} — $100 \text{ А} \cdot \text{м}^2$, т. е. перекрывает девять порядков, хотя в настоящее время не требуется высокая точность его определения (погрешность 1—5%). Отечественная промышленность выпускает лишь один вид таких приборов—астатические магнитометры, применяемые в основном при геофизических работах для измерения сравнительно малых магнитных моментов [6].

Единообразие и точность указанных измерений должны обеспечиваться метрологической базой в виде эталонов магнитных единиц и научно обоснованной, утвержденной законодательным порядком системой передачи размеров этих единиц рабочим мерам и приборам.

Повышение точности рабочей аппаратуры потребовало усовершенствования не только первичных эталонов, но и всей системы передачи единиц измерений. Ранее эталоном напряженности магнитного поля и магнитного потока являлась катушка Гельмгольца на пирексовом основании, расчетное значение постоянной которой (напряженность поля в центре катушки при силе тока в ее обмотке, равной 1 А) было определено с погрешностью 0,01%. Эталоном магнитного потока являлось сочетание катушки Гельмгольца с измерительной катушкой в ее центре, постоянная которой (сумма площадей всех витков) рассчитывалась по геометрическим размерам. Магнитное потокосцепление с витками измерительной катушки при силе тока в катушке Гельмгольца 1 А и являлось вещественным воспроизведением единицы магнитного потока.

Передача размеров единиц как напряженности магнитного поля, так и магнитного потока производилась через рабочий эталон магнитного потока импульсно-индукционным (баллистическим) методом с квадратической погрешностью 0,05%.

В 1960—1966 гг. во ВНИИМ были изготовлены и исследованы новые магнитные эталоны. В качестве эталонных катушек индукции магнитного поля были применены катушки Гельмгольца на каркасах из плавленого кварца, имеющего минимальный температурный коэффициент расширения и малую магнитную

восприимчивость. Изготовление каркасов катушек на прецизионных станках, измерение их геометрических размеров с погрешностью до 2 мкм и введение в расчет поправок на эллиптичность обмотки, на несоблюдение условия Гельмгольца, на конечные размеры провода и других поправок позволили снизить погрешность расчета постоянной до 0,001%.

Применение группы катушек позволило уменьшить не только погрешность расчета постоянной, но и погрешность воспроизведения единицы индукции магнитного поля этими катушками до 0,0015—0,002%.

Дальнейшее повышение точности хранения эталона будет опираться на физическую константу — гиромагнитное отношение протона γ_p , определение которой проводилось в разных странах, в том числе и в СССР: в слабых полях во ВНИИМ и в сильных — в ХГНИИМ [7, 8].

Консультативный комитет по электричеству Международного бюро мер и весов в 1968 г. рекомендовал к применению значение гиромагнитного отношения протона, полученное как среднее из определений разных стран, а именно: $\gamma_p = 2,675120 \cdot 10^8 \text{ рад} \cdot \text{T}^{-1} \text{ с}^{-1}$. При этом $\gamma_p/2\pi = 42,57586 \text{ МГц} \cdot \text{T}^{-1}$.

Наряду с повышением точности воспроизведения и хранения единицы индукции магнитного поля, ведутся работы по повышению точности передачи ее размера с помощью методов свободной и вынужденной ядерной прецессии. Создаваемая на этом принципе образцовая аппаратура характеризуется погрешностью 0,0005—0,005%. В настоящее время в СССР образцовыми приборами такого вида обеспечены диапазоны 10^{-5} — 10^{-2} Т и 0,05—2,75 Т. Значительные трудности возникают при проверке измерителей индукции слабых магнитных полей порядка поля Земли и менее, в том числе приборов, основанных на методе оптической накачки. Такие приборы поверяются в образцовых мерах слабых полей, в которых магнитное поле Земли и его вариации скомпенсированы [9] до 1 нТ. Для компенсации использовались индикаторы в виде вариометров. Применение для этих целей оптических квантовых преобразователей (метод оптической накачки) позволит компенсировать вариации магнитного поля до нескольких десятых нанотеслы. Постоянная такой меры слабых полей определяется сравнением с эталонной катушкой посредством ядерно-прецессионного тесламетра с погрешностью не более 0,005%.

Следует заметить, что внедрение в метрологическую практику методов, основанных на внутриатомных явлениях, лишь начинается.

На рис. 1 представлены графики точности измерения магнитной индукции, обеспечиваемой в настоящее время в СССР метрологическими институтами и поверочными лабораториями.

Менее строгие требования предъявляются к воспроизведению и передаче единицы магнитного потока. Созданный в 1962 —

1966 г. и утвержденный в 1969 г. государственный эталон в виде катушки Кемпбелла обеспечивает расчетное значение постоянной с погрешностью 0,001%, т.е. запас точности на два — три порядка выше, чем у рабочих приборов. К мерам магнитного потока и измерительным катушкам предъявляются более высокие

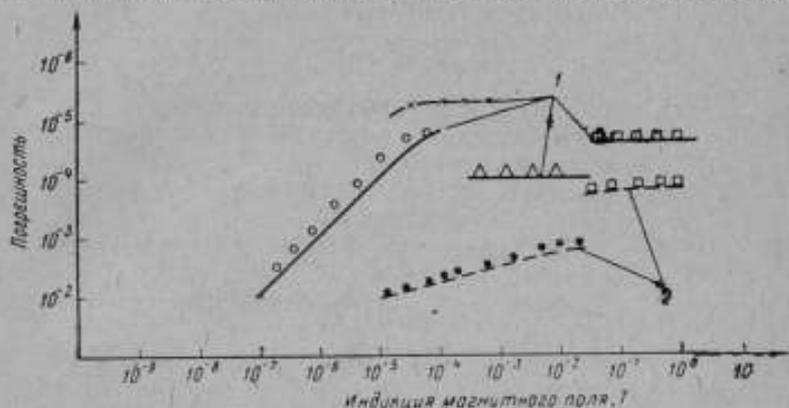


Рис. 1. График точности измерения магнитной индукции, обеспечиваемой:

1 — метрологическими институтами (МИ); 2 — лабораторными госиздзора (ЛИЗ) с помощью методов: ○○○ — оптической накачки; ××× — свободной прецессии протонов; ΔΔΔ — вынужденной прецессии протонов с проточным преобразователем; □□□ — вынужденной прецессии протонов; — — — индукционного (баллистического)

требования (погрешность 0,1%, а в отдельных случаях 0,05%) и для них запас точности будет меньше.

Основной проблемой является повышение на порядок точности передачи размера единицы магнитного потока. В настоящее время при использовании индукционного метода квадратичная погрешность передачи составляет 0,005% для мер, номинальное значение постоянных которых такое же, как и у эталона, и 0,05% — для прочих мер. Кроме того, необходимо разработать методику поверки веберметров высокого класса точности, так как существующая, сопровождаемая выключением или переключением токов в первичной обмотке меры при индукционно-импульсном методе, не обеспечивает требуемой точности. Не разработана также методика поверки нановеберметров, которые начинают широко внедряться, особенно в вычислительной технике для испытаний миниатюрных ферритовых сердечников, проволок и пленок.

Следует считать удовлетворительным состояние эталона магнитного момента в виде группы из девяти эллипсоидальных магнитов. Значение единицы магнитного момента в абсолютной мере устанавливается посредством магнитного теодолита и одной из эталонных катушек индукции магнитного поля. Отклоняя

подвижный магнит теодолита последовательно полем эллипсоидального магнита и полем эталонной катушки, можно получить два условия равновесия этого магнита, которые описываются уравнениями

$$P_m = \frac{B_3}{\mu_0} \cdot \frac{2\pi R^3 \sin \theta}{\beta}$$

$$B_3 \sin \theta' = B_0,$$

где B_0 — индукция поля эталонной катушки;
 B_3 — горизонтальная составляющая индукции магнитного поля Земли;
 θ и θ' — углы отклонения подвижного магнита от магнитного меридиана;
 R — расстояние между центрами эталонного и подвижного магнитов теодолита;
 β — коэффициент, учитывающий форму и размеры магнита.

Решив эти уравнения, можно определить магнитный момент исследуемого магнита

$$P_m = \frac{2\pi R^3 B_0}{\mu_0 \beta} \cdot \frac{\sin \theta}{\sin \theta'}$$

Погрешность воспроизведения единицы магнитного момента таким методом составляет 0,05%. Дальнейшая передача размера этой единицы производится с помощью образцовых магнитометров с погрешностью 0,2—1%. Во ВНИИМ проведены работы по расширению пределов измерений магнитных моментов в сторону малых значений (до $10^{-5} \text{ А} \cdot \text{м}^2$).

Совершенно особо стоит вопрос о метрологическом обслуживании в области испытаний магнитных материалов. Сейчас наша промышленность выпускает около 20 видов установок для испытания магнитных материалов. В основном это установки для испытания ферромагнитных материалов в постоянных и в переменных полях частотой до 20 кГц. Для более высоких частот, а также для испытаний материалов при импульсном перемагничивании, установки не выпускаются. Ввиду большой потребности в таких установках некоторые ведомственные предприятия разрабатывают и изготавливают их мелкими сериями для своих целей. Нестандартные установки применяются также и для технологического контроля качества материалов. В связи с тем, что подобных установок в народном хозяйстве больше, чем стандартных, причем они выполняют важную роль в повышении качества магнитных элементов различных устройств, необходимо обеспечить метрологическое обслуживание их наравне со стандартными. В подавляющем большинстве случаев установки для испытаний материалов представляют собой сложные комплексы, содержащие измерительные приборы, намагничивающие устройства, меры и различные вспомогательные элементы. Требуемую

магнитную характеристику материала (магнитная проницаемость, удельные потери, магнитная энергия постоянных магнитов и др.) обычно определяют путем косвенных измерений нескольких величин.

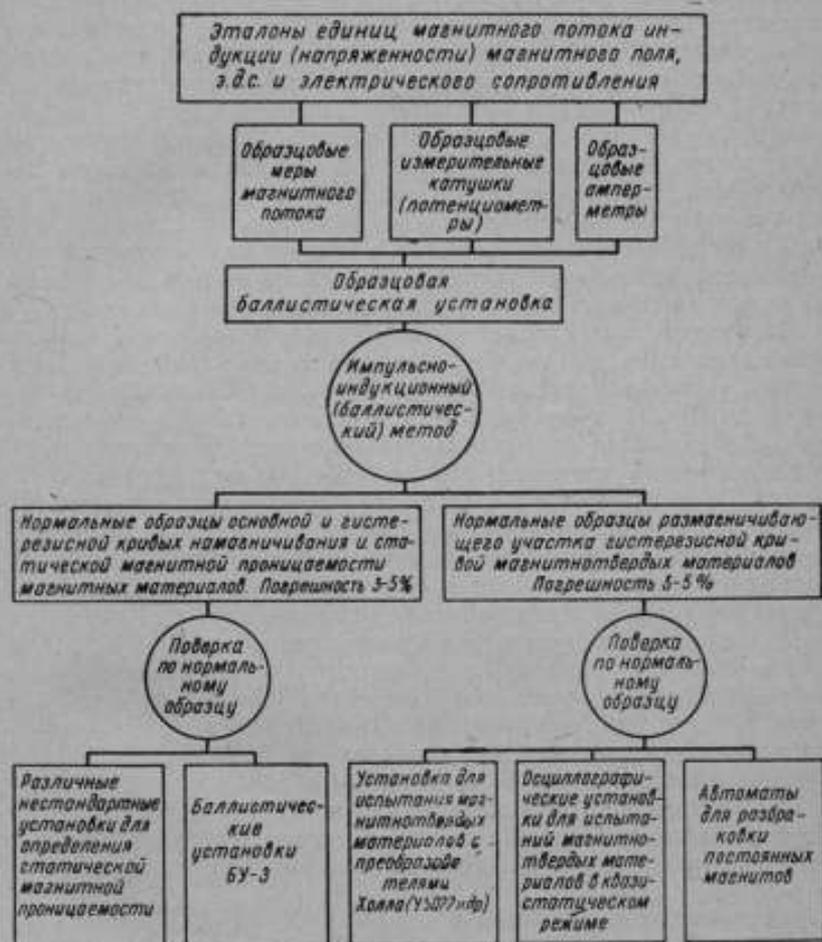


Рис. 2. Схема передачи значения единицы объемной магнитной энергии и статической магнитной проницаемости рабочим установкам

В последние годы появились установки, в которых не только измерение требуемой магнитной характеристики, но и выбор режима намагничивания производится автоматически. Инструментальная погрешность различных установок, определенная как арифметическая сумма составляющих погрешностей, достигает

в среднем 5%. Поверка таких установок обычно производится в два приема. Первый заключается в поэлементной поверке электронизмерительных приборов и мер электрических и магнитных величин, входящих в комплект установки. Второй прием представляет комплексную поверку установки по стандартному (нормальному) образцу материала, для которого она предназначена. Нормальный образец, аттестованный в метрологических организациях на образцовой аппаратуре, является мерой, посредством которой воспроизводится заданная характеристика. Так как магнитные характеристики определяются в большинстве случаев в результате косвенных измерений, нормальные образцы, как меры, оказываются связанными с единицами других величин. На рис. 2 в качестве примера показана схема передачи размера единицы объемной магнитной энергии и статической магнитной проницаемости рабочим установкам, предназначенным для испытания постоянных магнитов и магнитномягких материалов.

Магнитные характеристики нормальных образцов должны быть определены значительно точнее, чем аналогичные характеристики материала на рабочих установках. Только в этом случае нормальный образец может рассматриваться как мера. Здесь наблюдается отставание развития метрологической базы от потребностей практики, объясняемое двумя причинами. Во-первых, образцовые установки часто укомплектовываются стандартными приборами, которые входят и в рабочие установки. Во-вторых, все усовершенствования схемы, аппаратуры и методики измерений, вводимые метрологическими институтами, очень быстро внедряются и потребителями, повышающими таким образом точность измерений на рабочих установках.

Что касается измерений при сверхзвуковых и высоких частотах, то довольно значительное количество образцовых установок, разработанных метрологическими институтами, внедряется в народное хозяйство, где они уже играют роль рабочих и требуют соответствующего повышения точности образцовых установок.

Применяемые в метрологических институтах методы аттестации нормальных образцов позволяют снизить инструментальную погрешность результата измерений магнитных характеристик до 1—3%.

Можно указать следующие задачи на ближайшие годы в части совершенствования метрологической базы магнитных измерений:

1) создание рабочих эталонов, воспроизводящих размеры единиц в диапазоне индукций 10 нТ — 10 Т, потока от 10^{-8} до 1 Вб и магнитного момента от 10^{-7} до 10 А·м² с погрешностью от 0,001 до 0,1% (в зависимости от диапазона);

2) разработка аппаратуры для поверки измерителей индукции магнитного поля в диапазоне от единиц теслы, в том числе основанных на оптической ориентации атомов, ядерной прецессии, электронном парамагнитном резонансе и др;

3) разработка мер и методики поверки веберметров высокого класса точности (0,5 и менее);

4) разработка методов и образцовой аппаратуры для исследования миниатюрных образцов магнитных материалов (ферромагнитных пленок, малогабаритных магнитов и др.);

5) разработка методов и нормативной документации для испытаний стандартных образцов материалов в условиях сложного намагничивания;

6) повышение (примерно на порядок) точности аттестации стандартных образцов;

7) разработка критериев оценки точности комплексных измерительных устройств (в том числе автоматических) для измерения магнитных величин и определения магнитных характеристик материалов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Slocum R. E. and Reily F. N. IEEE Transaction and nuclear science. No. 1, 1963, pp. 165—171.

2. Кейзер А. Геофизические методы разведки и аппаратура. Сб. пер. № 41, изд-во «Недра», 1964.

3. Приборы и методы измерения магнитных полей (труды конференции). Фрунзе, изд-во «ИЛИМ», 1968.

4. Гарасов С. И. Измерение параметров магнитных сердечников. Труды вычислительного центра, АН СССР, 1967.

5. Забиров Г. А. LC-интегратор и нановеберметр для измерения потока насыщения ферромагнитных пленок, лент и микропроводок. «Измерительная техника», 1965, № 6.

6. Каталог геофизической аппаратуры ГА.01.02.01, изд-во «Недра», 1964.

7. Яновский Б. М., Студенцов Н. В. Определение гиромангнитного отношения протона методом свободной ядерной индукции «Измерительная техника», 1962, № 6.

8. Ягола Г. К., Зингерман В. И., Селетый В. Н. Определение точного значения гиромангнитного отношения протона в сильных магнитных полях. «Измерительная техника», 1965, № 7.

9. Жуковская Л. К., Чернышева Н. Г. Образцовая мера напряженности слабых магнитных полей. «Труды ВНИИМ», вып. 43 (103), изд-во стандартов, 1960.

УДК 621.317.42 : 538.228.2

*Ю. В. АФАНАСЬЕВ, М. Б. ГРИНБАУМ, В. Л. КАНТОРОВИЧ,
Е. М. ПЕВЗНЕР, Е. А. ПЕТРОВ*

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОСТОЯННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Согласно закону электромагнитной индукции, э. д. с., наведенная в пассивном контуре (катушке) с числом витков ω и магнитным потоком Φ , сцепляющимся с контуром, связана соотношением

$$e = -\omega \frac{d\Phi}{dt}. \quad (1)$$

Пассивный контур не может использоваться для измерения параметров постоянных магнитных полей, так как при $\Phi = \text{const}$ имеем $e=0$. Пассивные индукционные преобразователи нашли применение в геофизике для измерения характеристик переменных магнитных полей [1]. Для измерения напряженности постоянных магнитных полей используются активные индукционные преобразователи, в которые для модуляции поля в заданном объеме вводится дополнительная энергия.

Поток однородного магнитного поля, пронизывающий контур,

$$\Phi = H\mu S \cos \alpha, \quad (2)$$

где H — модуль вектора напряженности магнитного поля;
 μ — абсолютная проницаемость среды;
 S — площадь поперечного сечения контура;
 α — угол между вектором H и нормалью к площади контура.

Из выражения (2) следует, что при $\vec{H} = \text{const}$ модуляции потока может быть осуществлена изменением во времени любого из параметров α , μ или S . Отсюда получаем три, принципиально отличных друг от друга, способа модуляции потока

$$\Phi_1(t) = H\mu S \cos [\alpha(t)]; \quad (3)$$

$$\Phi_2(t) = H\mu(t) S \cos \alpha; \quad (4)$$

$$\Phi_3(t) = H\mu S(t) \cos \alpha. \quad (5)$$

В соответствии с этим существуют три типа активных индукционных преобразователей — индукторы (вращающиеся рамки), феррозонды, пьезо- и электрострикционные преобразователи.

В последней разновидности преобразователей дополнительная энергия расходуется на периодическое изменение поперечного сечения катушки (контура). Э. д. с. на выходе измерительной обмотки, расположенной в воздухе, с учетом (1) и (5) равна

$$e = -\mu_0 \omega H \cos \alpha \frac{dS}{dt}. \quad (6)$$

Если расположить плоскость измерительной катушки перпендикулярно вектору измеряемой напряженности магнитного поля \vec{H}_x , то

$$e = -\mu_0 \omega H_x \frac{dS}{dt}. \quad (7)$$

Обычно в преобразователях описываемого типа поперечное сечение контура изменяется за счет того, что витки его располагают на гранях пьезокристалла, возбуждаемого вспомогательным электрическим полем. Одна из возможных конструкций пьезо-преобразователя предложена в работе [2].

Так как пьезоэффект является нечетным эффектом [3], то,

пренебрегая высшими гармониками, изменяющуюся площадь поперечного сечения контура можно представить как

$$S(t) = S_{cp} + S_m \sin \omega t. \quad (8)$$

Тогда, с учетом (7), э. д. с. на выходе контура преобразователя и его чувствительность $G_{ин}$ будут равны

$$e = -\mu_0 \omega \omega H_x S_m \cos \omega t; \quad (9)$$

$$G_{ин} = \left| \frac{dE_m}{dH_x} \right| = \omega \mu_0 S_m,$$

где S_m — амплитуда изменения площади поперечного сечения контура;

$$E_m = -\mu_0 \omega \omega S_m.$$

Основным недостатком пьезопреобразователей является то, что частоты возбуждающего напряжения и полезного сигнала равны. Это усложняет выделение сигнала на фоне помехи, обусловленной наводками возбуждающей цепи на измерительную, и делает невозможным применение пьезопреобразователя для измерения напряженности слабых магнитных полей.

Указанный недостаток исключается в преобразователях, использующих эффект электрострикции [4]. При этом деформация кристалла, а с ней и изменение поперечного сечения контура осуществляется на удвоенной частоте возбуждения. Для случая электростриктора выражение (8) принимает вид

$$S(t) = S_{cp} + \sum_{k=1}^{\infty} S_{2k} \cos 2k \omega t. \quad (10)$$

Учитывая, что наибольшую амплитуду в спектре (10) имеет вторая гармоника получаем э. д. с. на зажимах обмотки электрострикционного преобразователя, помещенного в поле напряженностью H_x

$$e = 2\omega \mu_0 \omega H_x S_{m2} \sin 2\omega t. \quad (11)$$

Чувствительность электрострикционного преобразователя будет равна

$$G_{эст} = \left| \frac{dE_{m2}}{dH_x} \right| = 2\omega \mu_0 \omega S_{m2}. \quad (12)$$

Реальный порог чувствительности электрострикционного преобразователя определяется уровнем его собственных шумов на частоте второй гармоники. Предполагается, что четные гармоники, содержащиеся в напряжении генератора возбуждения преобразователя могут быть отфильтрованы.

К преимуществам электрострикционного преобразователя по сравнению с феррозондом и индуктором следует отнести:

отсутствие ферромагнитных элементов, а следовательно, и

остаточной намагниченности, приводящих, например в ферро-зондах, к смещению нуля;

широкий температурный диапазон;

отсутствие подвижных частей и коллекторов;

простую и технологичную конструкцию.

Было исследовано несколько вариантов электрострикционных преобразователей. Один из них (рис. 1) представлял собой тон-

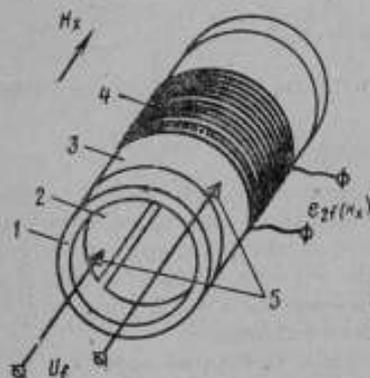


Рис. 1. Электрострикционный преобразователь магнитного поля:

1 — цилиндр из электрострикционного материала; 2 — внутренняя металлизированная поверхность; 3 — внешняя металлизированная поверхность (короткозамкнутый виток); 4 — многовитковая обмотка; 5 — токопроводящие контакты напряжения основной частоты

замкнутом витке возникает вихревой ток. Вследствие периодического изменения площади поперечного сечения вихревой ток, трансформируясь в обмотку, создает на зажимах последней э. д. с. e_{2f} , пропорциональную H_x , причем частота э. д. с. равна удвоенной частоте генератора возбуждения.

На поляризованном образце были измерены резонансные частоты вибратора. Колебания вибратора контролировались преобразователем механических колебаний, состоящим из пластины поляризованной сегнетокерамики (TGS), жестко связанной со щупом. Э. д. с., возникающая на обкладках сегнетокерамики и пропорциональная амплитуде колебаний, поступает на вход избирательного усилителя. С помощью такой схемы был снят спектр колебаний керамики.

Ориентировочный расчет резонансных частот радиальных колебаний вибратора при скорости их распространения 4200 м/с подтвердил данные эксперимента.

Для дальнейших экспериментальных работ вибратор был де-

костенный цилиндрический вибратор 1 из поликристаллической сегнетокерамики $PbZrO_3$, внутренняя 2 и внешняя 3 поверхности которого металлизированы методом ажигания. Внутренняя поверхность имела разрез, препятствующий прохождению циркулярных токов. Непосредственно на металлизированную поверхность, представляющую собой короткозамкнутый виток, наносилась многовитковая обмотка 4, индуктивно связанная с витком.

Если к металлизированным поверхностям (контакты 5) подвести переменное напряжение нужной величины U_f , то вибратор будет совершать электрострикционные радиальные колебания с удвоенной частотой. При наличии постоянного магнитного поля напряженностью H_x , действующего вдоль оси вибратора, в коротко-

поляризован путем нагрева в тигельной печи до 500°C с последующим медленным охлаждением. Колебания деполаризованного образца в холодном состоянии на частоте второй гармоники не были обнаружены. Для увеличения амплитуды электрострикционных колебаний вибратора образец испытывался при большем напряжении возбуждения, причем емкость вибратора компенсировалась параллельно включенной индуктивностью.

С увеличением напряжения возбуждения вибратор разогревался до температуры, близкой к точке Кюри. При этом он почти скачкообразно начинал колебаться с высокой эффективностью на второй гармонике частоты возбуждения, ранее же наблюдавшиеся колебания на частоте возбуждения исчезали (рис. 2).

Необходимо отметить, что колебания вибратора на удвоенной частоте за точкой Кюри при соответствующем подборе индуктивности становятся устойчивыми и не зависят от окружающей темпера-

туры. Физически это явление можно объяснить следующим образом. Поляризация сегнетокерамики пропорциональна диэлектрической проницаемости ϵ , которая в свою очередь зависит

от температуры образца. Для образцов из поликристаллической керамики из PbTiO_3 и PbZrO_3 зависимость ϵ от температуры приведена в работе [5]. Резкое возрастание диэлектрической проницаемости около температуры точки Кюри происходит вследствие перестройки структуры вещества, которая из полярной фазы (ниже точки Кюри) переходит в неполярную (выше точки Кюри). В неполярной фазе исчезает анизотропия вещества и связанный с нею эффект пьезострикции. Эффект электрострикции, не связанный с анизотропией вещества, около точки Кюри проявляется особенно сильно, так

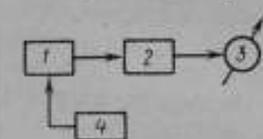


Рис. 3. Блок-схема магнитометра:

1 — электрострикционный датчик; 2 — набирательный усилитель, настроенный на частоту; 3 — индикатор сигнала; 4 — генератор возбуждения

как за счет увеличения диэлектрической проницаемости возрастает индуцированная поляризация, квадрату которой пропорциональна деформация.

Чувствительность электрострикционного преобразователя определялась по блок-схеме, аналогичной схемам феррозондовых магнитометров типа второй гармоники (рис. 3).

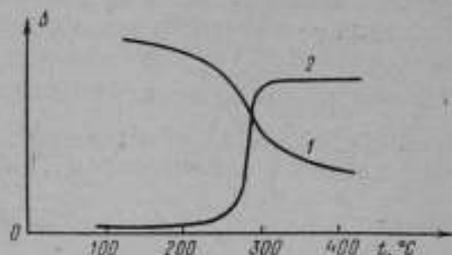


Рис. 2. Зависимость интенсивности колебаний стриктора от степени его разогрева:

1 и 2 — соответственно амплитуда колебаний на основной и удвоенной частоте.

В качестве генератора возбуждения 4 использовался прибор ЗГ-12, частота возбуждения составляла 17,5 кГц, что соответствовало резонансной частоте радиальных колебаний вибратора. Для компенсации емкости преобразователя 1 параллельно ему была подключена переменная индуктивность. Для выделения и усиления напряжения выходного сигнала использовался приемник-супергетеродин 2 с порогом чувствительности 20 мкВ. Индикатором 3 служил осциллограф ЭО-7.

В работе не ставилась задача получения максимальной чувствительности. В устройстве по рассмотренной блок-схеме она составляла $\sim 0,5$ мкВ/А, что хорошо согласовывалось с расчетной величиной.

В эксперименте имели место следующие параметры: $f = \frac{\omega}{2\pi} = 17,5$ кГц; $S_{m2} = 1 \cdot 10^{-8}$ м²; $\omega = 150$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м. Подстановка в выражение (12) дает:

$$C_{\text{эсп}} = 0,525 \frac{\text{мкВ}}{\text{А/м}}$$

Описываемый преобразователь можно применять для измерения напряженности слабых магнитных полей при повышении чувствительности путем: увеличения частоты возбуждения (для этого необходимо применить более тонкие вибраторы), увеличения числа витков измерительной катушки.

Дальнейшее повышение чувствительности связано с оптимальным выбором материала стриктора, за счет чего обеспечивается увеличение S_{m2} .

Достигнутая чувствительность позволяет использовать электрострикционные преобразователи для измерения напряженности сильных постоянных магнитных полей. Важными характеристиками таких преобразователей являются высокая линейность коэффициента преобразования и возможность работы при высоких температурах (до 300—500°С).

ЛИТЕРАТУРА

1. Яновский Б. М. Земной магнетизм. Изд-во ЛГУ, 1963.
2. Брауде Г. В. Устройство для косвенного измерения магнитной индукции. Авт. св. № 97606, «Бюллетень изобретений», 1954, № 5.
3. Кэди У. Пьезоэлектричество и его практическое применение, ИИЛ, 1949.
4. Афанасьев Ю. В., Гринбаум М. Б., Канторович В. Л. Устройство для измерения магнитных полей. Авт. св. № 226714. «Бюллетень изобретений», 1968, № 29.
5. Смоленский Г. А., Исупов В. А. Сегнетоэлектрики. Изд. ЛДНТИ, серия «Полупроводники», 1957.

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ИНДУКЦИИ ПЕРЕМЕННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Для измерения магнитной индукции переменного магнитного поля используются индукционный и гальваномагнитный методы, а также метод, основанный на применении магнитомодуляционных преобразователей. К недостаткам первого метода относятся невысокая точность измерения, низкая чувствительность в области слабых магнитных полей, значительные размеры измерительного преобразователя, зависимость выходного сигнала преобразователя от частоты и ограниченный частотный диапазон. Недостатком магнитомодуляционных преобразователей является узкий частотный диапазон, низкая точность измерения и зависимость выходной величины от постоянного подмагничивающего поля. Кроме того, такие преобразователи искажают априорную картину магнитного поля.

Более перспективными для измерения индукции переменных магнитных полей являются методы, основанные на гальваномагнитных эффектах. К преимуществам измерителей индукции, основанных на эффекте Холла, относятся возможность получения сигнала в виде электрической величины, малые размеры измерительного преобразователя, надежность в эксплуатации. Однако построение измерителей переменных полей повышенной точности с использованием эффекта Холла в широком частотном диапазоне связано со значительными трудностями. Причина заключается в появлении частотнозависимой индукционной наводки в выходной цепи преобразователя. Для компенсации ее используют дополнительные контуры и специальные безындукционные выводы, однако их нельзя считать надежными и удовлетворительными.

По сравнению с преобразователями Холла преобразователи магнитосопротивления проще в изготовлении и надежнее в эксплуатации. Выражение для полного сопротивления преобразователя, помещенного в магнитное поле, в зависимости от его геометрических размеров, характеристик материала и индукции магнитного поля можно представить в следующем виде [1]

$$R(B) = R(0) \frac{\sigma(0)}{\sigma(B)} \left[1 + \theta^2 \left(1 - 0,54 \frac{a}{b} \right) \right]; \quad \frac{a}{b} \leq 0,35; \quad \theta \leq 0,45; \quad (1)$$

$$R(B) = R(0) \frac{\sigma(0)}{\sigma(B)} \left[1 + \theta^2 0,54 \frac{b}{a} \right]; \quad \frac{a}{b} > 1; \quad \theta \leq 0,45; \quad (2)$$

$$R(B) = R(0) \frac{\sigma(0)}{\sigma(B)} \sqrt{1 + \text{tg}^2 \theta}; \quad \frac{a}{b} = 1; \quad \theta - \text{любое}, \quad (3)$$

- где $R(B)$ — полное сопротивление преобразователя в магнитном поле, индукция которого равна B ;
 $R(0)$ — сопротивление преобразователя при отсутствии магнитного поля;
 a и b — соответственно длина и ширина преобразователя магнитосопротивления;
 θ — угол Холла ($\theta = \text{arctg} \frac{3\pi}{8} \mu B$, μ — подвижность носителей).

Погрешности преобразователей магнитосопротивления при измерении индукции переменных магнитных полей связаны с выпрямляющим эффектом электродов, временной и температурной нестабильностью сопротивления, в то же время исключается погрешность, обусловленная индукционной наводкой.

При питании преобразователя постоянным током и измерении переменной магнитной индукции приращение падения напряжения на нем будет иметь постоянную составляющую, так как знак приращения сопротивления не зависит от направления вектора магнитной индукции, а определяется только ее абсолютной величиной. Постоянная составляющая, пропорциональная измеряемой индукции, легко может быть отделена от паразитного переменного сигнала. Это позволяет создать измерители индукции переменных полей в широком частотном диапазоне.

Для измерения переменной магнитной индукции $B = B_m \sin \omega t$ преобразователь магнитосопротивления может быть включен в одно из плеч мостовой цепи, питаемой от источника постоянного тока. В исходном состоянии мостовая цепь уравновешена. Так как общее сопротивление преобразователя может быть представлено, согласно (1-3), в виде $R(B) = R(0)(1 + kB^2)$, то при помещении преобразователя в измеряемое поле приращение падения напряжения на нем имеет две составляющие, одна из которых постоянна во времени, а другая изменяется с удвоенной частотой магнитного поля. Первая составляющая в слабых магнитных полях пропорциональна действующему значению индукции переменного магнитного поля

$B_{\pi} = \sqrt{\frac{1}{T}}$. О ее величине можно судить непосредственно по отклонению указателя прибора в диагонали мостовой цепи.

Измерители переменной индукции, основанные на эффекте магнитосопротивления с использованием неуравновешенной мостовой цепи, обладают той особенностью, что их градуировка может быть проведена в постоянных магнитных полях, индукция которых определяется достаточно точно. Это является важным преимуществом таких измерителей.

Наиболее высокую точность измерения переменных величин обеспечивают компараторы [2]. Для построения компараторов магнитной индукции [3, 4] необходим преобразователь с квадра-

тичной зависимостью выходной величины от входной. Единственным из известных элементов, с помощью которого можно построить компаратор, является преобразователь магнитосопротивления.

В компараторах магнитной индукции могут использоваться методы одновременного и разновременного сравнения. В первом случае (рис. 1) применяются два преобразователя, один из которых R_1 находится в измеряемом переменном магнитном поле, другой R_2 — в постоянном. Оба преобразователя, включенные в смежные плечи моста, питаются от источника постоянного тока. В исходном состоянии мостовая цепь уравновешена. При помещении одного преобразователя в измеряемое переменное магнитное поле появляется напряжение разбаланса. Уравновешивание мостовой цепи достигается изменением индукции постоянного магнитного поля, в котором находится второй преобразователь. Условие равновесия может быть представлено уравнением

$$R_1(0) [1 + k_1 B_m^2 \sin^2 \omega t] R_4 = R_2(0) [1 + k_2 B^2] R_3.$$

Так как отклонение магнитоэлектрического указателя равновесия не зависит от переменной составляющей напряжения разбаланса, то

$$B_n = \sqrt{\frac{k_2}{k_1}} B.$$

Если преобразователи магнитосопротивления идентичны, находятся в одинаковых температурных условиях, коэффициенты их преобразования k_1 и k_2 равны, то действующее значение индукции переменного магнитного поля равно индукции постоянного поля.

Точность измерения переменной магнитной индукции может быть повышена в одноканальном компараторе, принцип действия которого заключается в следующем (рис. 2). Два преобразователя магнитосопротивления включены последовательно и питаются от источника переменного тока ИПТ, частота которого ω_7 во много раз превышает частоту ω переменного магнитного поля. Один из преобразователей ПМ₁ находится в измеряемом магнитном поле, другой ПМ₂ в постоянном, индукция которого может быть точно определена. Вследствие квадратичной зависимости приращения сопротивления преобразователей от индукции магнитного поля падения напряжения на преобразователях выражаются формулами

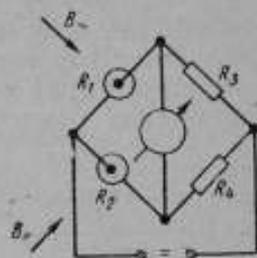


Рис. 1. Блок-схема компаратора магнитной индукции одновременного сравнения:

H — индикатор равновесия; R_1 и R_2 — преобразователи

$$u_1 = I_m [R_1(0) (1 + k_1 B_m^2 \sin^2 \omega t)] \sin \omega_1 t$$

и

$$u_2 = I_m [R_2(0) (1 + k_1 B^2)] \sin \omega_2 t.$$

Напряжения u_1 и u_2 поступают на вход автоматического переключателя $АП$, управляемого напряжением коммутационного генератора $КГ$, усиливаются узкополосным усилителем $УУ$ и детектируются амплитудным детектором $АД$, на выходе которого

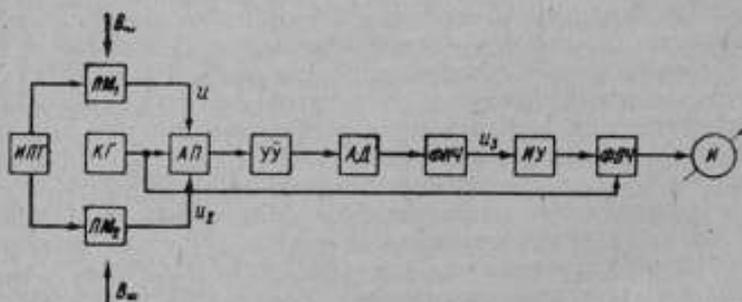


Рис. 2. Блок-схема одноканального компаратора магнитной индукции

$ПМ_1$ и $ПМ_2$ — преобразователи; $ИПТ$ — источник переменного тока; $КГ$ — коммутационный генератор; $АП$ — автоматический переключатель; $УУ$ — узкополосный усилитель; $АД$ — амплитудный детектор; $ФНЧ$ и $ФВЧ$ — фильтры низких и высоких частот; $ИУ$ — измерительный усилитель; $И$ — индикатор

включен фильтр нижних частот $ФНЧ$. Огибающая на выходе фильтра

$$u_3 = I_m k' [R_1(0) (1 + k_1 B_m^2 \sin^2 \omega t)] \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + \\ + I_m k' [R_2(0) (1 + k_1 B^2)] \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right]$$

усиливается усилителем $ИУ$, настроенным на частоту переключений автоматического переключателя. Напряжение на выходе усилителя

$$k' I_m \sin \Omega t [R_1(0) [1 + k_1 B_m^2] - R_2(0) [1 + k_1 B^2]]$$

поступает на фазочувствительный выпрямитель $ФЧВ$, на выходе которого включен магнитоэлектрический гальванометр. При отсутствии отклонения гальванометра действующее значение индукции переменного магнитного поля равно индукции постоянного.

Рассмотрим погрешности измерения переменной магнитной

индукции. Суммарная погрешность измерения складывается из погрешности определения постоянной магнитной индукции и погрешности компарирования. Первая составляющая при использовании метода ядерного магнитного резонанса не превышает 0,1%. Вторая определяется неквадратичностью характеристик преобразователей, частотной зависимостью коэффициента преобразования, нечувствительностью индикатора равновесия и нестабильностью элементов компаратора.

Так как реальные характеристики преобразователей магнитосопротивления (1 + 3) отличаются от квадратичных, оценим погрешности измерения индукции переменного магнитного поля для случая, когда последняя определяется путем сравнения с индукцией постоянного поля [5]. Рассмотрим соотношение между интересующими нас величинами при включении преобразователя в одно из плеч мостовой цепи и изменении переменной магнитной индукции по синусоидальному закону, когда характеристика преобразователя аппроксимирована полиномом, содержащим четные степени ($\Delta R = \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} B^{2n}$), что соответствует (1 + 3), а в качестве индикатора равновесия используется магнитоэлектрический гальванометр. На основании этого соотношение между действующим значением индукции переменного магнитного поля и индукцией постоянного B_0 , при отсутствии отклонения индикатора равновесия, определим из выражения

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} (B^{2n} - B_0^{2n}) dt = 0. \quad (4)$$

Обозначим постоянную составляющую подынтегрального выражения через $R'(n)$. Тогда выражение (4) примет вид

$$\sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} [B_m^2 R'(n) - B_0^{2n}] = 0. \quad (5)$$

Член $R'(n)$ можно представить так:

$$R'(n) = \frac{1}{2^n} + R(n), \quad (6)$$

а значение его следует выбирать из таблицы

$R'(n)$	1/2	3/8	5/16	35/128	63/256	231/1024
n	1	2	3	4	5	6

Из выражения (5) нетрудно определить соотношение между величинами B_m и B_0 . Так, при $n > 2$ действующее значение переменной величины не равно постоянной.

Найдем абсолютную погрешность ΔB_0 определения измеряемой величины, когда действующее значение B_n принимают равным B_0 . Из (4) имеем

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} B^{2n} dt = \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} (B_0 + \Delta B_0)^{2n}. \quad (7)$$

Разлагая второй член правой части в ряд и пренебрегая величинами второго порядка, получим

$$\sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} B_n^{2n} R'(n) = \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} (B_0^{2n} + c_{2n}' B_0^{2n-1} \Delta B_0). \quad (8)$$

Так как $\sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} B_n^{2n} = \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} B_0^{2n}$ (действующее значение переменной величины равно постоянной), из выражения (8) следует

$$\sum_{n=2}^{\infty} k_{2n} B_n^{2n} R(n) = \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} c_{2n}' B_0^{2n-1} \Delta B_0. \quad (9)$$

Отсюда абсолютная погрешность измерения составляет

$$\Delta B_0 = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} k_{2n} B_n^{2n} R(n)}{\sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} c_{2n}' B_0^{2n-1}}. \quad (10)$$

На основании этого выражения можно определить абсолютную погрешность измерения индукции переменного магнитного поля при использовании преобразователей магнитосопротивления, характеристика которых может быть аппроксимирована полиномом, содержащим четные степени.

Для определения погрешности измерения магнитной индукции, обусловленной неквадратичностью характеристики преобразователя компаратора, на основании (1-3) запишем выражения для приращения сопротивления в зависимости от геометрических размеров преобразователей, характеристики полупроводникового материала и индукции магнитного поля

$$\Delta R = R(0) \left(1 - 0,54 \frac{a}{b}\right) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^{2(2n-1)}}{(2n-1)^2} + 2 \sum_{\substack{n=1 \\ k=2 \\ n+k}}^{\infty} (-1)^{n+k} \times \right. \\ \left. \times \frac{\left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^{2n-1}}{2n-1} \cdot \frac{\left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^{2k-1}}{2k-1} \right\} \cdot \frac{a}{b} \leq 0,35; \theta \leq 0,45; \quad (11)$$

$$\Delta R = R(0) 0,54 \frac{b}{a} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^{2(2n-1)}}{(2n-1)^2} + 2 \sum_{\substack{n=1 \\ k=2 \\ n=k}}^{\infty} (-1)^{n+k} \times \right. \\ \left. \times \frac{\left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^{2n-1}}{2n-1} \cdot \frac{\left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^{2k-1}}{2k-1} \right\}, \frac{a}{b} > 1; \theta \leq 0,45; \quad (12)$$

$$\Delta R = R(0) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^4 + \frac{1}{16} \left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^6 - \right. \\ \left. - \frac{5}{128} \left(\frac{3\pi}{8} uB\right)^8 + \dots \right], \frac{a}{b} = 1; \theta - \text{любое}. \quad (13)$$

Следует отметить, что первые два выражения справедливы при $\frac{3\pi}{8} uB < 0,45$ вследствие ограничений, принятых при выводе

(1) и (2), а последнее справедливо при $\frac{3\pi}{8} uB < 1$ из-за ограничений, вызванных разложением выражения (3) в степенной ряд.

На основании выражений (10) и (11—13) определим относительную погрешность при использовании преобразователей, характеристики которых представлены выражениями (11—13). Так как последние довольно громоздки, погрешность по выражению (10) оценена с использованием первых четырех членов разложения упомянутых выше выражений. Подставляя (11—13) в (10) и сделав некоторые преобразования, получим

$$\gamma_B = \frac{-\frac{1}{6} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^2 B_0^2 + \frac{23}{60} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^4 B_0^4 - \frac{99}{140} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^6 B_0^6}{1 - \frac{4}{3} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^2 B_0^2 + \frac{79}{45} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^4 B_0^4 - \frac{176}{105} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^6 B_0^6}; \quad (14)$$

$$\gamma_B = \frac{-\frac{1}{16} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^2 B_0^2 + \frac{3}{32} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^4 B_0^4 - \frac{135}{1024} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^6 B_0^6}{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^2 B_0^2 + \frac{6}{16} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^4 B_0^4 - \frac{5}{16} \left(\frac{3\pi}{8} u\right)^6 B_0^6}. \quad (15)$$

Ограничиваясь рассмотрением первых членов, выражения (14) и (15) запишем в упрощенной форме

$$\gamma_B = \frac{1}{6} \left(\frac{3\pi}{8} uB_0\right)^2; \quad (16)$$

$$\gamma_B = \frac{1}{16} \left(\frac{3\pi}{8} uB_0\right)^2. \quad (17)$$

Выражения (1) и (2) получены с определенными допущениями и справедливы с погрешностью 1%, чем, очевидно, и объясняется значительное расхождение в выражениях (16) и (17).

На рис. 3 представлены графики зависимости погрешности измерения индукции в переменных магнитных полях от параметра $\frac{3\pi}{8} \mu B_0$, вычисленные по формулам (14) и (16), (15) и (17).

Так как разница между значениями погрешностей, определенными по точной и приближенной формулам, невелика, во избежание громоздких вычислений можно пользоваться выражениями (16) и (17).

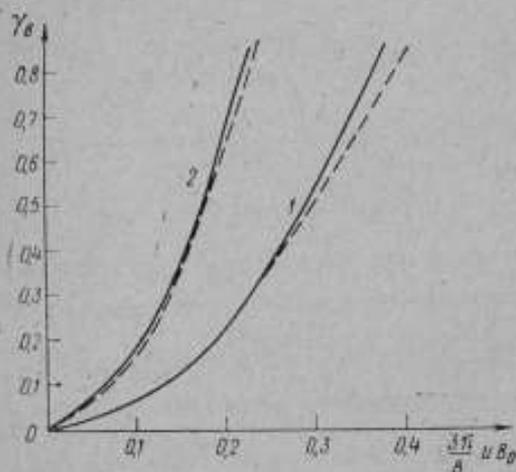


Рис. 3. Зависимость погрешности измерения индукции γ_B в переменных магнитных полях от параметра $\frac{3\pi}{8} \mu B_0$ при:

$$1 - \frac{a}{b} - 1 \quad \text{и} \quad 2 - \frac{a}{b} + 1$$

носителей [например InSb , InAs , $\text{In}(\text{As}_y\text{P}_{1-y})$], а для сильных магнитных полей — из материала с малой подвижностью носителей (например, Ge , Si , GaAs).

Частотная погрешность, обусловленная зависимостью коэффициента преобразования от частоты, определяется выражением [2]

$$\gamma_f = 1 - \sqrt{\frac{k_0}{k_f}}, \quad (18)$$

где k_0 и k_f — коэффициенты преобразования в постоянном и переменном магнитных полях.

Для определения этой погрешности компараторов найдем выражение для коэффициента преобразования на частоте f [4]. Как отмечалось ранее, приращение сопротивления преобразователя в постоянном магнитном поле составляет $\Delta R' = k_0 B_0^2$, а в переменном $\Delta R'' = k_0 (B - B_{\text{вт}}) (B_{\text{вт}} - \text{индукция, создаваемая вих-}$

ревыми токами в преобразователе). Приращение сопротивления преобразователя в переменном магнитном поле можно представить в выражении

$$\Delta R'' = k_0 \left(1 - \frac{B_{\text{нр}}}{B}\right)^2 B^2.$$

Учитывая (18), выражение для коэффициента преобразования на частоте f можно представить в виде

$$k_f = k_0 \left(1 - \frac{B_{\text{нр}}}{B}\right)^2. \quad (19)$$

Для определения $B_{\text{нр}}$ рассмотрим преобразователь толщиной d и диаметром $2R$, помещенный в переменное магнитное поле. Опуская промежуточное преобразование, выражение для $B_{\text{нр}}$ можно записать так:

$$B_{\text{нр}} = \frac{k_{\Phi} \beta \mu_0 f d B_m R}{9\pi} \left(6 \ln \frac{8}{d} R - 5\right). \quad (20)$$

Частотная погрешность компараторов магнитной индукции с учетом выражений (18) и (20) составляет

$$\gamma_f = 1 - \frac{1}{1 - \frac{k_{\Phi} \beta \mu_0 f d R}{9\pi} \left(6 \ln \frac{8}{d} R - 5\right)}. \quad (21)$$

При $\frac{k_{\Phi} \beta \mu_0 f d R}{9\pi} \left(6 \ln \frac{8}{d} R - 5\right) \ll 1$ частотная погрешность определяется выражением

$$\gamma_f = \frac{k_{\Phi} \beta \mu_0 f d R}{9\pi} \left(6 \ln \frac{8}{d} R - 5\right). \quad (22)$$

Из (22) следует, что для снижения частотной погрешности компараторов необходимо применять материалы с малой электропроводностью и уменьшать геометрические размеры преобразователей.

Одной из составляющих общей погрешности компараторов является погрешность, обусловленная нечувствительностью индикаторов равновесия.

Пусть сопротивление индикатора во много раз больше входного сопротивления мостовой цепи (рис. 1). В этом случае напряжение разбаланса мостовой цепи u_0 при питании от источника постоянного тока выражается формулой

$$u_0 = \frac{R_2(0) R_3 k B_0^2 - R_1(0) R_4 k B_0^2}{R_1(B) + R_2(B) + R_3 + R_4} I. \quad (23)$$

Порог чувствительности индикатора равновесия равен произведению постоянной прибора c_0 и минимального отклонения указателя β_1 , заметного глазом. На основании изложенного

$$\beta_1 c_0 = \frac{k' I (B_0^2 - B_n^2)}{R_1(B) + R_2(B) + R_3 + R_4}$$

Переменную магнитную индукцию с учетом нечувствительности индикатора равновесия можно представить следующим образом:

$$B_n = \sqrt{B_0^2 - \frac{\beta_1 c_0 [R_1(B) + R_2(B) + R_3 + R_4]}{k' I}}$$

Относительная погрешность измерения индукции переменного магнитного поля равна

$$\gamma_1 = \sqrt{1 - \frac{\beta_1 c_0 [R_1(B) + R_2(B) + R_3 + R_4]}{k' I B_0^2}} - 1 \quad (24)$$

Разложив выражение под радикалом в ряд и ограничиваясь двумя членами разложения, получим

$$\gamma_1 = \frac{\beta_1 c_0 [R_1(B) + R_2(B) + R_3 + R_4]}{2k' I B_0^2} \quad (25)$$

В настоящее время создан так называемый магнитоактивный элемент, представляющий собой преобразователь Холла, к выходным электродам которого подключено реактивное сопротивление. Этот элемент можно использовать также для измерения индукции переменных магнитных полей.

При отсутствии магнитной индукции входное сопротивление преобразователя является активным. В работе [5] показано, что при внесении преобразователя, нагруженного на реактивное сопротивление, в магнитное поле приращение сопротивления Δz_{rx} содержит активную и реактивную составляющие и может быть представлено в виде

$$\Delta z_{\text{rx}} = \frac{S_y B^2}{R_2 + z_L},$$

где S_y — удельная чувствительность преобразователя Холла;
 R_2 — сопротивление нагрузки преобразователя;
 B — индукция магнитного поля.

Реактивная составляющая этого выражения равна

$$\Delta x_{\text{rx}} = \frac{-x_L S_y^2 B^2}{(R_2 + R_L)^2 + x_L^2}$$

Из этого выражения видно, что реактивная составляющая пропорциональна квадрату магнитной индукции. Это может быть использовано для построения компараторов переменной магнитной индукции. Схема такого компаратора представлена на рис. 4. Два идентичных магнитоактивных элемента включены в смежные плечи моста, который питается от источника переменного тока ИПП. Один из элементов помещают в измеряемое переменное магнитное поле $B_m \sin \omega t$, а другой — в постоянное,

индукция которого определяется с высокой точностью. Если представить входную цепь магнитоактивного элемента в виде комплексного сопротивления, в котором одна составляющая является активной и не зависит от индукции, а две другие (активная и реактивная) зависят от квадрата индукции, то цепь рис. 4 ничем не отличается от известной мостовой цепи [6]. Следовательно, изменяя индукцию постоянного магнитного поля, можно уравновесить мостовую цепь. При отсутствии показания индикатора неравновесия H , реагирующего на квадратурную составляющую входного напряжения, действующее значение индукции переменного магнитного поля равно индукции постоянного.

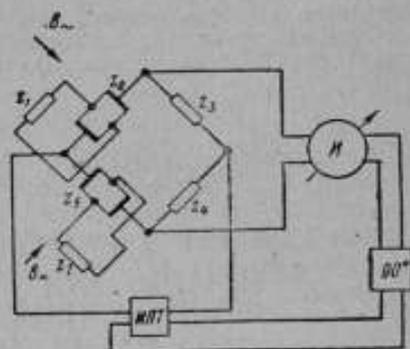


Рис. 4. Схема компаратора переменной магнитной индукции

ИПТ — источник переменного тока;
И — индикатор неравновесия

Как показали исследования, компараторы магнитной индукции, основанные на эффекте магнитосопротивления, позволяют существенно повысить точность измерения индукции переменных магнитных полей и расширить частотный диапазон. Так, при использовании преобразователей магнитосопротивления из арсенида индия с геометрическими размерами $0,4 \times 10^{-3} \times 0,4 \cdot 10^{-3} \times 5 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$ (электропроводность материала $2,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} \cdot \text{м}^{-1}$ в частотном диапазоне до 100 кГц ($B_{\text{max}} = 0,1 \text{ Т}$) может быть обеспечена погрешность измерения менее 0,5%, а при использовании преобразователей тех же геометрических размеров из германия (электропроводность материала $60 \text{ Ом} \cdot \text{м}^{-1}$) эта же погрешность может быть получена в частотном диапазоне до 0,6 МГц. Эти данные не являются предельными, так как при использовании миниатюрных преобразователей, изготовленных из германия, кремния, арсенида галлия и других материалов и обладающих стабильностью параметров, частотный диапазон компараторов магнитной индукции может быть расширен, а точность измерения повышена.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lippmann H. J., Kuhrt F. Der Geometrieinfluß auf den transversalen magnetischen Widerstandseffekt bei rechteckförmigen Halbleiterplatten. «Zeitschrift für Naturforschung», В. 13А, 1958.
2. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Изд-во стандартов, 1964.
3. Андриевский Е. А., Паичишин Ю. М., Таранов С. Г. Метрологические методы измерения индукции переменных магнитных полей. Научно-техническое совещание «Методы и аппаратура для испытания магнитотвердых и магнитомягких материалов». Киев, 1966.

4. Андреевский Е. А., Панчишин Ю. М., Таранов С. Г. Использование эффекта магнитосопротивления для измерения индукции переменных магнитных полей. Сб. «Повышение точности и автоматизация электрических и магнитных измерительных устройств». Киев, 1968.

5. Китаока, Хашизуме. Прибор с переменным импедансом, использующий гальваномагнитные эффекты в полупроводниках. «Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике», 1965, № 12.

6. Карандеев К. Б., Штамбергер Г. А. Обобщенная теория мощностных цепей переменного тока. Изд-во СО АН СССР, 1961.

УДК 621.317.443.013 : 539.124.143

М. М. ТЕЛЬМИНОВ

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО ПАРАМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА ДЛЯ ТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Методы, базирующиеся на внутриатомных константах, позволили значительно повысить точность измерений многих физических величин, в том числе магнитных.

Благодаря точному определению гиромангнитного отношения протона создан эталон напряженности магнитного поля на основе свободной ядерной прецессии [1]. Погрешность этого метода составляет 0,001% на уровне поля Земли. Однако он не пригоден для диапазонных измерений в полях более сильных, чем земное, где трудно создать однородное магнитное поле в объеме образца, необходимое для наблюдения свободной прецессии [2].

Метод оптической ориентации атомов обладает высокой чувствительностью (0,01γ) и в основном к нему прибегают при измерении сверхслабых однородных магнитных полей или их стабилизации [3]. Малая изученность сдвигов, вызванных давлением газа, осциллирующим и модулирующим полями, изменением температуры, не позволяет в настоящее время оценить систематические погрешности при измерении напряженности поля.

В области сильных магнитных полей в диапазоне напряженностей поля $2 \cdot 10^4$ — $2 \cdot 10^6$ А/м для точных измерений используют магнитный резонанс ядер водорода, лития, дейтерия. Погрешность измерений образцовым ЯМР-магнитометром составляет 0,002% [4]. Однако указанные методы в ряде случаев не могут обеспечить высокую точность измерений в диапазоне напряженностей поля 80 — $2 \cdot 10^4$ А/м.

В области средних напряженностей магнитных полей погрешность может быть значительно снижена, благодаря применению метода электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) [5].

В качестве рабочего вещества в преобразователях ЭПР-магнитометров, как правило, используются стабильные органические радикалы [6]. Основные характеристики, такие как g -фактор незамещенного электрона и ширина резонансной линии, во многом зависят от исходных материалов, из которых синтезируются радикалы, и от метода синтеза, а стабильность во времени — от способа упаковки [7]. С целью получения однозначных значений метрологических характеристик радикалов синтезирование их осуществлялось по одной схеме из одних и тех же материалов и при одних и тех же условиях.

g' -фактор, входящий в выражение $H_0 = g'f_0$ и определяющий точность абсолютных измерений, измерялся на частотном компараторе путем сравнения с гиромагнитным отношением протона. Частотный компаратор основан на явлениях ЭПР и ЯМР в проточном образце.

Из резонансных условий ЭПР и ЯМР в одном и том же поле напряженностью H_0 определялся g' -фактор

$$g' = \frac{2\pi}{\gamma_n} \cdot \frac{f_n}{f_s},$$

где γ_n — гиромагнитное отношение протона;

f_n и f_s — соответственно частота протонного и электронного резонанса.

Ширина резонансной линии ΔH^* , определяющей точность относительных измерений, находилась двумя методами.

1. Устанавливались последовательно максимумы производной от кривой поглощения изменением напряженности поля катушки Гельмгольца, и в момент установки напряженность поля измерялась протонным резонансом. Величина ΔH^* подсчитывалась по формуле

$$\Delta H^* = \frac{2\pi}{\gamma_n} (f_n' - f_n'') \sqrt{3}.$$

2. Измерялась постоянная k колец Гельмгольца протонным резонансом. Находилась разность токов между максимумами кривой поглощения и рассчитывалась ширина линии на полувысоте по формуле

$$\Delta H^* = k (I' - I'') \sqrt{3}.$$

Результаты измерений g' -фактора, ΔH^* ряда радикалов, а также их погрешности и отношение амплитуд напряжений сигнала и шума приведены ниже в таблице.

Средняя квадратическая погрешность результата подсчитывалась по серии из десяти измерений.

При измерении g' исключалась систематическая погрешность, появляющаяся вследствие сдвига частоты от амплитуды осциллирующего поля H_1 . При этом выполнялось условие $H_1 = 0,0063 H_0$, которое следует из выражения [8]

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{H_1^2}{4H_0^2} + \frac{H_1^4}{68H_0^4} + \dots$$

Карбазильный и парамагнитный радикалы имеют малую ширину резонансной линии и высокую интенсивность поглощения. В течение двух лет не наблюдалось изменений g' и ΔH^* указанных радикалов, хранившихся в вакуумированном состоянии. Высокая стабильность позволяет использовать их при изменении напряженности магнитных полей.

Свободный радикал	$g', \text{A} \cdot \text{c/м}$	$\Delta g'/g'$	$\Delta H^*, \text{A/м}$	$\Delta H^*/\Delta H\%$	$U_c/U_{\text{ш}}$
Карбазильный	28,5656	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	43,2	0,2	110
Пара-метаксильный	28,5608	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	76,8	0,5	100
Пара-бромный	28,5472	$\pm 6 \cdot 10^{-4}$	97,6	0,7	50
Пара-хлорный	28,5296	$\pm 8 \cdot 10^{-4}$	118,4	2,0	17
ДФПГ	28,5232	$\pm 10 \cdot 10^{-4}$	148,0	2,5	10

В случае применения ЭПР в магнитоизмерительной практике необходимо учитывать зависимость показаний магнитометра от ориентации преобразователя относительно вектора напряженности поля H_0 . Зависимость от угла θ между H_1 и H_0 можно найти из уравнения Блоха для магнитного поля

$$\vec{H}_0 = (H_1 \cos \omega t \sin \theta; H_1 \sin \omega t \sin \theta; H_0 + 2H_1 \cos \omega t \cos \theta).$$

Учитывая, что постоянная времени автодина $\tau_0 \gg \frac{1}{\omega}$, и используя теоретические расчеты, приведенные в работе [9], получим выражение для погрешности δH_0 при измерении H_0 в зависимости от угла θ

$$\delta H_0 = \frac{1 - \sin \theta}{2 \operatorname{ctg} \left(\frac{2\Delta H^*}{\Delta H^*} \right)} \Delta H^*.$$

Расчеты показывают, что положение центра резонанса не зависит от угла θ . Следовательно, результаты абсолютных измерений остаются постоянными, если не учитывать незначительное уменьшение отношения сигнала к шуму при отклонении θ от 90° .

При относительных измерениях отклонение χ'' от угла θ будет учитываться как изменение напряженности поля и войдет непосредственно в погрешность.

На основе проведенных исследований создан магнитометр для измерений напряженности постоянных магнитных полей в диапазоне $80-8 \cdot 10^3$ А/м, блок-схема которого приведена на рис. 1.

Перекрытие частот в диапазоне 2,0—60 МГц осуществляется с помощью регенеративного детектора [10] с тем изменением, что образец свободного радикала помещается не в контурную катушку, а в катушку-зонд, соединенную с контурными катушками индуктивно-емкостной связью (рис. 2).

Для перекрытия диапазона частот 60—280 МГц применяется генератор с несимметричным контуром бесконтактного типа. Используется также индуктивная связь катушки-зонда цилиндрической формы внутренним объемом 0,07 см³ с контуром генератора.

Размеры выносного преобразователя, в котором находятся катушка с образцом свободного радикала и катушки для модуляции поля, составляют 32×18×8 мм.

Для исключения систематической погрешности, вызванной сдвигом частоты магнитометра, предусмотрен измеритель амплитуды напряженности осциллирующего поля H_1 .

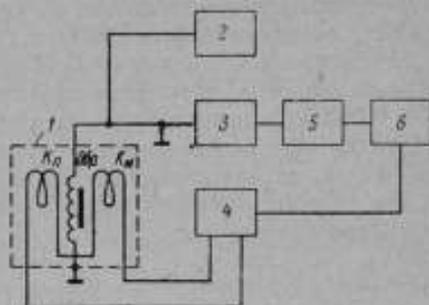


Рис. 1. Блок-схема магнитометра ЭПР:

K_0 — катушка преобразователя; Obr — образец свободного радикала; K_M — катушка модуляции; 1 — выносной преобразователь; 2 — измеритель напряженности поля H_1 ; 3 — автодиод; 4 — генератор низкой частоты; 5 — узкополосный усилитель; 6 — синхронный детектор

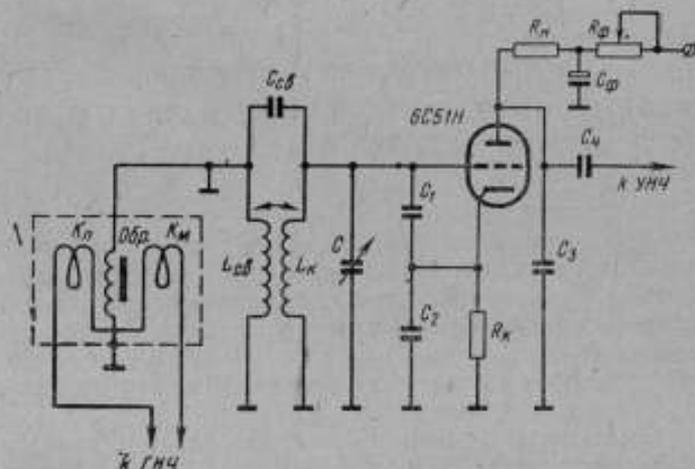


Рис. 2. Схема регенеративного детектора:

C_{cb} — емкость связи; L_{cb} — индуктивность связи; L_k — индуктивность контура.

Сигнал поглощения усиливается узкополосным усилителем с полосой пропускания 1—2 Гц при резонансной частоте 70 Гц и с коэффициентом усиления, равным 50 000.

Магнитометр имеет выход на стрелочный прибор и на осциллограф для визуального наблюдения сигнала. Чувствительность магнитометра составляет $240 \cdot 10^{-4}$ А/м на уровне напряженности поля 400 А/м, погрешность измерений находится в пределах 0,05—0,005% в зависимости от значения измеряемой величины.

Предел измерений магнитометра может быть расширен в сторону малых напряженностей поля путем введения поля смещения и в сторону больших напряженностей поля — путем увеличения частоты автодинна.

ЛИТЕРАТУРА

1. Студенцов Н. В., Маляровская Т. Н., Шифрин В. Я. Измерение значения гиромагнитного отношения протона в слабом магнитном поле. «Измерительная техника», 1968, № 11.
2. Магнитный резонанс и его применение. Изд. УПИ, Свердловск, 1961.
3. Scheaffer L. D. Rev., Sci., Instr., v. 32, № 11.
4. Ягола Г. К., Богатырев Е. Е. «Измерительная техника», 1962, № 9.
5. Чирков А. К. «ПТЭ», 1957, № 2.
6. Пивоваров С. П. Изв. АН СССР, сер. физ., 1963, № 7.
7. Кубарев А. В., Гасилов А. Л., Тельминов М. М., Слущкин М. А. «Измерительная техника», 1966, № 4.
8. Тельминов М. М., Гасилов А. Л. ЖТФ, т. 36, вып. 7, 1966.
9. Шпигель И. С., Райзер М. Д. МязЭА, ЖТФ, т. 27, вып. 2, 1957.
10. Кубарев А. В., Мезенев Ю. А. ПТЭ, 1960, № 2.

УДК 621.317.421 : 538.632

А. А. КРАВЧЕНКО, Ю. А. СКРИПНИК, С. Г. ТАРАНОВ

ВЫСОКОТОЧНЫЕ ХОЛЛОВСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

Недостатком гальваномагнитных измерителей индукции является сравнительно низкая точность, что объясняется временной и температурной нестабильностью параметров преобразователей. Рассмотрим ряд разработанных авторами схем, свободных от этого недостатка.

Компенсационные измерители магнитной индукции [1]

Блок-схема компенсационного измерителя магнитной индукции изображена на рис. 1. Преобразователь Холла PX питается от источника переменного напряжения E_n . Э. д. с. Холла $E_{хл}$ усиливается усилителем $У$, который для повышения чувствительности и помехоустойчивости сделан узкополосным. Напряжение

на выходе усилителя детектируется синхронным детектором *СД*. Выходные зажимы *СД* через фильтр ($r_1 - c_1$) подключены к цепи отрицательной обратной связи по индукции, содержащей измерительный прибор *П*. Отрицательная обратная связь осуществляется с помощью вспомогательной катушки L_2 , в поле которой размещен преобразователь. Ток i , протекающий по обмотке катушки, создает индукцию B_k , направленную встречно измеряемой индукции B .

Схему можно применить лишь для точного измерения индукции слабых постоянных магнитных полей (до 0,1—1 мТ) из-за трудности создания больших значений компенсирующей индукции B_k . При достаточно глубокой отрицательной обратной связи (ООС) ($K\beta > 50$) погрешность измерения практически определяется классом точности выходного прибора. Преимуществом компенсационных измерителей магнитной индукции является про-

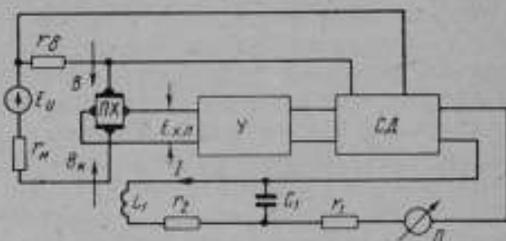


Рис. 1. Блок-схема компенсационного измерителя индукции:

ПХ — преобразователь Холла; E_0 — источник переменного напряжения; *У* — усилитель; *СД* — синхронный детектор; *П* — прибор

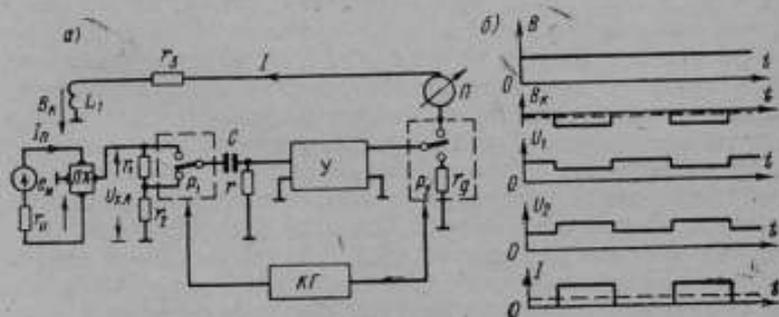


Рис. 2. Блок-схема измерения индукции сильных магнитных полей:

ПХ — преобразователь Холла; E_0 — источник постоянного напряжения; *У* — усилитель; P_1 и P_2 — поляризованные реле; *П* — прибор; *КГ* — коммутационный генератор

стога измерительной схемы, сочетающаяся с высокой точностью.

Измеритель индукции с ООС по индукции и модуляцией промежуточного сигнала

Для измерения индукции сильных (больше 1 мТ) постоянных магнитных полей предлагается блок-схема, изображенная на

рис. 2, а. Преобразователь Холла $ПХ$ питается от источника постоянного напряжения e_0 . Напряжение Холла $U_{ХХ}$ подается на делитель, выполненный на сопротивлениях r_1 и r_2 . Вход усилителя $У$ с помощью автоматического переключателя, в качестве которого может быть использовано поляризованное реле P_1 , управляемое коммутационным генератором $КГ$, поочередно подключается к напряжению на входе и выходе делителя. На выходе усилителя $У$ включено поляризованное реле P_2 , поочередно замыкающее выходные зажимы на цепь отрицательной обратной связи по индукции (L_1, r_3) и на эквивалентное сопротивление r_4 . Как и в предыдущей схеме, преобразователь Холла $ПХ$ размещен в поле вспомогательной катушки L_1 . Индуктивность этой катушки достаточно мала, вследствие чего частотными искажениями спектра импульсного тока питания можно пренебречь. Измерительный прибор $П$ включен в цепь ООС. Графики напряжений, иллюстрирующие работу схемы, приведены на рис. 2, б.

Погрешность измерителя индукции с ООС по калибровочному сигналу при достаточной глубине обратной связи практически определяется классом точности измерительного прибора. Достоинством схемы является возможность введения ООС при воздействии на преобразователь Холла индукции сильных магнитных полей.

Измеритель магнитной индукции с автоматической калибровкой

Особенностью первых двух схем измерителей индукции является малая крутизна преобразования схемы, поскольку отрицательная обратная связь наряду с повышением стабильности коэффициента передачи прямой ветви приводит к уменьшению результирующей крутизны преобразования. Это затрудняет использование таких приборов в качестве измерительных элементов в системах автоконтроля и регулирования. Указанный недостаток может быть устранен при использовании метода автокалибровки, заключающегося в том, что, помимо измеряемой индукции, на преобразователь Холла действует дополнительное поле, создаваемое вспомогательной катушкой. Спектр индукции вспомогательного поля отличается от спектра измеряемой индукции. На выходе усилителя напряжения Холла включен частотный дискриминатор, разделяющий спектры измеряемого и калибровочного сигналов. Напряжение спектра измеряемой индукции регистрируется прибором, а напряжение спектра калибровочного сигнала на выходе усилителя сравнивается с напряжением, пропорциональным току в дополнительной обмотке. Разностный сигнал после усиления и выпрямления используется для регулировки коэффициента усиления усилителя. При равенстве коэффициента передачи схемы номинальному значению сигнал рассогласования отсутствует. При отклонении комплексной чувствительности схемы от номинального значения вследствие временной или температурной нестабильности параметров пре-

образователя Холла, усилителя или амплитуды тока питания преобразователя на выходе схемы сравнения появляется сигнал рассогласования. Этот сигнал изменяет коэффициент усиления усилителя, что приводит к восстановлению номинального значения комплектной чувствительности схемы. Проще всего метод автокалибровки осуществляется при питании преобразователя

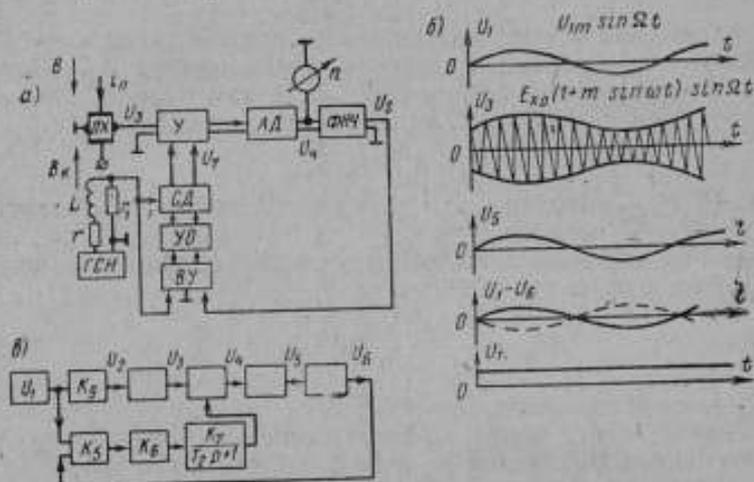


Рис. 3: Блок-схема измерителя индукции с автоматической калибровкой:

PX — преобразователь Холла; *L* — вспомогательная катушка; *AD* — амплитудный детектор; *VU* — считывающее устройство; *ZO* — усилитель сдвигающей фазы; *SD* — синхронный детектор; *GCH* — генератор синусоидального напряжения

от источника постоянного тока, если вспомогательная обмотка подключена к генератору синусоидального напряжения.*

Недостатком схемы является необходимость применения усилителя постоянного тока на выходе преобразователя в основном тракте, дрейф нуля которого вносит погрешность в результат измерения. На рис. 3, *a* изображена схема измерителя индукции с автоматической калибровкой, в которой устранен указанный недостаток. Преобразователь Холла *PX* питается синусоидальным током повышенной частоты ($30-50$ кГц),

$$i_n = I_{mn} \sin \omega t.$$

Обмотка вспомогательной катушки *L* подключена к генератору синусоидального напряжения *GCH*, частота которого выбирается на два — три порядка ниже частоты тока питания преобразователя. Индукция B_k , создаваемая вспомогательной катушкой, равна

* Такая схема автокалибровки предложена Л. В. Ларионовым.

$$B_k = \frac{I_m L}{\omega F} \sin \Omega t.$$

Напряжение на выходе преобразователя Холла составляет

$$U_3 = S^B B \left(1 + \frac{I_m L}{B \omega F} \sin \Omega t \right) \sin \omega t.$$

Это напряжение усиливается широкополосным усилителем $У$ и детектируется с помощью амплитудного детектора АД. Постоянная составляющая напряжения U_4 , измеряемая магнитоэлектрическим прибором $П$, определяется выражением

$$U_4 = S^B K K_x B,$$

где K, K_x — коэффициенты передачи усилителя и амплитудного детектора.

Переменная составляющая выпрямленного напряжения после фильтра нижних частот ФНЧ равна

$$U_5 = \frac{S^B I_m L K K_x K_\Phi}{\omega F} \sin \Omega t,$$

где K_Φ — коэффициент передачи ФНЧ.

Угол сдвига между током в обмотке вспомогательной катушки и напряжением U_5 считаем равным нулю, что легко может быть достигнуто с помощью фазокорректирующих цепей. Напряжение U_7 на выходе тракта сравнения равно

$$U_7 = I_m \left(r_1 - \frac{S^B L K K_x K_\Phi}{\omega F} \right) K_{ВУ} K_{УО} K_{СД},$$

где $K_{ВУ}, K_{УО}, K_{СД}$ — коэффициенты передачи вычитающего устройства ВУ, усилителя огибающей УО и синхронного детектора СД. При номинальных значениях коэффициентов передачи звеньев основного тракта имеет место равенство

$$r_1 = \frac{S^B L K K_x K_\Phi}{\omega F}$$

и U_7 равно нулю.

При отклонении коэффициента передачи от номинального значения вследствие временной или температурной нестабильности элементов последнее равенство нарушается и напряжение U_7 используется для коррекции изменения комплектной чувствительности. Графики напряжений, иллюстрирующие работу схемы, приведены на рис. 3, б.

Особенностью рассмотренных схем является увеличение погрешности при измерении индукции в щелевых зазорах, так как окружающие ферромагнитные тела изменяют постоянную вспомогательной катушки. Эта погрешность может быть значительно уменьшена путем градуировки прибора при расположении из-

мерительного зонда в щелевом зазоре. В этом случае погрешность определяется конструкцией вспомогательной катушки и имеет две основные составляющие — температурную и гистерезисную.

Температурная погрешность обусловлена изменением магнитной проницаемости ферромагнитных масс при изменении температуры и равна

$$\gamma_{Fet} = \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + R_0} \alpha_{\mu} \Delta T,$$

где R_{Fe} , R_0 — соответственно магнитное сопротивление ферромагнитного магнитопровода и воздушного зазора;

α_{μ} , ΔT — соответственно температурный коэффициент изменения магнитной проницаемости ферромагнитного материала и изменение его температуры.

Гистерезисная погрешность определяется выражением

$$\gamma_{Fer} = \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + R_0} \cdot \frac{8\pi H_c}{BN},$$

где H_c , B — соответственно коэрцитивная сила и магнитная индукция;

N — коэффициент размагничивания магнитопровода.

При $R_0 \gg R_{Fe}$ (например $R_0 > 100R_{Fe}$), что достигается соответствующим выбором конструкции вспомогательной катушки, указанные погрешности могут быть снижены до сотых долей процента. Для достижения этой цели катушка должна иметь минимальные габаритные размеры, причем высота ее должна быть в 3—4 раза меньше воздушного зазора, в котором предполагается измерять магнитную индукцию. Катушку следует располагать посередине зазора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Брайко В. В., Орнатский П. П., Таранов С. Г. Компенсационные измерительные преобразователи с датчиками Холла. «Автометрия», 1966, № 1.
2. Фельдбаум А. А. Электрические системы автоматического регулирования. Оборонгиз, 1957.
3. Эрглис К. А., Степаненко Л. Я. Электронные усилители. Изд-во «Наука», 1964.
4. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. Физматгиз, 1960.

МИЛЛИТЕСЛАМЕТР С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
ЭФФЕКТА ХОЛЛА

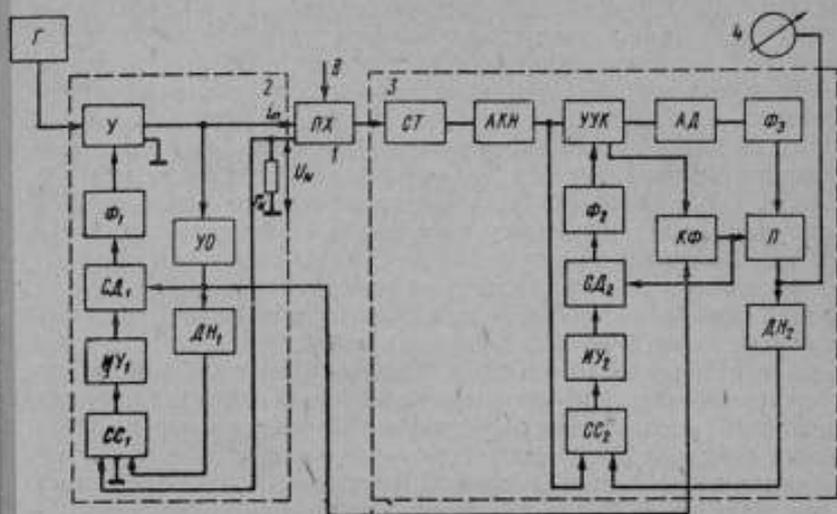
Проектирование установок для сварки электронным пучком, исследование фокусирующих систем генераторов и усилителей СВЧ, масс-спектрометров, экспериментальное определение топографии магнитного поля, контроль процесса намагничивания деталей требуют применения высокочувствительных измерителей индукции постоянных магнитных полей. К ним предъявляются следующие требования: высокая точность, широкий диапазон измерения, малые габариты измерительного зонда и отсутствие в нем ферромагнитных включений, искажающих априорную картину магнитного поля, непосредственный отсчет, непрерывность процесса измерения, малая инерционность. Для создания такого прибора наиболее перспективным является использование эффекта Холла.

При измерении магнитных индукций менее 10^{-4} Т напряжение Холла обычно не превышает единиц микровольта. Для исключения погрешностей, обусловленных влиянием побочных термо- и гальваномагнитных эффектов, питание преобразователя необходимо осуществлять переменным током. Чувствительность прибора к индукции при этом может быть легко повышена с помощью усилителей переменного напряжения, не имеющих дрейфа нуля. С целью защиты от помех и уменьшения влияния шумов целесообразно применять узкополосные усилители. В этом случае точность измерения индукции зависит от стабильности амплитуды и частоты тока питания преобразователя, временной и температурной стабильности параметров элемента Холла, постоянства коэффициента усиления узкополосного усилителя и класса точности отсчетного устройства.

Авторами разработаны стабилизатор амплитуды переменного тока и узкополосный усилитель со стабильным коэффициентом усиления. Применение указанных устройств в измерителе индукции позволило значительно повысить его точность и чувствительность.

Созданный в Институте электродинамики АН УССР миллитесламетр (см. рисунок) состоит из преобразователя Холла 1, стабилизированного по частоте и амплитуде источника переменного тока 2, узкополосного усилителя 3 со стабильным коэффициентом усиления и показывающего магнитоэлектрического прибора 4. В приборе использован преобразователь Холла типа Х211 из n -InAs, температурный коэффициент постоянной Холла которого не превышает 1% на 10° С. Преобразователь

питается синусоидальным током от стабилизатора амплитуды 2. С целью упрощения схемы компенсации напряжения от неквадратности и уменьшения влияния наводок промышленной частоты на точность измерений частота тока питания выбрана



Миллитесламетр:

1 — преобразователь Холла; 2 — источник переменного тока; 3 — узкополосный усилитель; 4 — показывающий магнитоэлектрический прибор; 5 — генератор; У — усилитель; ПХ — преобразователь Холла; r_N — добавочное сопротивление; УО — усилитель-ограничитель; ДН₁ и ДН₂ — делители напряжения; СС₁ и СС₂ — схемы сравнения; НУ₁ и НУ₂ — избирательные усилители; СД₁ и СД₂ — синхронные детекторы; Ф₁, Ф₂ и Ф₃ — сглаживающие фильтры; СТ — симметричный трансформатор; АКН — автокомпенсатор напряжения; АД — амплитудный детектор; П — синхронный преобразователь; КФ — коммутатор фазы; УУК — узкополосный усилитель с управляемым коэффициентом усиления.

равной 200 Гц. Принцип действия стабилизатора амплитуды синусоидального тока заключается в следующем. Напряжение генератора G со стабильностью не ниже 10^{-3} подается на усилитель U с управляемым коэффициентом усиления, коэффициент передачи которого зависит от величины управляющего тока. К выходным зажимам усилителя подключен преобразователь Холла $ПХ$ последовательно с добавочным сопротивлением r_N . Напряжение, пропорциональное току в преобразователе, ограничивается с помощью усилителя-ограничителя $УО$. Фиксированный уровень ограничения обеспечивается полупроводниковыми термокомпенсированными стабилитронами типа Д818Е. Прямоугольное напряжение, частота и фаза основной гармоники которого совпадают с соответствующими параметрами тока в нагрузке, через делитель напряжения $ДН_1$ подается на один из входов схемы сравнения $СС_1$. На второй вход поступает напряжение U_N , пропорциональное току питания. Сигнал с выхода

CC_1 подается на избирательный усилитель $IУ_1$, настроенный на частоту тока питания. Сопротивление r_N и коэффициент передачи делителя DN_1 подобраны таким образом, чтобы при номинальном значении амплитуды i_n напряжение на выходе $IУ_1$ отсутствовало. При отклонении амплитуды i_n от номинального значения вследствие временной и температурной нестабильности параметров активных и пассивных элементов схемы, а также при изменении напряжения генератора и сопротивления преобразователя на выходе $IУ_1$ появляется сигнал рассогласования, который синхронно детектируется ($СД_1$) и после сглаживающего фильтра Φ_1 используется для управления коэффициентом передачи $У$. При достаточно большом коэффициенте усиления $IУ_1$ амплитуда i_n поддерживается постоянной с точностью стабильности уровня ограничения усилителя-ограничителя $УО$. Погрешность от нестабильности амплитуды тока питания не превышает 0,1% при изменении напряжения генератора на $\pm 10\%$ и сопротивления от нуля до номинального значения.

Существующие узкополосные усилители не обладают высокой точностью (их погрешность составляет 5—10%). Основная погрешность узкополосного усилителя $З$ не превышает 0,2%. Принцип действия его заключается в следующем. Выходной сигнал (напряжение Холла) через симметричный трансформатор $СТ$, предназначенный для разделения источника питания преобразователя и усилительного тракта, поступает на вход автокомпенсатора напряжения $АКН$, который служит для повышения уровня входного сигнала. Выходное напряжение автокомпенсатора усиливается узкополосным усилителем с управляемым коэффициентом усиления $УУК$, на выходе которого включены амплитудный детектор $АД$, сглаживающий фильтр Φ_3 и синхронный преобразователь $П$, управляемый с помощью коммутатора фазы $КФ$ сигналом, по частоте и фазе совпадающим с напряжением Холла. Входное напряжение узкополосного усилителя $УУК$ и преобразованный сигнал через делитель напряжения DN_2 подаются на схему сравнения $СС_2$, на выходе которой включен избирательный усилитель $IУ_2$, настроенный на частоту тока питания преобразователя, синхронный детектор $СД_2$ и сглаживающий фильтр Φ_2 . Выход фильтра соединен с цепью управления коэффициентом усиления узкополосного усилителя. При равенстве коэффициента усиления номинальному значению сигнал основной гармоники на выходе схемы сравнения отсутствует. При отклонении коэффициента усиления от номинального значения из-за временной и температурной нестабильности параметров узкополосного усилителя на выходе фильтра появляется сигнал рассогласования, восстанавливающий номинальное значение коэффициента усиления. Использование в схеме коммутатора фазы позволяет регистрировать полярность магнитной индукции.

Аналогичный принцип обработки номинального значения коэффициента передачи стабилизатора амплитуды и узкополосно-

го усилителя дает возможность производить их анализ по обобщенной структурной схеме, которая содержит основной усилительный тракт и тракт сравнения и описывается уравнениями*

$$U_{\text{вых}} = k(p) (1 + k' U_y) U_{\text{вх}} \quad (1)$$

и

$$U_y = \beta(p) (U_0 - \beta_0 U_{\text{вых}}),$$

где $k(p), \beta(p)$ — соответственно коэффициенты передачи основного тракта и тракта сравнения;

$U_{\text{вх}}, U_{\text{вых}}, U_y$ — входное, выходное и управляющее напряжения;

U_0 — опорное напряжение, с которым сравнивается часть выходного напряжения; в случае узкополосного усилителя это входной сигнал ($U_0 = U_{\text{вх}}$);

k' — коэффициент пропорциональности (1/В);

β_0 — коэффициент передачи безынерционного делителя.

Дифференциальное уравнение замкнутой системы, полученное в результате решения системы (1) относительно $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$, является нелинейным дифференциальным с переменным коэффициентом. Используя метод временного квантования, предложенный авторами, можно решить систему уравнений (1).

Уравнение статики для рассматриваемой схемы, полученное в результате решения (1) при $p=0$, будет

$$U_{\text{вых}} = \frac{k + k k' \beta U_0}{1 + k k' \beta \beta_0 U_{\text{вх}}} U_{\text{вх}}. \quad (2)$$

Если $\beta \rightarrow \infty$, то из (2) получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0}{\beta_0}. \quad (3)$$

В этом случае выходная величина не зависит от параметров основного тракта и тракта сравнения, а определяется только коэффициентом передачи делителя, который следует выполнять высокостабильным.

Относительная погрешность схемы выражается следующим образом:

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{\frac{\Delta k}{k}}{1 + \beta k' U_{\text{вх}}}. \quad (4)$$

Как видно из последнего выражения, относительная погрешность зависит от уровня входного сигнала, поэтому ее необходи-

* Брайко В. В., Орнатский П. П., Скрипник Ю. А., Тарайов С. Г. Прецизионные преобразователи постоянного напряжения в переменное, основанные на использовании эффекта Холла. «Контрольно-измерительная техника», 1968, № 6.

мо определять для значения выходного сигнала, соответствующего минимальному оцифрованному делению, на котором производится поверка прибора.

Использование перечисленных устройств в измерителе индукции позволило получить следующие технические характеристики: предел измерения 0,05 мТ; основная погрешность 1%; толщина измерительного зонда 0,8 мм; температурная погрешность не более 1% на 10°С. По техническим характеристикам прибор превосходит аналогичные отечественные приборы и конкурирует с лучшими зарубежными образцами фирмы «Bell» (США). Прибор прошел опытно-промышленную проверку.

УДК 621.317.42.1.057.4 : 538.632.0579

В. В. КОГЕН-ДАЛИН, Е. В. КОМАРОВ, Ю. А. СМОЛЬЦОВ

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГИСТРАЦИЯ КООРДИНАТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ИНДУКЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ СИСТЕМ С ОСЕВОЙ СИММЕТРИЕЙ (ДЛЯ ПРИБОРОВ СВЧ)

Существующие установки для контроля магнитного поля реальных систем с осевой симметрией не позволяют выявить асимметрию магнитного поля и ее причины.

Для того, чтобы получить полную характеристику магнитных систем приборов СВЧ, необходимо исследовать топографию поля во всем объеме, пересекающемся электронным пучком. Эту задачу можно решить с помощью автоматической установки для регистрации координатных составляющих индукции (напряженности) поля, созданной в проблемной лаборатории постоянных магнитов МЭИ.

В магнитных системах с осевой симметрией целесообразно определять векторы индукции по координатным составляющим в цилиндрической системе координат. При этом раздельное измерение осевой составляющей B_z и радиальной составляющей B_r при переменном азимутальном угле позволит оценить степень асимметрии магнитного поля и выявить источники возмущения. По азимутальной составляющей поля B_ϕ можно судить о дефокусирующем действии поля линзы вследствие появления механических сил, действующих на электроны в радиальном направлении. Следовательно, измерительный зонд установки должен содержать три преобразователя магнитной индукции с направленной чувствительностью, размещенных таким образом, чтобы на каждый из них действовала одна координатная составляющая магнитной индукции в данной точке исследуемого объема.

Однако разместить в одной геометрической точке три преобразователя невозможно. В предлагаемой установке преобразователи располагаются на оси зонда, но смещены относительно друг друга на определенное расстояние. Это позволяет раздельно измерять координатные составляющие магнитной индукции в одной точке так, чтобы каждый преобразователь последовательно попадал в исследуемую точку объема. Размеры преобразователей определяются допустимой систематической погрешностью усреднения и максимальными градиентами индукции исследуемого поля. Из существующих типов преобразователей магнитной индукции поставленным требованиям в наибольшей мере отвечают преобразователи Холла: при направленной чувствительности они имеют наименьшие размеры. Авторы выбрали преобразователи типа Х-211.

При конструировании измерительного зонда необходимо обеспечить перпендикулярное расположение рабочих плоскостей преобразователей Холла с очень высокой точностью. В большинстве реальных магнитных систем с осевой симметрией координатные составляющие индукции отличаются друг от друга на несколько порядков. Даже при относительно малых угловых погрешностях положения преобразователей (порядка $10'$) может возникать значительная погрешность измерения малой составляющей вследствие влияния на преобразователь одного канала, например канала B_y , большой осевой составляющей B_z . Задача усложняется еще и тем, что реальная пластина преобразователя Холла не имеет идеальной базовой поверхности, которая совпадала бы с его рабочей плоскостью, где располагаются холловские электроды. Следовательно, даже идеально выполненные опорные поверхности самого зонда не обеспечивают взаимоперпендикулярность преобразователей. В связи с этим была предусмотрена регулировка положения преобразователей и изменение углов наклона их рабочих поверхностей во время юстировки зонда в специальном соленоиде.

Не менее важным узлом автоматической установки является координатный стенд для крепления магнитной системы и измерительного зонда. Конструкция координатной системы должна удовлетворить следующим требованиям:

- 1) быстрое и четкое крепление магнитной системы и измерительного зонда;
- 2) быстрое и точное определение координат измерительных преобразователей магнитной индукции относительно начальной точки выбранной системы координат;
- 3) возможность периодической проверки точности начальной установки измерительного зонда относительно исследуемой системы, а в случае необходимости и коррекции начального положения измерительного зонда.

Прототипом такого координатного стенда может служить малогабаритный токарный станок повышенной точности. При этом

магнитная система должна крепиться на суппорте, передвигающемся относительно станины в двух взаимно перпендикулярных направлениях.

Так как преобразователи Холла соединяются с измерительными блоками большим количеством проводов, зонд сделан неподвижным относительно станины, а исследуемая магнитная система перемещается по трем координатным направлениям. Измерительный зонд представляет собой стержень достаточной жесткости, длина которого равна удвоенной длине исследуемой системы. Зонд фиксируется на определенных посадочных поверхностях. Для регулировки положения зонда относительно магнитной системы предусмотрена возможность некоторого смещения его посадочных мест относительно станины (с последующим жестким креплением). Как показал опыт эксплуатации, желательна возможность независимого перемещения посадочного места относительно станины в трех взаимно перпендикулярных плоскостях. Для этого магнитная система вставляется в оправку, изготовленную с высокой степенью точности и обеспечивающую определенное положение в системе координат, связанной с зондом и станиной. При неподвижном зонде она должна перемещаться не только в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, но и вращаться вокруг собственной оси, чтобы обеспечить возможность определения изменения координатных составляющих индукции по азимуту.

При определении необходимой механической точности перемещений следует исходить из допустимой основной погрешности установки с учетом максимально возможных градиентов составляющих индукции в системах того класса, для которого предназначена установка. Вращение и продольное перемещение магнитной системы относительно измерительного зонда осуществляется при помощи соответствующих двигателей с управлением от специального пульта вручную или автоматически от блока управления по заранее выбранной программе.

Поперечное перемещение суппорта производится вручную, так как оно намного меньше продольного и в основном определяется диаметром исследуемого цилиндрического объема. Для начальной установки измерительного зонда относительно суппорта используется поле специального соленоида, который наматывается тонким проводом на латунный каркас. Соленоид при помощи точных механических измерительных мер установлен так, что его ось совпадает с осью z координатного стенда. На каркасе установлены две катушки, чтобы, включая их последовательно и согласно, получать большую величину осевой составляющей индукции. При этом положение зонда можно контролировать по отсутствию э. д. с. Холла на выходе преобразователей каналов B_r и B_ϕ . Включение катушек последовательно и встречно позволяет получать большие градиенты составляющей B_z и контролировать положение зонда на оси z . При фиксированном

токе соленоида можно периодически проверять калибровку измерительных каналов установки.

Малогабаритные преобразователи Холла, обладающие невысокой чувствительностью, увеличивают погрешность измерительных каналов, поэтому в установке было применено импульсное питание преобразователей Холла, позволившее значительно увеличить их чувствительность. При длительности импульсов 10 мкс, частоте повторения их 50 Гц и амплитуде тока в импульс 5 А чувствительность преобразователей Холла типа Х-211 увеличилась до 56 Т. Параметры питания выбраны так, что средняя мощность, выделяемая в преобразователе, не превышает допустимую, т. е. установившаяся температура преобразователя не превышает допустимую.

Применение импульсного питания обуславливает определенную специфику схем измерительных каналов. В них происходит усиление импульсной э. д. с. Холла, преобразование импульсного напряжения в постоянное, а также согласование измерительных каналов с регистрирующими устройствами. Общим требованием для всех измерительных каналов является их точность, а также длительная стабильность во времени, так как время обследования некоторых магнитных систем, определяемое в основном динамическими возможностями регистраторов, может достигать нескольких часов.

Каналы, предназначенные для измерения составляющих B_x и B_y , значения которых могут достигать соответственно сотен и десятков миллитесла, выполнены по схеме прямого усиления. Известно, что основная погрешность измерения такой схемы определяется амплитудной стабильностью генератора питания преобразователей и стабильностью коэффициента передачи последовательности импульсный усилитель — детектор — выходной (согласующий) каскад. При относительно больших значениях индукции ($B > 10$ мТ) коэффициент усиления будет небольшим. В этом случае легко построить канал по схеме прямого усиления с основной погрешностью, не превышающей 1%. Измерение индукции менее 10 мТ требует увеличения коэффициента усиления импульсного усилителя, что приводит к увеличению его неустойчивости, а следовательно, и основной погрешности. Вследствие этого для измерения э. д. с. преобразователя Холла, измеряющего составляющую B_y , была применена автоматическая компенсационная схема. Преимущество таких схем состоит в том, что их основная погрешность очень мало зависит от стабильности генератора импульсов и стабильности коэффициента усиления импульсного усилителя.

Описываемая компенсационная схема измерения импульсной э. д. с. Холла имеет основную погрешность не выше $\pm 0,5\%$ при пределе измерения порядка единиц миллитесла.

Установка позволяет записывать на бумажной ленте самописцев типа ЭПП-09 отдельно три составляющие магнитной

индукции: осевую B_z , радиальную B_p и азимутальную B_ϕ , а также их отклонения при изменении координат z , p и ϕ . Пределы измерения измерительных каналов и основные погрешности следующие:

канал B_z

$$B_{zm1} = (-100 \div 0 \div +100) \text{ мТ}, \quad \frac{\Delta B_z}{B_{zm}} \leq \pm 1\%,$$

$$B_{zm2} = (-50 \div 0 \div +50) \text{ мТ},$$

канал B_p

$$B_{pm1} = (-25 \div 0 \div +25) \text{ мТ}, \quad \frac{\Delta B_p}{B_{pm}} \leq \pm 1\%,$$

$$B_{pm2} = (-10 \div 0 \div +10) \text{ мТ},$$

канал B_ϕ

$$B_{\phi m1} = (-5 \div 0 \div +5) \text{ мТ}, \quad \frac{\Delta B_\phi}{B_{\phi m}} \leq \pm 1\%,$$

$$B_{\phi m2} = (-2,5 \div 0 \div +2,5) \text{ мТ}$$

Диаметр измерительного зонда равен 6 мм. Исследование магнитных систем может производиться автоматически по заранее заданной программе или полуавтоматически.

УДК (621.317.443 : 621.317.43) : 538.632.087.9

Е. М. НОВОГРЕНКО

УСТРОЙСТВО С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ХОЛЛА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВНУТРИ МАГНИТОПРОВОДОВ

Изучение электромагнитных процессов в силовых цепях требует эффективных методов экспериментального исследования магнитных переходных режимов различных магнитопроводов. Существующие методы не пригодны для измерения напряженности магнитного поля в статических и динамических режимах в отдельных точках внутри магнитопроводов.

Наиболее удобным для измерения магнитных полей в доступных пространствах следует признать метод преобразователей э. д. с. Холла (ПХ).

Предлагаемый метод цилиндрической пещерки с ПХ предназначен для исследования напряженности магнитного поля в статических и динамических режимах внутри шихтованных и сплошных стальных магнитопроводов.

У магнитопроводов магнитных систем больших размеров вырезанные щели-пещерки не вызывают заметного ослабления сечения и искажения магнитного поля в рабочих зазорах. Установлено, что в очень узких поперечной и продольной (относительно направления поля) пещерках, вырезанных внутри ферромагнитного тела, параметры магнитного поля соответственно равны магнитной индукции и напряженности поля в этом теле. Если бы удалось поместить в указанные пещерки соответствующие ПХ, то можно было бы получить в первом случае э. д. с.

$ПХ E_{xв}$ — пропорциональную магнитной индукции, а во втором $E_{xн}$ — пропорциональную напряженности поля.

Очевидно, эти классические формы пещерок являются предельными, так как величина э.д.с. $E_x ПХ$, помещенного в пещерку любой формы, ограничивается неравенством

$$E_{xн} \ll E_x \ll E_{xв} \quad (1)$$

или

$$1 \ll k \ll \mu,$$

где k — коэффициент пещерки, определяемый отношением напряженности поля в пещерке к напряженности поля в материале;

μ — относительная магнитная проницаемость материала.

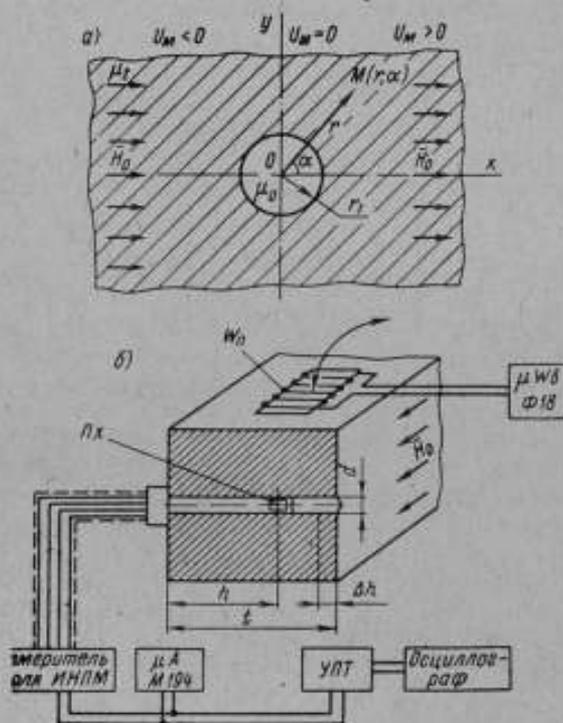


Рис. 1. Схема цилиндрической пещерки с преобразователем Холла:

а — к расчету напряженности поля в цилиндрической пещерке; б — схема установки ПХ для измерения напряженности поля внутри магнитопровода

Для реальных пещерок будет иметь место соотношение

$$1 < k < \mu.$$

Найдем коэффициент цилиндрической пещерки $k_{ц}$ (рис. 1). Для

этого рассчитаем магнитное поле внутри и вне круга радиуса r_1 , вырезанного в бесконечной однородно намагниченной плоскости с магнитной проницаемостью μ_2 , имеющей на бесконечно большом удалении от отверстия магнитное поле напряженностью H_0 .

Для скалярного магнитного потенциала U_m , удовлетворяющего во всех точках пространства, занятого полем, уравнению Лапласа, $\Delta U_m = 0$. В данном случае

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial U_m}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 U_m}{\partial \alpha^2} = 0. \quad (2)$$

Используя метод разделения переменных $U_m(r, \alpha) = R(r)Q(\alpha)$ и граничные условия о непрерывности нормальных составляющих индукции и тангенциальных составляющих напряженности поля на окружности радиуса r_1 , можно получить выражения для потенциалов внутри круга U_{m1} и вне круга U_{m2}

$$U_{m1} = \frac{2 \frac{\mu_2}{\mu_0} H_0}{1 + \frac{\mu_2}{\mu_0}} r \cos \alpha; \quad (3)$$

$$U_{m2} = - \left[r - \frac{\left(1 - \frac{\mu_2}{\mu_0}\right) r_1^2}{\left(1 + \frac{\mu_2}{\mu_0}\right) r} \right] H_0 \cos \alpha, \quad (4)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

Из (3) и (4) следует, что напряженность поля составляет внутри круга

$$H_{x1} = - \frac{\partial U_{m1}}{\partial x} = \frac{2 \frac{\mu_2}{\mu_0} H_0}{1 + \frac{\mu_2}{\mu_0}}; \quad (5)$$

вне круга

$$H_{x2} = - \frac{\partial U_{m2}}{\partial x} = \left[1 + \frac{\left(1 - \frac{\mu_2}{\mu_0}\right) r_1^2}{\left(1 + \frac{\mu_2}{\mu_0}\right) r^2} \right] H_0. \quad (6)$$

Для остальных магнитопроводов при $\frac{\mu_2}{\mu_0} \gg 1$ окончательно имеем

$$H_{x1} \approx 2H_0 \quad (7)$$

и

$$H_{x2} \approx \left[1 - \frac{r_1^2}{r^2} \right] H_0. \quad (8)$$

Из выражений (7) и (8) следуют весьма важные для обоснования метода выводы:

а) внутри круга, следовательно, внутри цилиндрической пещерки, магнитное поле однородно, приближенно равно удвоенному значению напряженности поля в стали и совпадает с ним по направлению

$$k_u = 2; \quad (9)$$

б) вне круга на расстоянии $10 r_1$ от центра пещерки внесенное ею искажение поля не превышает 1%, т. е. практически исчезает. Из этого следует, что минимальная ширина и длина участка магнитопровода, на котором возможно измерение, определяются диаметром $D = 20 r_1$.

Из формулы (7) следует, что на результат измерения не влияют технологические колебания диаметра и смещение плоскости PX в поперечном направлении пещерки.

При ширине PX менее 1 мм диаметр пещерки и ширина магнитопровода соответственно равны $d = 1$ мм и $h = 10$ мм. Как показывает опыт, глубина испорченного слоя Δh у поверхности магнитопровода, создаваемого краем пещерки, составляет

$$\Delta h = 0,12 d^{2,25}. \quad (10)$$

Коэффициент сферической пещерки $k_c = \frac{3}{2}$, однако такую пещерку трудно изготовить, поэтому обычно применяют пещерки других форм, несмотря на то, что их поле неоднородно.

Программа экспериментальных исследований заключалась в выяснении зависимости э. д. с. PX , помещенного в пещерку, от напряженности поля в различных магнитопроводах и определении величины k_u .

в проверке возможности применения метода для исследования магнитных полей при переходных режимах внутри шихтованных и сплошных магнитопроводов.

В исследованиях были применены германиевые PX типа ДХГ-2 размерами $2 \times 1 \times 0,2$, $5 \times 3 \times 0,2$ и $4 \times 2 \times 0,2$ мм с чувствительностью $\gamma_x = 400 - 500$ мВ/Т, которые помещались в цилиндрические пещерки диаметром $d = 3 - 8$ мм, высверленные в образцах из различных марок стали.

Измерение э. д. с. PX E_{xp} и напряженности поля в магнитопроводе H_0 проводилось по схеме, показанной на рис. 1б. В торцевых образцах напряженность H_0 определялась расчетным путем. Напряженность поля в пещерках определялась по формуле

$$H_x = \frac{E_{xp}}{\gamma_x \mu_0}.$$

Анализ линейности полученных характеристик $E_{xp}(H_0)$ приведен в табл. 1.

Таблица 1

Номер образца	Марка стали	Диаметр пещерки, мм	Усредненное значение коэффициента пещерки	Погрешность линеаризации характеристики $E_{xp}(H)$, %	Форма и размеры образца
1	Э44 0,1 мм	6	2,6	7	Тор, $D_{ср} = 300$ мм, сечение 30×30 мм
2	ст. 25ЛК	3	3,1	3,2	Тор, $D_{ср} = 600$ мм, сечение $\varnothing 60$ мм
3	ст. 2	4	3,4	2	Брусек $40 \times 70 \times 70$ мм
4	ст. 2	8	2,6	1,5	То же
5	ст. 3	5	3,7	4,5	Тор, $D_{ср} = 400$ мм, сечение 40×40 мм

Напряженность постоянных полей внутри стальных магнитопроводов с погрешностью $\sim 10\%$ можно рассчитывать по формуле

$$H_0 = \frac{E_{xp}}{k_n \gamma_x \mu_0} \quad (11)$$

где E_{xp} — э. д. с. ПХ, помещенного в поперечную цилиндрическую пещерку.

Усредненное значение коэффициента k_n следует определять экспериментально.

Экспериментальные исследования по определению напряженности поля $H(t)$ и индукции $B(t)$ в динамических режимах были проведены на шихтованном торе (образец № 1) по схеме, показанной на рис. 2а. Статические характеристики ПХ в воздушном зазоре $E_x = \gamma_x \mu_0 H$ и ПХ в пещерке $E_{xp} = k_n \gamma_x \mu_0 H_0 = k_n H_0$ показаны на рис. 2б, из которого следует, что коэффициент $k_n = 2,4$ и близок к расчетному. Исследование заключалось в снятии динамических характеристик $B(t)$ в торе при включении и отключении тока I_n методом цилиндрической пещерки и существующими методами. Для этого одновременно снимались осциллограммы $E_{xp}(t)$, $I_n(t)$ и э. д. с. измерительной катушки $e_{ик}(t)$, приведенные на рис. 2в. Характеристики $B_x(t)$ определялись по статическим характеристикам $E_{xp} = k_n H_0$, кривой намагничивания $B(H)$ стали Э-44 и осциллограмме $E_{xp}(t)$ путем графического построения.

Характеристики $B_x(t)$ определялись путем графического интегрирования э. д. с. измерительной катушки, а характеристики $B_f(t)$ — по осциллограмме тока и кривой $B(H)$.

Методика графического построения характеристик $B_x(t)$ и сравнение с ними характеристик, полученных существующими

методами, показаны на рис. 2а, из которого видно, что результаты удовлетворительно совпадают как при нарастании, так и при уменьшении поля.

Применимость рассматриваемого метода для сплошных магнитопроводов проверялась путем сравнения расчетных и опыт-

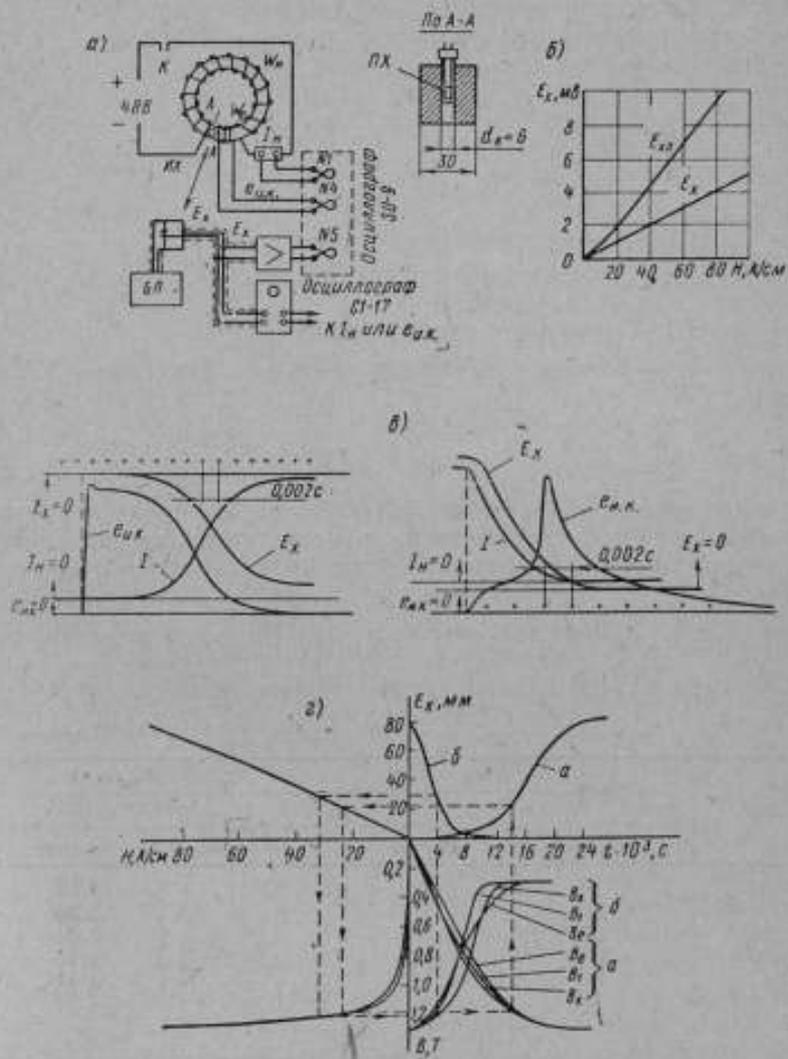


Рис. 2. К исследованию магнитной индукции в торе из стали Э-44 толщиной 0,1 мм при включении и отключении намагничивающего тока:

а — схема испытаний; ПХ — преобразователь Холла; БП — блок питания; б — характеристика ПХ, помещенного в зазор и в пещерки; в — осциллограммы процессов; г — к определению магнитной индукции.

ных характеристик затухания поля $H(\rho, t)$ внутри бесконечного цилиндра кругового сечения при отключении тока.

На образце были сняты основная кривая намагничивания и участок петли гистерезиса, соответствующий исследованному режиму затухания поля от начального значения $H_0 = 7,3 \cdot 10^3$ А/м до нуля. В процессе затухания поля дифференциальная магнитная проницаемость μ_x изменялась в пределах 20—800 μ_0 .

Расчет затухания поля в цилиндре производился по формуле*

$$H(\rho, t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2H_0}{\gamma_k^{(0)} J_1(\gamma_k^{(0)})} e^{-\gamma_k^{(0)2} \frac{a^2}{R^2} t} J_0(\gamma_k^{(0)} \rho), \quad (12)$$

где $\gamma_k^{(0)}$ — корни уравнения $J_0(\gamma) = 0$;

$J_0(\gamma), J_1(\gamma)$ — соответственно функции Бесселя нулевого и первого порядков;

H_0 — начальная напряженность поля;

$$a^2 = \frac{1}{\sigma \mu} = \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial H}{\partial t};$$

t — время.

Точный расчет по формуле (12) затруднителен, так как дифференциальная проницаемость μ_x изменяется в широких пределах, а использование среднего значения сильно искажает результат.

В табл. 2 приведены опытная $\left(\frac{E_{\text{зн}}(\rho, t)}{E_{\text{зн}}(\rho, 0)} \right)$ и расчетная $\left(\frac{H(\rho, t)}{H(0)} \right)$ (при $\mu_x = 20 \mu_0$) характеристики затухания.

Таблица 2

$t, \text{с}$	$H(\rho, t):H_0$		$E_{\text{зн}}(\rho, t):E_{\text{зн}}(\rho, 0)$	
	$\rho=0$		$\rho=0,82$	
	расчетная	опытная	расчетная	опытная
0,01	0,794	0,728	0,234	0,36
0,02	0,422	0,514	0,114	0,255
0,03	0,219	0,385	0,06	0,2
0,05	0,06	0,26	0,0015	0,13
0,1	0,002	0,133	—	0,07

На образце было проведено также экспериментальное исследование эквивалентной глубины проникновения синусоидальной электромагнитной волны. Обмотка тора подключалась к повы-

* Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики, М., «Наука», 1966.

шениому напряженню промышленной частоты через большое добавочное сопротивление. Э. д. с. $ПХ$, помещенного на различную глубину h , и синусоидальный ток в обмотке регистрировался на светолучевом осциллографе. Относительное изменение амплитуды $\left(\frac{E_{xnm}(h)}{E_{xnm}(0)}\right)$ и фаза поля $\varphi_H(h)$ э. д. с. $ПХ$ приведены на рис. 3. Там же приведена расчетная характеристика $\frac{H_m(h)}{H_m(0)}$, полученная по литературным данным.

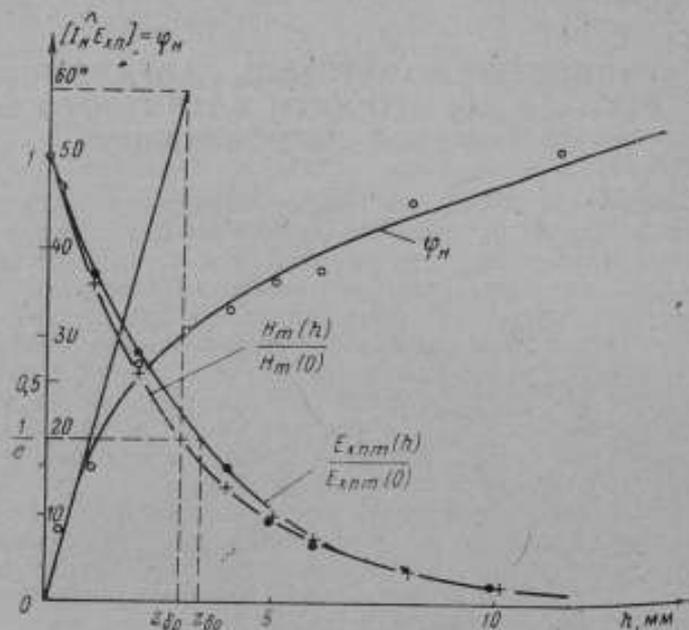


Рис. 3. Затухание напряженности синусоидального магнитного поля в сплошном стальном цилиндре бесконечной длины ($f=50$ Гц)

Как видно из рис. 3, расчетная и опытная величины эквивалентной глубины соответственно равны $z_{\delta p}=3$ мм и $z_{\delta 0}=3,4$ мм. Этот метод применялся также для исследования процессов намагничивания и размагничивания остова мощного тягового двигателя постоянного тока в режимах толчка напряжения и внезапного отключения тока в обмотках главных полюсов. $ПХ$ помещался в пещерках глубиной до 70 мм, высверленных на главном полюсе, и между полюсами. В результате была получена картина распределения магнитной индукции по толщине остова в различных режимах и определены размеры мертвой зоны над

главными полюсами. Установлен ранее неизвестный факт перемагничивания в обратном направлении внутренних слоев остова после отключения тока двигателя.

УДК 620.179.143 : (621.317.443 : 621.318.122)

М. А. ВЕДЕНЕВ, В. И. ДРОЖЖИНА,
В. А. КУЛИКОВ

ФЕРРОЗОНДОВЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ НАПРЯЖЕННОСТИ ВНУТРЕННЕГО ПОСТОЯННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ОБРАЗЦОВ

Исследования мягких магнитных материалов требуют разработки методики определения кривых намагничивания и петель гистерезиса по внутреннему полю для случаев: когда поликристаллические или монокристаллические образцы имеют разомкнутую форму (например, пластинок или дисков); когда образцы представляют собой монокристаллическую рамку, магнитные свойства которой различны вдоль ее сторон. В этих случаях нужно измерять локальное значение напряженности внутреннего магнитного поля, а следовательно, и напряженность постоянного магнитного поля (до 10^{-1} А/м и меньше), в непосредственной близости от поверхности образца.

Применяющиеся для этого измерительные преобразователи (измерительные катушки, потенциометры, преобразователи Холла) в ряде случаев не удовлетворяют требованиям практики, в частности, их чувствительность недостаточна для локального измерения напряженности внутреннего поля магнитномягких образцов.

Авторы предлагают использовать для этой цели феррозонд. Преимуществом феррозондовых преобразователей является возможность измерения очень малых напряженностей магнитного поля (около 10^{-2} А/м, что почти на два порядка ниже наименьшего значения напряженности поля, измеряемого с помощью вышеуказанных преобразователей) при длине феррозонда 10 мм.

Предлагаемый феррозондовый прибор* приспособлен для измерения в небольшом объеме малых напряженностей внутренних полей магнитномягких образцов. В нем использован дифференциальный феррозонд-полемер с пермаллоевыми сердечни-

* Веденев М. А., Дрожжина В. И., Куликов В. А. Высокочувствительный магнитометр с феррозондовым индикатором для исследования магнитных свойств ферромагнитных пленок. Сб. трудов Института физики металлов АН СССР, вып. 26, 1967.

ками-проводами длиной 5 мм и диаметром 0,07 мм. Измерительная обмотка феррозонда выполнена из провода диаметром 0,07 мм, ее внутренний диаметр не превышает 0,1 мм. Наибольшая чувствительность прибора составляет $2 \cdot 10^{-1}$ А/м по шкале указательного прибора. Наибольшая напряженность измеряемого поля равна 400 А/м. Примененная в приборе компенсирующая цепь позволяет скомпенсировать магнитное поле, подмагничивающее сердечники феррозонда, в пределах ± 4 А/м. Градуировка прибора осуществляется путем пропускания по обмоткам постоянного тока от стабилизированного источника постоянного напряжения. Конструкция феррозонда такова, что наименьшее расстояние между сердечником феррозонда и поверхностью испытуемого образца z может быть доведено до 0,25 мм.

Было исследовано влияние на точность показаний прибора, близко расположенного к феррозонду исследуемого образца. Для исключения влияния на образец переменных потоков рассеяния сердечников феррозонда последний экранируется от образца тонкой медной прокладкой толщиной 0,05 мм.

Сердечники феррозонда, являясь магнитопроводом, способны пропускать ответвляющуюся часть постоянного магнитного потока намагниченного образца, которая может вызвать дополнительное подмагничивание сердечников и привести к некоторому увеличению погрешности при измерении напряженности поля. Погрешности измерения могут обуславливаться уменьшением размагничивающего коэффициента сердечников феррозонда по отношению к измеряемому полю, а также уменьшением постоянной и переменной составляющих напряженности поля обмоток феррозонда (поля градуировки и поля возбуждения) за счет шунтирующего действия образца. Влияние всех этих факторов на погрешность прибора зависит от соотношения магнитной проницаемости и геометрических размеров испытуемого образца, размеров сердечников феррозонда и расстояния z .

Установлено, что если градуировка прибора производится при расположении феррозонда на исследуемом образце именно в том положении, которое он будет занимать при дальнейших измерениях, и проницаемость образца не слишком мала, то погрешность измерения напряженности внутреннего магнитного поля (не менее 10^{-1} А/м) не превышает $\pm 2,5\%$. Оценка погрешности прибора при малых значениях проницаемости испытуемого образца требует дальнейшего исследования.

Прибор испытан при измерении петель гистерезиса разомкнутых образцов горячекатаной трансформаторной стали, которые сравнивались с петлями гистерезиса, снятыми на кольцах.

НЕКОТОРЫЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ИСПЫТАНИИ ОБРАЗЦОВ МАГНИТНОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ

Основной характеристикой магнитнотвердых материалов является кривая размагничивания. Поскольку определение этой кривой на готовых изделиях, имеющих зачастую сложную форму, затруднительно, а в ряде случаев и невозможно, магнитные характеристики материалов должны определяться на образцах простой формы.

На результаты определения магнитных характеристик магнитнотвердых материалов существенное влияние оказывает измерительная аппаратура, геометрические размеры образца, взаиморасположение образцов и измерительных элементов, а также испытываемых образцов и полюсных наконечников намагничивающих устройств.

Этим вопросам в практике магнитных измерений уделяется недостаточное внимание, вследствие чего существуют противоречивые представления о возникающих погрешностях. Действующие ГОСТ 6862-54 «Сталь сортовая для постоянных магнитов», ГОСТ 4402-48 «Магниты литые постоянные для авиационных магнето и приборов» и ГОСТ 9575-60 «Магниты литые постоянные. Технические требования» являются технологическими и содержат лишь краткие указания о методах испытаний. За рубежом также нет достаточно обстоятельного нормативного документа по методам испытаний магнитнотвердых материалов. Одним из последних наиболее полных нормативных документов является нормаль DIN № 50470 «Испытание материалов для постоянных магнитов. Определение кривой размагничивания и коэффициентов возврата в ярме. Индукционный метод. 1954 г.», но и она распространяется только на баллистический метод измерения.

Попытку дать общие рекомендации по методике испытания образцов магнитнотвердых материалов представляет собой государственный стандарт ГОСТ 13601-68 «Материалы магнитнотвердые литые. Методы определения статических магнитных характеристик образцов». При разработке этого стандарта основное внимание было уделено частным погрешностям, вызванным влиянием геометрических размеров образца, расположением измерительных элементов относительно образца и испытываемого образца относительно полюсных наконечников, а также методам намагничивания образцов.

Основные методические требования к испытуемым образцам магнитотвердых материалов основаны на следующих соображениях. Форма образца должна обеспечивать достаточно однородное намагничивание его по всему объему и плотное прилегание к поверхности образца преобразователя для измерения напряженности магнитного поля. Этим условиям наиболее полно удовлетворяют образцы в виде прямоугольных параллелепипедов с постоянным сечением вдоль всей длины образца. При выборе длины образца l (рис. 1) исходят из удобства построения намагничивающих устройств и обеспечения малой погрешности измерения магнитной индукции и напряженности поля.

При наличии воздушных зазоров δ между торцами образца и полюсными поверхностями и некотором расстоянии y измерительного преобразователя от поверхности образца уменьшение длины образца вызывает увеличение погрешности измерения напряженности поля.

В нормали DIN № 50470 минимальная длина образца определяется выражением

$$l_{\min} = 2,7 \sqrt{\frac{\delta y}{F} \left(\frac{|B|}{\mu_0 H} + 1 \right)}, \quad (1)$$

- где δ — воздушный зазор у торцевой поверхности образца;
 y — расстояние между боковой поверхностью образца и серединой действующей части измерительного преобразователя;
 B и H — соответственно индукция и напряженность магнитного поля;
 F — допустимая относительная частная погрешность измерения напряженности поля;
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м.

Для однородного намагничивания образца в направлении поля и перпендикулярно к нему с погрешностью до 1% в нормали DIN № 50470 предложены следующие соотношения между максимальными размерами образцов и размерами полюсных наконечников:

$$D \geq 1,2l + d; \quad (2)$$

$$D \geq 2l, \quad (3)$$

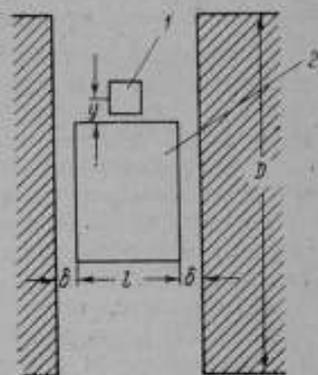


Рис. 1. Схема расположения образца и преобразователя Холла в намагничивающем устройстве:

1 — преобразователь напряженности; 2 — образец.

где D — диаметр круговой полюсной поверхности или наименьший размер торцевой прямоугольной поверхности полюса;

l — длина образца;

d — наибольший поперечный размер образца в направлении, перпендикулярном магнитному потоку.

Поскольку соотношения (2) и (3) приведены без ссылок на теоретические или экспериментальные исследования, а выражение (1) получено в работах [1, 2] на основании весьма приближенного предположения о том, что боковая поверхность образца представляет собой эквипотенциальную поверхность, авторами исследовались изменения напряженности магнитного поля при удалении измерительного преобразователя от поверхности образца и при различном расстоянии этой поверхности от верхних краев полюсных наконечников.

Измерительным преобразователем служил преобразователь Холла Х211 размерами $1,5 \times 1,0$ мм, наименьшее расстояние между его серединой и боковой поверхностью образца составляло 0,7 мм.

Э.д.с. преобразователя Холла измерялась потенциометром ППТН-1. Зазоры между торцовыми поверхностями испытуемого образца и полюсными поверхностями создавались с помощью симметрично расположенных немагнитных прокладок толщиной 1 и 0,53 мм.

В таблице приведены результаты эксперимента и значения погрешности F , рассчитанные по формуле (1). Здесь H_0 и H_g — соответственно напряженность поля, измеренная преобразователем Холла у поверхности образца и на расстоянии от нее.

δ , мм	g , мм	$\frac{\Delta H}{H_g} = \frac{H_g - H_0}{H_0} \cdot 100\%$	F , %	$\frac{F}{\Delta H/H_g}$
1	2	3,31	6,87	2,08
	4	4,71	13,75	2,92
0,53	1	1,07	1,62	1,51
	3,5	2,1	5,9	2,8

Измерения проводились вблизи точки остаточной индукции (отношение $\frac{|B|}{\mu_0 |H|} = 9,8$), что примерно соответствует тем точкам $\frac{|B|}{\mu_0 |H|} = 10$ кривой размагничивания, для которых расчет дает высокую относительную погрешность измерения.

Как видно из таблицы, экспериментально определенная величина изменения напряженности поля при удалении измерительного элемента от поверхности образца в среднем в 2,5 раза

меньше величины F , рассчитанной по формуле (1). Это дает возможность, с одной стороны, при заданной погрешности измерения $F \leq 1\%$ испытывать образцы до 5 мм длиной, а с другой — измерять образцы большой длины с большей точностью.

На рис. 2 показано изменение напряженности магнитного поля в направлении, перпендикулярном боковой поверхности образца, при различном расстоянии этой поверхности от верхних краев полюсных наконечников. Можно заключить, что

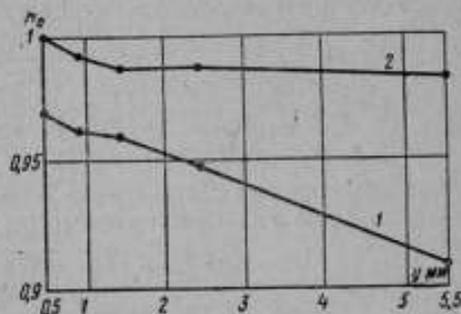
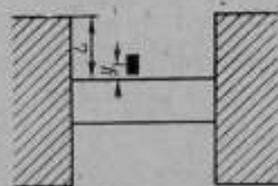


Рис. 2. Изменение напряженности магнитного поля H_0 у поверхности образца в зависимости от величины y при L , равном 10 и 20 мм (1 и 2 — соответственно)

удовлетворительное распределение напряженности магнитного поля обеспечивается уже при расстоянии от боковой поверхности образца до края полюсного наконечника, равном 15 мм.

Как показали исследования, для сведения частной погрешности, вызванной неоднородностью намагничивания, до значения, не большего 1%, достаточно выдержать соотношения $D \geq l$ и $D \geq 2d$, а не соотношения (2) и (3), связывающие эти величины.

Преобразователи напряженности магнитного поля — плоские измерительные катушки и потенциалометры, применяемые при индукционном методе измерения, и измерительная обмотка, охватывающая образец, при определении магнитной индукции в замкнутой магнитной цепи имеют некоторую действующую длину, т. е. измеряют среднюю напряженность поля и индукцию вдоль этой длины.

Эксперименты показали, что в пределах 50% длины испытуемого образца изменение напряженности поля не превышает 1% от значения у нейтрали. Эти данные количественно совпадают с результатами ряда других работ [3, 4]. Такой же характер носит и изменение индукции вдоль длины образца. Отсюда следует, что длина измерительных преобразователей для определения напряженности магнитного поля и индукции должна составлять не более 50% длины испытуемого образца.

Оценим погрешность измерения коэрцитивной силы и остаточной индукции при испытании образца в замкнутой магнитной

цепи. Для определения напряженности магнитного поля широко используются малогабаритные преобразователи Холла, а магнитная индукция в замкнутой цепи измеряется с помощью обмотки, плотно охватывающей испытуемый образец в средней его части и соединенной с баллистическим гальванометром или веберметром.

Напряженность поля, измеряемая преобразователем Холла, может быть выражена следующим образом:

$$H = \frac{E_{\text{ХЛ}} 10^3}{4\pi 10^{-7} \gamma I_{\text{У}}}, \quad (4)$$

где $E_{\text{ХЛ}}$, γ , $I_{\text{У}}$ — э. д. с., чувствительность и ток питания преобразователя Холла.

Относительная погрешность определения напряженности магнитного поля в зазоре пермеаметра без образца составляет

$$\delta_1 H = \sqrt{(\delta\gamma)^2 + (\delta I_{\text{У}})^2 + (\delta E_{\text{ХЛ}})^2}, \quad (5)$$

где $\delta\gamma$, $\delta I_{\text{У}}$ и $\delta E_{\text{ХЛ}}$ — соответственно относительная погрешность определения γ , $I_{\text{У}}$ и $E_{\text{ХЛ}}$.

Погрешность определения γ даже при измерении э. д. с. потенциометром постоянного тока высокого класса точности и использования измерителя напряженности поля К11-2 для градуировки в связи с нелинейностью зависимости э. д. с. Холла от напряженности поля может достигать $\pm 1,5\%$.

Погрешность $\delta I_{\text{У}}$ может быть снижена до $\pm 0,2\%$.

Отсчет э. д. с. Холла производится, как правило, по прибору непосредственной оценки, класс точности которого вместе с погрешностью усилителей составляет 1% от конечного значения рабочей части шкалы. Поскольку отношение конечных значений шкалы на двух соседних пределах не меньше двух, погрешность измерения э. д. с. по прибору может достигать 2% . Следовательно, $\delta_1 H = 2,4\%$.

Погрешность определения напряженности поля у поверхности образца складывается из относительной погрешности определения напряженности поля в зазоре пермеаметра $\delta_1 H$ и погрешностей, возникающих при отдалении измерительного элемента от поверхности образца (F), при отступлении от взаимоперпендикулярности торцовых поверхностей и оси образца (δ_n) и при отклонении плоскости пластины преобразователя Холла от направления, перпендикулярного потоку (δ_{\perp}).

Поскольку э. д. с. Холла прямо пропорциональна произведению напряженности магнитного поля на синус угла α между направлением поля и плоскостью пластины датчика, погрешность δ_{\perp} может быть выражена следующим образом:

$$\delta_{\perp} = \frac{\Delta H}{H} = 1 - \sin \alpha = 1 - \cos \beta,$$

где β — угол между плоскостью пластины и направлением, перпендикулярным оси образца.

Угол α должен быть не более 3° для того, чтобы погрешность не превышала $0,2\%$.

При отклонении от взаимоперпендикулярности торцовых поверхностей и оси образца (рис. 3)

$$\delta_n = \frac{H_{изм} - H}{H}$$

При малых углах α погрешность $\delta_n = \frac{\alpha^2}{2}$. Если угол не превышает 3° , погрешность δ_n не больше $0,2\%$.

Как уже указывалось, погрешность $F \leq 1\%$.

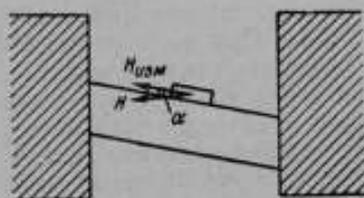


Рис. 3. К определению погрешностей измерения магнитных характеристик, обусловленных отклонением от взаимоперпендикулярности торцовых поверхностей и оси образца

Поскольку для данных измерителя и образца перечисленные погрешности будут проявляться как систематические, суммарная погрешность может достигать

$$\delta H = \delta_1 H + \delta_{\perp} + \delta_n + F = 3,8\%$$

т. е. для многих образцов погрешность измерения коэрцитивной силы может превышать 3% даже в замкнутой магнитной сети при использовании преобразователя Холла в качестве измерителя напряженности поля.

Погрешность измерения магнитной индукции $\delta_1 B$ при баллистическом методе измерения находится из выражения

$$B = \frac{c_0(\alpha_1 - \alpha_2)}{SW} \quad (6)$$

как

$$\delta_1 B = \sqrt{(\delta c_0)^2 + [\delta(\alpha_1 - \alpha_2)]^2 + (\delta S)^2} \quad (7)$$

где

c_0 и δc_0 — соответственно постоянная баллистического гальванометра и погрешность ее определения, достигающая 1% ;

$(\alpha_1 - \alpha_2)$ и $\delta(\alpha_1 - \alpha_2)$ — разность отсчетов отклонений по шкале гальванометра, соответствующих измерению индукции насыщения образца

(α_1) и индукции в данной точке (α_2) и погрешность определения этой разности;

S и δS — сечение образца и погрешность определения сечения, доходящая до 0,6%.

Для материалов, у которых разность между индукцией насыщения и остаточной индукцией велика, погрешность $\delta(\alpha_1 - \alpha_2)$ может достигать больших значений. Так, например, для материалов с остаточной индукцией 0,6 Т и индукцией насыщения 1,8 Т при погрешности определения каждого из отсчетов до 0,5%, погрешность определения разности может достигать 1,8%. Отсюда погрешность $\delta_1 B$ будет 2%. К этой величине необходимо добавить погрешность, связанную с неоднородностью поля по длине обмотки ($\delta l = 1\%$). Кроме того, следует учесть, что обычно остаточная индукция в образце определяется при скачкообразном выключении намагничивающего тока. При этом напряженность в зазоре пермеметра не равна нулю, поэтому довольно сложно получить напряженность поля не более 400 А/м при выключенном токе. Погрешность, вызванная этой величиной остаточного поля, зависит от формы кривой размагничивания и для большинства магнитотвердых материалов пренебрежимо мала, хотя для некоторых материалов она может составлять 0,5%. Суммарная погрешность определения индукции в образце δB может достигать 3%.

Таким образом, при измерениях на обычных баллистических установках погрешности определения остаточной индукции и коэрцитивной силы весьма значительны. Поскольку баллистический метод испытания в замкнутой магнитной цепи является основным при аттестации стандартных (нормальных) образцов магнитотвердых материалов, используемых для проверки установок с незамкнутыми магнитными цепями, необходимы исследования, направленные на повышение точности аттестации нормальных образцов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Негман Р. К. AEG — Mitteilungen, 42, N 7/8, 1952.
2. Негман Р. К. und Winterhoff H. AEG — Mitteilungen, 46, N 3/4, 1956.
3. Феэралева Н. Е., Усатенко С. Т. Вопросы магнитных измерений. Изд. АН УССР, 1961.
4. Солодова М. Л. Доклады научно-технической конференции МЭИ, секция радиотехническая, подсекция электромагнитных систем контроля и магнитных измерений, 1965.

Б. А. МАРШАЛЕНКО, С. Г. ТАРАНОВ, Н. Е. ФЕВРАЛЕВА

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ С ИЗМЕРЕНИЕМ ИНДУКЦИИ ПО ВЕЛИЧИНЕ НАПРЯЖЕНИЯ ХОЛЛА В ИСПЫТУЕМОМ ОБРАЗЦЕ

Наиболее точные результаты измерения индукции испытуемого образца могут быть получены при определении ее в самом ферромагнитном материале. До настоящего времени это осуществлялось индукционно-импульсным методом путем интегрирования э. д. с., наводимой в измерительной обмотке при комму-

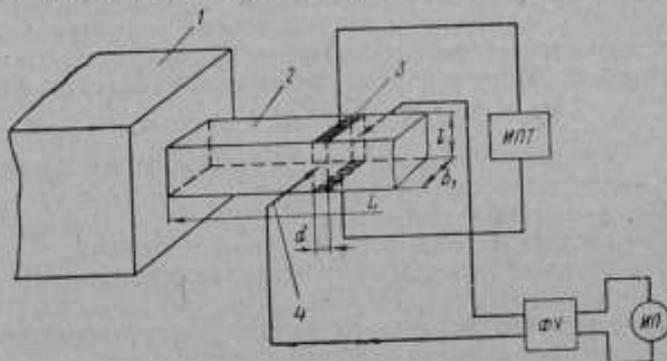


Рис. 1. Блок-схема устройства для измерения магнитной индукции в образцах из магнитотвердых материалов:

1 — магнитопровод; 2 — испытуемый образец; 3 — линейные электроды; 4 — игольчатые электроды. ФУ — фотокомпенсационный усилитель; ИП — измерительный прибор; ИПТ — источник постоянного тока.

тации напряженности внешнего магнитного поля. К недостаткам этого метода следует отнести необходимость математической обработки результатов измерения и навивку измерительной обмотки. Кроме того, полученная квазистатическая гистерезисная петля отличается от реальной статической.

В Институте электродинамики АН УССР разработан бескоммутационный метод определения индукции, основанный на измерении э. д. с. Холла в образце. Реализация этого метода связана с использованием точных высокочувствительных микровольтметров, позволяющих надежно регистрировать слабые электрические сигналы (единицы микровольт).

Упрощенная блок-схема измерителя магнитной индукции в

образцах из магнитотвердых материалов представлена на рис. 1.

Испытуемый образец 2 размещен в межполюсном пространстве магнитопровода 1. С помощью линейных электродов 3, выполненных из материала с высокой электропроводностью, к образцу подводится питание от источника постоянного тока ИПТ. Напряжение Холла снимается игольчатыми электродами 4 и усиливается фотокомпенсационным усилителем ФУ, на выходе которого включен измерительный прибор ИП. Величина напряжения пропорциональна индукции в испытуемом образце. Компенсация напряжения от неэквипотенциальности установки холловских электродов после размагничивания образца и при отсутствии магнитного поля осуществляется путем перемещения с помощью микрометрических винтов игольчатых электродов по высоте образца, а также корректором фотокомпенсационного усилителя ФУ. Возможен и другой способ устранения напряжения от неэквипотенциальности, о чем будет сказано ниже.

Напряжение Холла в образце можно определить по формуле

$$U_x = R_x I_n B \varphi(l, b, L, d, k, y) \cos \alpha,$$

где R_x — постоянная Холла ферромагнитного материала;

I_n — ток, подводимый к образцу;

B — измеряемая индукция;

l — расстояние между токовыми электродами;

b и d — соответственно длина и толщина токовых электродов;

L — длина магнита;

k — коэффициент, учитывающий распространение тока по продольному сечению образца;

$y = \frac{2}{\pi} \arctg(UB)$ [1] (U — подвижность носителей);

α — угол между вектором магнитной индукции и нормалью к плоскости поперечного сечения образца.

Отклонение указателя выходного прибора определяется выражением

$$\varphi = \frac{R_x I_n B \varphi(l, b, L, d, y, k) k_{\Phi y} \cos \alpha}{C_0},$$

где $k_{\Phi y}$ — коэффициент преобразования фотокомпенсационного усилителя;

C_0 — постоянная измерительного прибора.

Тогда комплектная чувствительность устройства равна

$$S = \frac{\partial \varphi}{\partial B} = \frac{R_x I_n \varphi(l, b, L, d, y, k) k_{\Phi y} \cos \alpha}{C_0}.$$

Из последнего выражения может быть определена предельная мультипликативная относительная погрешность [2]. Составляющие этой погрешности

$$\frac{\Delta R_x}{R_x}, \quad \frac{\Delta \varphi(l, b, L, d, y, k)}{\varphi(l, b, L, d, y, k)} \quad \text{и} \quad \frac{\Delta k_{\Phi y}}{k_{\Phi y}}$$

устраняются градуировкой устройства. Последняя заключается в измерении индукции в испытуемом образце и определении соответствующего отклонения указателя прибора на выходе измерительного устройства. Градуировка может быть произведена либо индукционно-импульсным методом, либо с помощью гальваномангнитных преобразователей, размещенных в зазоре магнитопровода. Применение последних позволяет производить градуировку по остаточной индукции, благодаря чему можно исключить погрешность из-за потоков рассеяния намагничивающих катушек. Однако наличие воздушных зазоров в магнитопроводе или в торце образца, в которых размещены преобразова-

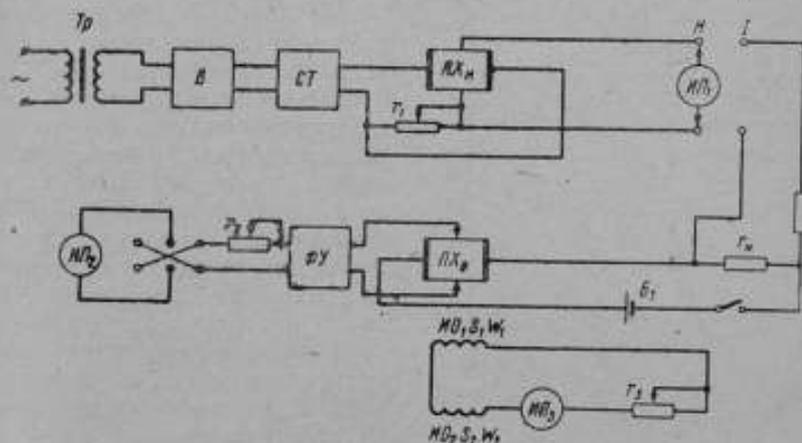


Рис. 2. Принципиальная схема устройства для испытания магнитно-твердых материалов.

ЛХ — преобразователь Холла; Тр — трансформатор; В — выпрямитель; СТ — стабилизатор тока; ИИ — измерительный прибор; Б — батареи; ФУ — фотоэлектронный усилитель; МО — измерительные обмотки

тели, приводит к значительному снижению точности измерения.

В макете данного устройства градуировка производится индукционно-импульсным методом.

На точность измерения оказывает влияние абсолютная погрешность, представляющая собой ложный сигнал на входе схемы. Она складывается из погрешностей напряжения от неэквивалентности расположения холловских электродов $U_{нз}$, напряжения дрейфа нуля фотокомпенсационного усилителя $U_{дн}$ и напряжения от побочных термо- и гальваномангнитных эффектов $U_{тг}$.

$$\Sigma_{п} = U_{нз} + U_{дн} + U_{тг}.$$

Это напряжение не зависит от направления вектора магнитной индукции и при изменении направления последнего может суммироваться или вычитаться из напряжения Холла. Погрешность

Σ_n приводит к нарушению симметрии гистерезисной петли относительно оси абсцисс. Для исключения этой погрешности прежде всего следует определить, какое смещение указателя $\Delta\varphi$ измерительного прибора вызывает ложный сигнал Σ_n , а затем с помощью корректора сместить указатель по шкале выходного прибора на такую же величину. Значение $\Delta\varphi$ можно определить по формуле

$$\Delta\varphi = \frac{\alpha' + \alpha''}{2},$$

где α' и α'' — отклонения указателя измерительного прибора ИП, соответствующие вершинам симметричного гистерезисного цикла.

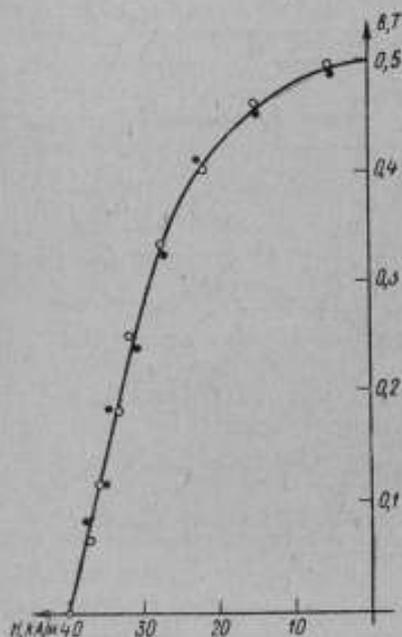


Рис. 3. График экспериментальной проверки установки

○ — соответственно результаты измерений в излучении импульсно-индукционным методом и при определении эффекта Холла в образце

На рис. 2 представлена принципиальная схема макета устройства для испытания магнитотвердых материалов.

Преобразователь Холла $ПХ_n$, расположенный у поверхности образца перпендикулярно направлению тангенциальной составляющей вектора напряженности, служит для измерения напряженности поля. Питание его осуществляется от сети переменного тока через трансформатор Tr , выпрямитель B и стабилизатор тока $СТ$. Напряжение Холла подается на измерительный прибор $ИП_1$. Сопротивление r_1 служит для компенсации напряжения от неэквипотенциальности расположения холловских электродов. Преобразователем $ПХ_0$ является испытуемый образец, на который накладываются токовые и холловские электроды. К образцу подводится ток от аккумуляторной батареи B_1 , который контролируется милливольтметром $ИП_1$ по падению напряжения на резисторе r_N . Выходное напряжение по-

дается на фотоэлектронный усилитель $\PhiУ$, а затем на магнитоэлектрический прибор $ИП_2$. Сопротивление r_2 служит для изменения чувствительности устройства. Градуировка производится при помощи двух измерительных обмоток $ИО_1$ и $ИО_2$ с равными постоянными $s_1\omega_1 = s_2\omega_2$. Измерительные катушки включены по-

следовательно встречно так, чтобы при отсутствии образца и коммутации тока в намагничивающих катушках результирующая э. д. с. была равна нулю. Измерительные катушки находятся на рамке, на которой размещены токовые и холловские электроды. Перед испытанием образец, установленный в рамку, помещается между полюсами магнитопровода. Изменение магнитного поля при градуировке достигается либо коммутацией намагничивающего тока с частотой 1—2 Гц, либо обычным переключением тока.

Результаты экспериментальной проверки макета установки приведены на рис. 3. Как видно на рис. 3, расхождение между значениями индукции, измеренной индукционно-импульсным методом и при помощи эффекта Холла в образце, не превышает 3%.

При испытании образца из сплава ЮНД8, индукции 0,5 Т и токе питания 3А величина э. д. с. Холла составляла 1,5 мкВ. При этом толщина токовых электродов была равна 0,5 мм, а площадь холловских электродов не превышала 0,01 мм². Аналогичные результаты были получены для ряда других образцов из сплава ЮНД24. Достоинством метода является непосредственный отсчет измеряемой индукции, отсутствие коммутации намагничивающего поля и сравнительно простая измерительная схема.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wick R. F. J. Appl. Phys. v. 40, № 11, 1952.
2. Маршаленко Б. А., Ситников Н. Н., Февралева Н. Е. К вопросу об измерении напряжения Холла в испытуемом ферромагнитном образце. Элементы и схемы измерительных устройств. Киев, «Наукова думка», 1970.

УДК 621.318.2 : 621.318.435.3

*В. А. ВАСИЛЬЕВА, В. В. МАРТЫНОВ, В. Е. НОВОГРЕНКО,
И. И. ПЕККЕР*

О МЕТОДИКЕ КОНТРОЛЯ МНОГОПОЛЮСНЫХ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Многополюсные постоянные магниты (МПМ), широко применяющиеся в электрических машинах, создают в рабочем зазоре магнитный поток, который обеспечивает заданную скорость двигателя или э. д. с. генератора.

Для повышения стабильности выходных параметров электрических машин используемые в них МПМ частично размагничиваются после намагничивания до насыщения [1]. Магнитная цепь МПМ при намагничивании (обычно импульсом тока) и контроле замыкается индуктором — магнитопроводом специальной

формы, на котором расположены намагничивающая и измерительная обмотки [2]. Величина стабилизированного потока $\Phi_{\text{рис}}$ при номинальном токе якоря является основным критерием пригодности МПМ для работы в данной машине.

В настоящее время заводы-изготовители в качестве приемосдаточных параметров МПМ используют значения потоков Φ_1 и Φ_2 , которые представляют собой усредненный поток полюса магнита, измеренный в двух режимах его работы. Обычно при испытании магнитов измерительные обмотки размещаются на нейтральных сечениях магнитов, а так как в данном случае это затруднительно, то измерительную обмотку наносят на индуктор (обмотка W_n на рис. 1).

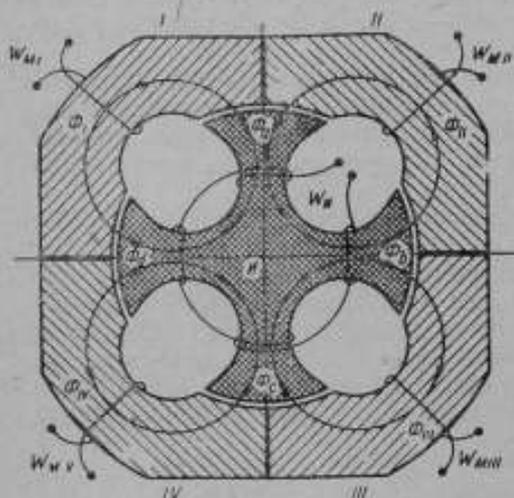


Рис. 1. Система магнит-индуктор статорного четырехполюсного магнита:

$И$ — индуктор из магнитного материала; $I-IV$ — условные магниты-скобы, на которых размещается МПМ; $\Phi_1 - \Phi_{IV}$ — потоки в нейтральных сечениях магнита; $\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c, \Phi_d$ — потоки, сцепленные с измерительной обмоткой W_n индуктора

насколько близки значения потоков, полученные с помощью обмотки на индукторе и в нейтрали магнита. Из рис. 1 видно, что такой магнит можно представить в виде совокупности четырех отдельных магнитов — скоб.

Усредненный поток полюса МПМ, измеренный обмоткой W_n , равен

$$\Phi_n = \frac{1}{4} (\Phi_a + \Phi_b + \Phi_c + \Phi_d) = 2(\Phi_m - \Phi_{\Sigma}), \quad (1)$$

где Φ_m — усредненный поток в нейтральном сечении одного условного магнита-скобы, измеренный обмоткой W_n ; Φ_{Σ} — поток рассеяния системы магнит-индуктор, приведенный к одному условному магниту-скобе.

Вводя коэффициент рассеяния

$$\sigma = \frac{\Phi_{\Sigma}}{\Phi_m} = \frac{2\Phi_m - \Phi_n}{2\Phi_m}, \quad (2)$$

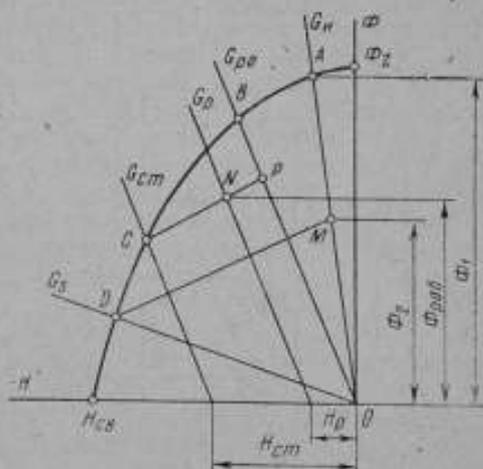
получим

$$\Phi_n = 2(1 - \sigma) \Phi_m \quad (3)$$

Выражения (2) и (3) справедливы при любом числе полюсов МПМ. Коэффициент σ определялся по результатам измерения потоков Φ_n и Φ_m в различных режимах для партии из 13 статорных четырехполюсных магнитов одного типоразмера. При $\Phi_n = \Phi_1$ среднее значение σ составляет 0,05, а при $\Phi_n = \Phi_2$ оно равно 0,018. Небольшое значение коэффициента рассеяния позволяет заключить, что с помощью обмотки на индукторе можно достаточно точно измерить действительное значение потоков МПМ (некоторое увеличение рассеяния при $\Phi_n = \Phi_1$ объясняется нелинейностью магнитной проводимости индуктора вследствие насыщения).

На рис. 2 изображена рабочая диаграмма МПМ при измерении контролируемых потоков и при работе в машине. Кривая размагничивания материала магнита представляет собой зависимость Φ ($-H$). При построении диаграммы было сделано допущение об отсутствии насыщения во внешней цепи магнита (что в принципе не влияет на ход рассуждений). Значения потоков определялись следующим образом. После намагничивания рабочая точка A магнита с индуктором соответствует потоку Φ_1 . Этот поток измерялся с помощью обмотки W_n после извлечения индуктора из магнита. Затем магнит снова надевался на индуктор (рабочая точка двигалась по линии возврата DM) и при повторном снятии его с индуктора измерялся поток Φ_2 .

Потоки в нейтральных сечениях магнита определялись с помощью обмоток W_n . При перемагничивании магнита импуль-



тов не подобны друг другу и их основные параметры (B_r , H_c , γ , ρ) сочетаются достаточно произвольно, эта связь носит вероятностный характер и может быть найдена статистически. Но с помощью вероятностной методики нельзя получить достоверную информацию о свойствах каждого отдельного магнита, тем более когда речь идет о дорогостоящих изделиях.

Для подтверждения выводов, полученных при анализе рабочих диаграмм МПМ, 13 статорных четырехполюсных магнитов были испытаны в макете электрической машины. Измерялись скорости вращения ротора при номинальном токе якоря после размагничивания МПМ полем реакции якоря (как известно, скорость обратно пропорциональна величине $\Phi_{\text{раб}}$). Результаты измерений показали, что хотя у всех магнитов контролируемые потоки Φ_1 и Φ_2 превышают минимально допустимые, только 9 из 13 по скорости вращения ротора (т. е. по величине $\Phi_{\text{раб}}$) можно признать пригодными.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1) измерения с помощью обмотки, расположенной на индукторе, позволяют достаточно точно определить действительную величину потоков МПМ;

2) контроля потоков Φ_1 и Φ_2 недостаточно для оценки пригодности МПМ из-за отсутствия однозначной связи этих потоков с рабочим потоком магнита в машине;

3) необходимо разработать эффективную методику контроля МПМ, однозначно определяющую их пригодность для работы в заданных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н. Электрические машины с постоянными магнитами. Изд-во «Энергия», 1964.
- 2 Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов. ГЭИ, 1962.

УДК 538.24:621.318.12

В. В. КОГЕН-ДАЛИН, М. Л. СОЛОВОВА

ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ СОСТОЯНИЕ МАГНИТА В СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ

У магнита, помещенного в готовую систему, топография поля определяется не только геометрической формой системы и ее элементов, но и всей картиной формирования поля остаточной намагниченности на предыдущих этапах технологического процесса (термомагнитная обработка, сборка, намагничивание, стабилизация). В результате возникновения потоков рассеяния

с боковых поверхностей магнита появляются области, имеющие не только продольную, но и поперечную намагниченность в направлении, перпендикулярном средней линии рабочего потока системы.

Сложная картина поля в магните, образующаяся во многих системах, не может учитываться при аналитических методах расчета.

Электрическое моделирование систем с постоянными магнитами основывается на подобии дифференциальных уравнений магнитного поля и поля токов в проводящей среде. Основная трудность моделирования связана с созданием электрического аналога магнита области с анизотропной нелинейной средой. Вся область магнита дискретизируется на элементарные ячейки и замещается сеткой нелинейных двухполюсников, вольт-амперные характеристики которых должны быть подобны магнитным характеристикам соответствующих элементарных объемов. В конечном счете точность моделирования магнитной системы определяется степенью достоверности тех магнитных характеристик, по которым настраиваются вольт-амперные характеристики элементов/сетки.

Для расчета в электрическую модель должны быть введены характеристики первоначального намагничивания в направлении основных магнитных осей: вдоль и поперек текстуры. Точки пересечения оси ординат (остаточная индукция) определяются однозначно по углам наклона векторов напряженности к оси магнитной текстуры в момент максимума тока намагничивания. Эти точки характеризуют исходную намагниченность в процессе формирования собственного поля магнита. Изменение магнитного состояния должно описываться семейством частных кривых размагничивания, начинающихся с различных точек на оси B . Семейство таких кривых можно получить снятием частных квазистатических петель гистерезиса при неполном намагничивании вдоль или поперек текстуры.

После выключения или спада импульса тока в намагничивающем устройстве рабочие точки, описывающие состояние элементарных областей магнита на плоскости $B(H)$, перемещаются во второй квадрант. При этом состояние материала должно характеризоваться по двум направлениям — вдоль и поперек текстуры. В реальной системе топография поля внутри магнита может быть такова, что составляющая напряженности поперек текстуры окажется сравнимой с модулем полного вектора H . Иными словами, материал магнита подвергается одновременно действию поля в двух взаимно перпендикулярных направлениях. Изменение магнитных свойств должно описываться семейством характеристик совместного намагничивания (рис. 1), выражающих связь между индукцией и напряженностью поля по одной из осей магнитной текстуры в зависимости от напряженности поля H_{II} по ортогональной оси.

Следует подчеркнуть, что кривые рис. 1 принципиально отличаются от характеристик, которые снимаются при воздействии на образец двух внешних взаимно перпендикулярных полей. В последнем случае при постоянной напряженности поля H_{11} следовало бы увеличивать H_1 и фиксировать изменение магнитного состояния образца в направлении I .

Как указывалось выше, в магните происходит уменьшение намагниченности и, следовательно, напряженности поля, в направлении I под влиянием перпендикулярного внутреннего поля H_{11} . Для получения характеристик, описывающих изменение магнитного состояния в таком процессе, необходимо:

а) намагнитить образец до насыщения в направлении I и снять внешнее поле; магнитному состоянию образца будут соответствовать точки на кривой размагничивания;

б) включить перпендикулярное внешнее поле с заданной напряженностью H_{11} и фиксировать изменение индукции и напряженности поля в направлении I ; последовательно увеличивая напряженность H_{11} , получить серию точек в координатах $B_1(H_1)$;

в) изменить внешнюю проводимость образца так, чтобы сместилась исходная точка на размагничивающем участке предельной петли гистерезиса $B_1(H_1)$, и повторить первые два опыта (перед каждым измерением образец должен быть полностью размагничен).

Соединяя точки, характеризующие магнитное состояние образца в направлении I , при одинаковом значении H_{11} , можно построить кривые, подобные приведенным на рис. 1.

Для проведения опытов по такой методике было использовано вспомогательное устройство — разборный магнитопровод, в который помещался образец в форме куба (рис. 2). Магнитное состояние материала фиксировалось в нейтральной плоскости куба, где поле достаточно равномерно. Для измерения индукции

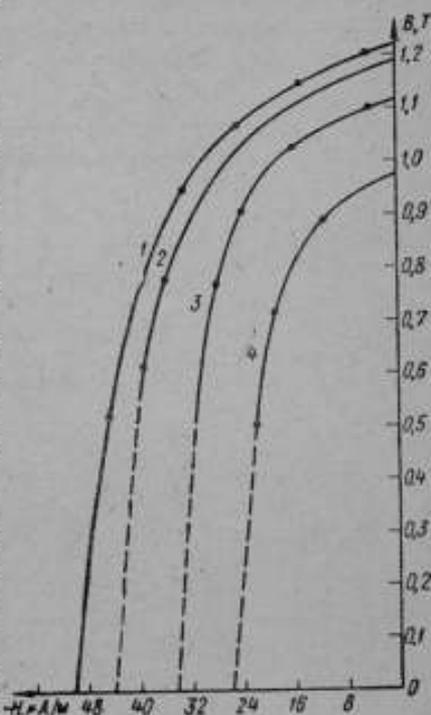


Рис. 1. Семейство характеристик совместного намагничивания при напряженности перпендикулярного магнитного поля, равной:

1 — 0; 2 — 16; 3 — 28 и 4 — 40 кА/м

применялась тонкая катушка, а для измерения напряженности поля — преобразователь Холла. Положение рабочей точки в нейтральной плоскости образца регулировалось немагнитной прокладкой между ярмом и токовыми стержнями магнитопровода.

На рис. 3 показано положение образца на различных этапах намагничивания. Поперечное поле H_{II} создавалось между вспомогательными полюсными наконечниками, отделенными от об-

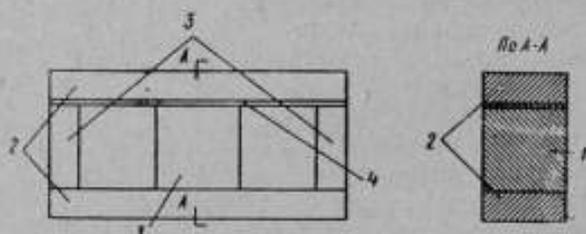


Рис. 2. Разборное намагничивающее устройство

1 — куб (28×28) из магнитотвердого материала; 2 и 3 — магнитные ярма; 4 — немагнитная прокладка

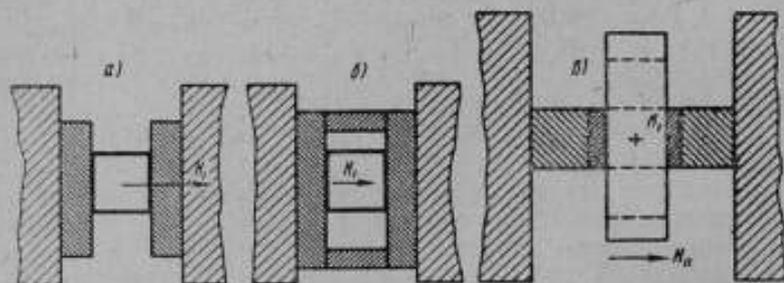


Рис. 3. Положение образца на различных этапах намагничивания:

а — при намагничивании в направлении текстуры; б — при образовании замкнутой магнитной цепи в направлении текстуры; б1 — при наложении перпендикулярного поля

разца немагнитными прокладками так, что они практически не шунтировали боковые грани куба.

Однородность поля в нейтральной плоскости образца контролировалась преобразователем Холла, который перемещался по граням куба вдоль измерительной обмотки индукции. Неоднородность поля не превышала 5% (за исключением очень узких участков у ребер куба) и не могла существенно отразиться на измерении индукции в нейтральном сечении, так как сечение участка с резко неравномерным полем составляло незначительную часть общей площади сечения куба.

Помимо предельных кривых размагничивания, необходимо определить: кривые первоначального намагничивания в направ-

лени магнитной текстуры и перпендикулярно к ней; частные кривые размагничивания в двух металлографических направлениях, которые начинались бы на оси B в диапазоне от B_0 до нуля; кривые одновременного размагничивания, когда на образец действуют поля в двух взаимно перпендикулярных направлениях.

Перечисленные характеристики, по-видимому, можно получить не только на обычной баллистической установке, но и на установках для непрерывной записи кривых типа У5022 завода «Точэлектронприбор» или МЭИ.

УДК 621.317.443.082.6 : 621.318.12

И. А. БОГУШ

УСТАНОВКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБРАЗЦОВ МАГНИТОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ В ИНТЕРВАЛЕ ТЕМПЕРАТУР 20—550°С

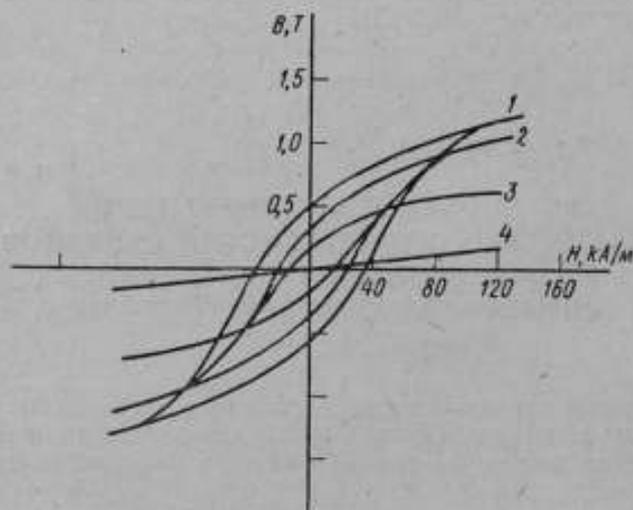
Магнитные характеристики постоянных магнитов и магнитных систем во многих случаях определяются в широком температурном диапазоне [1] при непрерывном фиксировании петли гистерезиса.

В лаборатории постоянных магнитов Новочеркасского политехнического института создана установка для исследований магнитных характеристик образцов магнитотвердых материалов в диапазоне температур 20—550°С. Верхний предел температуры определен тем, что до 550°С не происходит постоянных структурных изменений постоянных магнитов из большинства современных сплавов [2].

Установка состоит из управляемого намагничивающего устройства (пермеаметра) и измерительного устройства (ферротестера) с электрооно-лучевым индикатором. Намагничивающее устройство включает пермеаметр и переключающее устройство, которым управляет задающий генератор. Пермеаметр обеспечивает в рабочем зазоре поле напряженностью 350 кА/м при максимальной длине зазора 10 см. Для исследований применяются постоянные магниты в форме цилиндров или параллелепипедов длиной от 2 до 10 см и площадью поперечного сечения до 4×4 см². Измерительная обмотка, охватывающая образец, имеет изоляцию из стеклотити. Сигнал, пропорциональный напряженности магнитного поля, снимается с резистора, включенного последовательно с намагничивающими катушками. Как показали исследования, погрешность при этом не превышает допустимой.

Конструкция пермеаметра не исключает и другие варианты расположения преобразователей B и H . Измерительная катушка H может быть расположена на поверхности образца. При температурных исследованиях может также применяться встроенный индукционный преобразователь [3].

Для непрерывного получения гистерезисных петель переключательное устройство через каждую секунду изменяет направление намагничивающего тока в пермеамetre.



Деформация петли гистерезиса цилиндрического образца марки ЮНД4 при температуре:

1 — 20; 2 — 300; 3 — 600 и 4 — 700° С

Измерительную часть устройства составляют ферротестер, усовершенствованный в проблемной лаборатории постоянных магнитов Новочеркасского политехнического института [4, 5], и электронно-лучевой индикатор И-4М. В случае, когда сигнал H снимается с резистора, в ферротестере используется усилитель по этому каналу.

Нагрев образцов до нужной температуры осуществляется электрической печью сопротивления, установленной в рабочем зазоре пермеаметра. Температура образцов контролируется термомпарой из хромель-алюмеля, присоединенной к пирометрическому милливольтметру МПП-254, шкала которого проградуирована в градусах Цельсия.

Сигналы преобразователей индукции и напряженности магнитного поля поступают к ферротестеру и далее к электронно-лучевому индикатору И-4М, имеющему значительное время послесвечения и экран 200×240 мм. На экране индикатора непре-

равно фиксируется петля гистерезиса, деформирующаяся при росте температуры образца. Если нужно измерить значения B и H в какой-либо точке на размагничивающем участке петли гистерезиса, то индикатор отключается от интегратора и усилителя ферротестера и электронный луч подводится к этой точке на экране. Одновременно величины B и H отсчитываются по двум стрелочным приборам ферротестера, шкалы которых градуированы соответственно в единицах индукции и напряженности магнитного поля.

С помощью установки можно наблюдать предельные и частотные гистерезисные петли и измерять индукцию и напряженность поля в желаемой точке на размагничивающем участке петли гистерезиса при нагреве до 550°C . Мощность нагревательного устройства и термоизоляция измерительных катушек позволяют расширить температурный предел до 700°C . Погрешность измерений составляет $\pm 5\%$. Деформация петли гистерезиса цилиндрического образца марки ЮНД4 при нагревании его до 700°C приведена на рисунке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шрамков Е. Г. О характеристиках магнитотвердых материалов и постоянных магнитов для нормативных документов и о справочных характеристиках. Труды метрологических институтов СССР, вып. 95(155) М.-Л., изд-во стандартов, 1967.
2. A Klegg and M. McCaig. The High Temperature Stability of Permanent Magnets of the Iron — nickel — aluminium system, 1958, v. 9, No. 5.
3. Мартынов В. В. Датчик индукции и намагниченности образцов магнитотвердых материалов. Изв. вузов СССР «Электромеханика» 1966, № 5.
4. Маркин П. П., Титаренко В. Н. Аппаратура для контроля характеристик литых постоянных магнитов в массовом производстве. Труды метрологических институтов СССР, вып. 95(155), М.-Л., Изд-во стандартов, 1967.
5. Маркин П. П., Пеккер И. И. Ферротестер для постоянных магнитов. Новые методы и аппаратура для испытаний ферромагнитных материалов. Труды институтов Комитета, вып. 64(124), М.-Л., Стандартгиз, 1962.

УДК 621.318.2.016.35

А. В. МИТКЕВИЧ

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ И МАГНИТНЫХ СИСТЕМ

Постоянные магниты, изготовленные из одного и того же сплава, часто отличаются по своим свойствам, в том числе по стабильности. Однако, чтобы добиваться максимальной стабильности магнитов и систем, следует прежде всего накопить

экспериментальный материал. Наиболее перспективными для этой цели являются ускоренные методы исследования стабильности магнитов и систем, позволяющие сравнительно просто и быстро определить существенные характеристики стабильности.

Предлагаемые автором методы основаны на четком разделении влияния различных факторов и ускоренном испытании магнитов и систем на стабильность. Наиболее существенные характеристики и критерии оценки стабильности представлены в виде схемы (см. таблицу).

Стабильность постоянных магнитов и магнитных систем					
Влияние времени		Влияние внешних воздействий			
		Температуры		Магнитных полей	Ударов, вибраций и облучения
После намагничивания	После стабилизации	Обратимые изменения индукции	Необратимые изменения индукции	Обратимые изменения индукции	Необратимые изменения индукции
Критерии					
Коэффициент нестабильности		Температурный коэффициент, дифференциальный температурный коэффициент	Необратимость	Обратимая магнитная проницаемость	Необратимость

Изменения магнитной индукции во времени у магнитов из высококоэрцитивных сплавов в диапазоне от секунд до нескольких лет можно считать следующим логарифмическому закону. Эту зависимость можно выразить в относительных величинах

$$\frac{B_t - B_1}{B_1} 100 = \frac{\Delta B}{B_1} 100 = \eta \lg \frac{t}{t_1} \%,$$

где $\frac{\Delta B}{B_1}$ — изменение магнитной индукции в процентах за интервал времени $(t - t_1)$ (t — время; t_1 — некоторый базисный момент времени, относительно которого определяется ΔB); η — коэффициент нестабильности [1].

При этом величины t_1 и t отсчитываются с момента какого-нибудь магнитного возмущения, например, намагничивания. Откладывая по оси абсцисс $\lg \frac{t}{t_1}$, а по оси ординат $\frac{\Delta B}{B} 100$, полу-

чаем прямые линии, так называемые универсальные прямые нестабильности, наклон которых определяется коэффициентом нестабильности, представляющим собой приращение индукции в процентах за промежутки времени от t_1 до $10t_1$.

В качестве критерия для сравнения между собой магнитов и систем по стабильности во времени следует выбрать коэффициент нестабильности. Универсальные прямые нестабильности пригодны практически для любых промежутков времени. Построив такую прямую для t_1 , равного, например, нескольким секундам или минутам, можно принять любое другое значение t_1 за базисное и получить прямую, характеризующую изменение магнитной индукции во времени для часов, дней, месяцев и даже лет.

Для того, чтобы опытным путем получить универсальные прямые нестабильности, можно воспользоваться двумя ускоренными методами. Первый из них основан на измерении магнитной индукции, когда ускоряя в несколько раз первое измерение индукции, т. е. уменьшая t_1 , мы во столько же раз ускоряем и весь эксперимент. В этом случае необходимо применять магнитометры повышенной чувствительности и воспроизводимости, обеспечивающие очень быстрые измерения индукции. Наиболее простым и удобным из них является магнитометр, основанный на квазиуравновешенном методе [2], позволяющий измерять магнитную индукцию, примерно за десятки секунд, с воспроизводимостью 0,01—0,02%. Второй метод заключается в измерении самих приращений магнитной индукции, обусловленных нестабильностью [1], что позволяет определить коэффициент нестабильности за несколько секунд. Такие измерения могут производиться баллистическим гальванометром и не требуют специальных измерительных устройств.

С помощью первого метода было получено несколько тысяч универсальных прямых нестабильности для 250 магнитных систем с литыми магнитами из 12 сплавов, что позволило изучить влияние сплава магнитов, положения рабочей точки на кривой размагничивания и различной магнитной стабилизации на стабильность во времени. Несмотря на то, что обычно магнитные системы применяются после магнитной стабилизации, стабильность во времени непосредственно после намагничивания без стабилизации представляет большой интерес, так как определяет наибольшие возможные изменения магнитной индукции во времени, которые могут иметь место для систем данной конфигурации с магнитами определенного сплава. Полученные значения коэффициента нестабильности лежали в пределах 0,02—0,7%. При этом наименьшими значениями коэффициента нестабильности обладали некоторые системы с магнитами из сплавов ЮНДК24, ЮНДК24Т2 и ЮНДК18С. Однако большой разброс по коэффициенту нестабильности приводил к тому, что наименее стабильные системы с магнитами из этих сплавов бы-

ли близки по этим значениям к наиболее стабильным из сплавов ЮНД8 и ЮНД12, у которых наихудшие коэффициенты нестабильности достигали 0,7%. Удаление магнитопровода у систем с внутримачными магнитами, вызывающее переход рабочей точки вниз по кривой размагничивания, приводило к резкому возрастанию по абсолютной величине коэффициента нестабильности у систем с магнитами, имеющими крутую кривую размагничивания, как, например, ЮНДК24, ЮНДК24А и ЮНДК25БА, и несколько меньшему увеличению этой величины у магнитов с пологой кривой размагничивания — ЮНД8 и ЮНД12.

После магнитной стабилизации, заключавшейся в частичном размагничивании, испытаниям подвергались свыше 80 магнитных систем, для которых было получено около 600 универсальных прямых нестабильности. Результаты испытаний показали, что системы, частично размагниченные (на 5—70%) переменным магнитным полем с частотой 50 Гц, весьма стабильны во времени. Значения коэффициента нестабильности в этих случаях не зависели от сплава магнитов и лежали в пределах $\pm 0,01\%$, т. е. были близки к погрешности измерений.

Поскольку повышение частичного размагничивания переменным магнитным полем даже до 40—50% не приводит к нарушению стабильности во времени, вполне допустимо не отбраковывать слишком сильные магниты, а только увеличивать для них степень размагничивания. С другой стороны, системы, частично размагниченные однократным воздействием постоянного магнитного поля, сравнительно стабильны во времени только при размагничивании, не превышающем 10%. С увеличением же размагничивания до 20—60% коэффициент нестабильности становится уже положительным и достигает 0,5%.

Второй метод, основанный на измерении самих приращений магнитной индукции, был применен для получения универсальных прямых нестабильности нескольких десятков литых стержневых магнитов из разных сплавов с отношением длины к диаметру, близким к 3, а также магнитов из бариевых ферритов. При этом было обнаружено, что стабильность во времени бариевых ферритов, даже при отсутствии магнитной стабилизации, очень высока. Коэффициент нестабильности у них в десятки раз меньше, чем у литых магнитов. Влияние положения рабочей точки на кривой размагничивания на стабильность во времени изучалось для 20 стержневых магнитов. Как и у магнитных систем, коэффициент нестабильности резко зависел от положения рабочей точки на кривой размагничивания у магнитов из сплавов ЮНДК24 и ЮНДК24А и мало изменялся у магнитов из сплава ЮНД12.

Этим же методом была исследована зависимость коэффициента нестабильности от температуры в диапазоне от +20 до -180°C . Как показали опыты, у магнитов из сплавов ЮНДК18 и ЮНДК20С коэффициент нестабильности несколько возраста-

ет при уменьшении температуры, у магнитов ЮНД4, ЮНД8, ЮНД12 и ЮНДК35Т5 он практически не зависит от температуры, а у магнита из сплава ЮНДК24 — пропорционален корню из абсолютной температуры.

Изучалась также стабильность стержневых магнитов во времени после частичного размагничивания. Как и у магнитных систем, частичное размагничивание переменным магнитным полем даже на 30—50% вполне удовлетворительно стабилизирует магниты. Однако при размагничивании однократным воздействием постоянного магнитного поля коэффициент неустойчивости становится положительным и может достигать нескольких процентов при сильном размагничивании.

Обратимые и необратимые изменения индукции, сопровождающие изменения температуры, были исследованы ускоренным методом с помощью измерения приращений магнитной индукции фотогальванометрическим микроверберметром [2]. Быстрое изменение температуры исследуемого магнита или системы достигалось погружением их в среду с хорошей теплопроводностью, что позволяло определить зависимость магнитной индукции от температуры в интервале от +100 до -180°C за несколько минут. Большая часть полученных кривых у стержневых магнитов из разных сплавов и исследованных систем с магнитами из сплава ЮНДК25БА имели прямолинейные участки только для небольших диапазонов температур. Это заставляет в качестве критерия для оценки обратимых изменений индукции использовать дифференциальный температурный коэффициент. Например, у одной из упомянутых магнитных систем дифференциальный температурный коэффициент изменялся от $-0,018\%/1^{\circ}\text{C}$ при $+100^{\circ}\text{C}$ до $+0,25\%/1^{\circ}\text{C}$ при -180°C в первом цикле, а при повторных охлаждениях — до $+0,016\%/1^{\circ}\text{C}$. При этом значения коэффициента зависели от частичного размагничивания, повышаясь при его увеличении. Очевидно, что для отдельных интервалов температуры можно пользоваться обычным температурным коэффициентом, полученным при линеаризации зависимости магнитной индукции от температуры в этом интервале.

Кроме того, как обратимые, так и необратимые изменения индукции определялись также с помощью магнитометров. Было исследовано свыше 200 магнитных систем с магнитами из восьми сплавов. Изучалось влияние частичного размагничивания переменным магнитным полем на необратимость после нагревания до 80°C и охлаждений до -40 и -70°C . Исследовалась также и необратимость после охлаждения до -100 и -180°C и нагреваний до 200°C . Проведенные эксперименты показали, что магнитные системы с магнитами из сплавов ЮНДК24, ЮНДК24А и ЮНДК25БА обладают повышенной необратимостью после охлаждения до -40°C даже тогда, когда этому предшествовало нагревание до 80°C . Необратимость после

охлаждения до -40°C у некоторых из совершенно не размагниченных и размагниченных до 3% систем достигает -5% . Такие же системы, но размагниченные на 8—10% после -40°C имеют необратимость $-0,2\%$ и только при повышении частичного размагничивания до 20—30% необратимость становится положительной. Следовательно, для систем с магнитами из этих сплавов необходимо либо вводить в режим стабилизации сильные охлаждения, либо увеличивать частичное размагничивание. С другой стороны, системы с магнитами из сплавов ЮНД8, ЮНД12, ЮНДК15, ЮНДК35Т5 и АНК01, нагревавшиеся до 80°C , имеют необратимость после -40°C порядка сотых процента, т. е. примерно такую же, как и после повторных нагреваний.

Влияние внешних переменных магнитных полей с частотой 50 Гц изучалось на системах с магнитами из сплавов ЮНДК24 и АНК01. Необратимость после таких воздействий доходила до $+1\%$. Такое возрастание магнитной индукции связано с влиянием переменного магнитного поля на магнитопровод систем. Необратимость после воздействия переменных магнитных полей с частотой 50 Гц примерно в два раза больше, чем тогда, когда эта частота равна 400 Гц в случае стержневых магнитов из сплава ЮНДК25БА, не подвергавшихся магнитной стабилизации. При частоте 50 Гц и амплитуде напряженности магнитного поля 30 А/см необратимость доходит до -5% .

Магнитные системы, состоящие из стержневых магнитов из сплава ЮНДК25БА, окруженных экраном, имеющим характер магнитопровода, после частичного размагничивания переменным магнитным полем на 10% подвергались ударам и вибрации. После двух циклов из трех ударов на каждой из координатных осей с ускорением 1000 g необратимость составляла $0,1 - 0,3\%$. Для этих же систем необратимость после вибраций с амплитудами, доходившими до 2,5 мм, ускорениями $0,6\text{ g}$ и частотами, изменявшимися от 10 до 60 Гц с продолжительностью, достигавшей 10 ч, не превышала $\pm 0,3\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миткевич А. В. Ускоренный метод испытания постоянных магнитов на стабильность во времени. «Электричество», 1965, № 5.
2. Миткевич А. В. Проблема стабильности постоянных магнитов и выбор рационального пути к ее решению. Исследования в области теоретического и прикладного магнетизма. Труды института физики металлов АН СССР, Свердловск, 1967.

АППАРАТУРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Основной характеристикой магнитных систем с постоянными магнитами является магнитная индукция или магнитный поток в рабочем пространстве. Стабильность магнитных систем во времени, а также при воздействии различных факторов имеет существенное значение при оценке надежности соответствующих устройств. Важным параметром является также температурный коэффициент той или иной магнитной характеристики, имея в виду обратимые процессы изменения этих характеристик. При исследовании магнитов из материалов, обладающих высокой стабильностью, (например, сплавы на основе железо — никель — алюминий), требуется обнаруживать изменения магнитной индукции (потока), не превышающие в ряде случаев десятых и даже сотых долей процента [1, 2, 3].

Устройства для измерения магнитного потока или индукции по методу сравнения мы называем магнитными компараторами. Как и электрические компараторы [4], их можно разделить на две группы — одновременного и разновременного сравнения. Первые имеют два измерительных преобразователя, вторые — один. Каждый из этих методов предъявляет свои требования к измерительному преобразователю. На рис. 1 приведена класси-

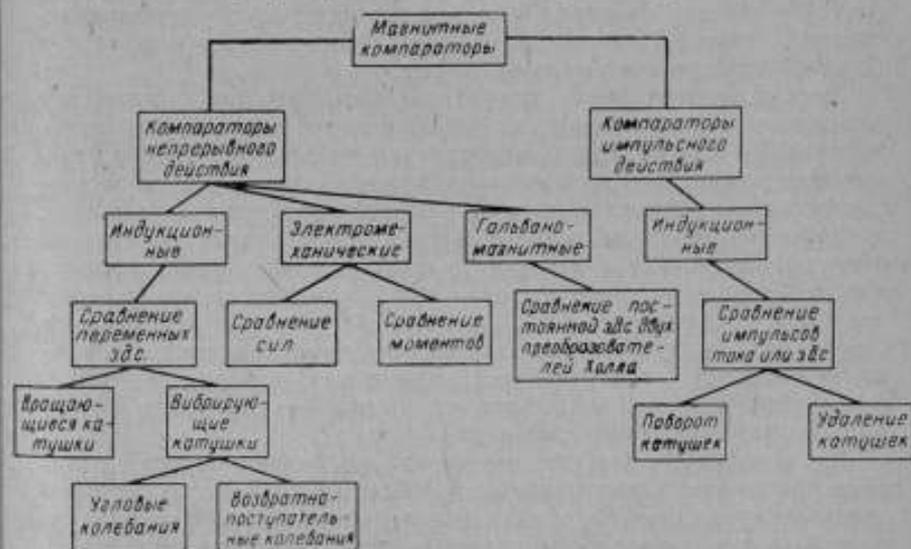


Рис. 1. Схема классификации компараторов

фикация, пригодная для компараторов как одновременного, так и разновременного сравнения.

При одновременном методе сравнения оба измерительных элемента должны иметь строго идентичные характеристики, что, как правило, достигается их взаимной подгонкой. Подгонка возможна только при определенном значении измеряемой величины. При других значениях идентичность характеристик может быть обеспечена их подобием. При разновременном методе сравнения существенное значение имеет неизменность характеристик преобразователя при переходе от измеряемого магнитного поля к образцовой мере. Ввиду того, что процесс сравнения недлительен, это требование в большинстве случаев легче выполнить, чем требование подобия характеристик. Существенным недостатком компараторов разновременного сравнения является невозможность непрерывных измерений, что затрудняет их применение для изучения относительно быстрых изменений индукции магнитных систем. Кроме того, нестационарное положение измерительного преобразователя вызывает дополнительную погрешность, связанную с повторными его установками.

По времени действия входной величины на измерительный преобразователь компараторы можно разделить на приборы непрерывного (генераторного) и прерывистого (импульсного) действия. Последние исключают возможность их применения для непрерывных измерений, кроме того, процесс измерения более трудоемок. Таким образом, поставленной задаче наиболее полно отвечают магнитные компараторы одновременного сравнения непрерывного действия.

По принципу действия они разделяются на электромеханические, использующие гальваномагнитные преобразователи (Холла) и индукционно-непрерывные.

Электромеханические магнитные компараторы, получившие широкое распространение, могут обеспечить погрешность измерений 0,03—0,04% [1, 2]. К недостаткам их следует отнести неустойчивость нулевого положения подвижной части, большую чувствительность к толчкам и тряске, зависимость чувствительности от рабочего тока, недостаточно точную установку магнитной системы. Поскольку в известных электромеханических магнитных компараторах используются неидентичные измерительные преобразователи, весьма трудно обеспечить как постоянство свойств, так и строгую идентичность их характеристик. Несмотря на высокую чувствительность и хорошую воспроизводимость результатов измерений, работа на электромеханических компараторах отнимает много времени.

В последнее время для измерения магнитной индукции широко применяют измерительные преобразователи Холла. Однако практически трудно подобрать два измерительных преобразователя Холла с одинаковыми характеристиками. Другими недостатками приборов с этими преобразователями являются необхо-

димось введения дополнительных устройств коррекции их характеристик, стабилизации рабочего тока и уменьшения влияния температуры.

Компараторы, в которых используются индукционные методы измерения, можно считать наилучшими для решения поставленной задачи. Измеряемая величина (магнитная индукция) и сравниваемые промежуточные величины (э.д.с.) в них связаны простой линейной зависимостью. К преимуществам следует отнести возможность использования двух одинаковых по типу измерительных преобразователей с достаточно близкими характеристиками, а также несложность измерительных схем и конструкций. Такие компараторы обладают высокой чувствительностью и широким диапазоном значений измеряемой магнитной индукции.

Для определения температурных характеристик магнитных систем (до 600—700°С) в момент достижения необходимой температуры в рабочий зазор целесообразно вводить на короткий промежуток времени измерительную катушку. Применение индукционно-импульсного метода одновременного сравнения позволяет осуществить такие измерения.

Как известно, индукцию постоянного магнитного поля можно измерить с наибольшей точностью (с погрешностью до тысячных долей). Однако их можно применять лишь в полях с высокой однородностью на явления ядерного магнитного резонанса (ЯМР).

К преимуществам измерительных устройств с такими преобразователями, помимо высокой точности, следует отнести то, что они базируются на абсолютном методе измерения и, следовательно, не нуждаются в градуировке в известном магнитном поле. Однако их можно применять лишь в полях с высокой однородностью в объеме преобразователя.

Источники магнитного поля можно рассматривать как меры магнитной индукции, если создаваемое ими поле в требуемом объеме однородно с установленной степенью точности. Для этого необходим объективный контроль воспроизводимой ими величины с высокой степенью точности. Эту задачу успешно решают преобразователи ЯМР. Авторами разработаны компараторы, содержащие в качестве компарирующих преобразователей либо два индукционных преобразователя с вибрирующими или с линейно перемещающимися катушками, либо два магнитоэлектрических измерительных механизма в сочетании с преобразователем ЯМР, выполняющим эту роль [3]. Компаратор, структурная схема которого приведена на рис. 2, состоит из двух измерительных преобразователей $ИП_1$ и $ИП_2$, входными величинами которых являются известная величина B_0 и неизвестная B_x . Разность выходных величин $\Delta = \eta_x - \eta_0$ фиксируется указателем $У$. Выходные величины η_x и η_0 уравниваются путем воздействия на регулируемую меру магнитного потока $РММП$ при помощи управляющей цепи $УЦ$, связанной с указателем $У$.

В качестве регулируемой магнитной меры используется поле электромагнита, индукция которого определяется при помощи аппаратуры ЯМР и электронного герцметра ЭГ. Абсолютная погрешность относительных измерений при реальном компарировании может быть определена по формуле

$$\Delta\delta = 2\gamma_f + \Delta a, \quad (1)$$

где γ_f — погрешность определения резонансной частоты ($\gamma_f \approx \approx 0,002\%$);

Δa — нестабильность коэффициента преобразования компаратора.

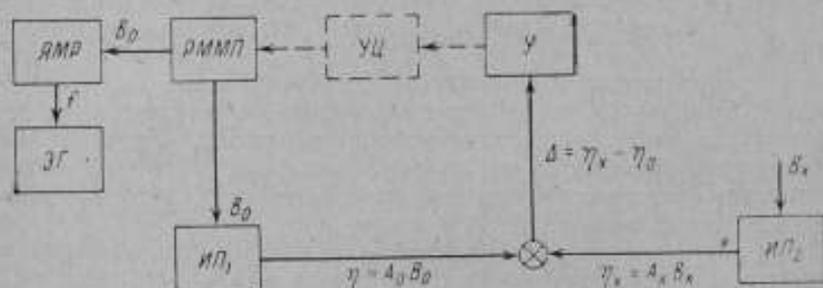


Рис. 2. Структурная схема компаратора

ИП₁ и *ИП₂* — измерительные преобразователи; *У* — указатель; *УЦ* — управляющая цепь; *РММП* — регулируемая мера магнитного потока; *ЯМР* — аппаратура ЯМР; *ЭГ* — электронный герцметр

Таким образом, погрешность измерений в основном определяется величиной Δa , которая может быть оценена для каждого конкретного компаратора. Для случая индукционно-импульсного метода измерения формула (1) примет вид:

$$\Delta\delta = 2\gamma_f + (\gamma_\phi + \gamma_n + \gamma_{n.c}). \quad (2)$$

Погрешность γ_f связана с точностью определения магнитной меры. Слагаемые в скобке определяют основные составляющие погрешности, обусловленные относительными изменениями формы сравниваемых импульсов (γ_ϕ), воспроизводимостью положения измерительных катушек (γ_n), а также чувствительностью указателя сравнения ($\gamma_{n.c}$). Суммарную среднюю квадратическую погрешность измерения можно оценить в 0,01—0,02%.

Измерения с помощью описанных компараторов могут быть автоматизированы с помощью относительно несложного дополнительного устройства.

На рис. 3 применительно к электромеханическому компаратору показана принципиальная электрическая схема такого устройства, а на рис. 4 — структурная схема.

Магнитная индукция B_x в исследуемом поле преобразуется (измерительный преобразователь *ИП₁*) в механический момент

X , который уравнивается моментом X_k , создаваемым преобразователем β в цепи обратной связи. Разность $\Delta X = X - X_k$ с помощью преобразователя сравнения $ПС$ (зеркало $З$ на рис. 3) преобразуется в угол отклонения подвижной части (в общем

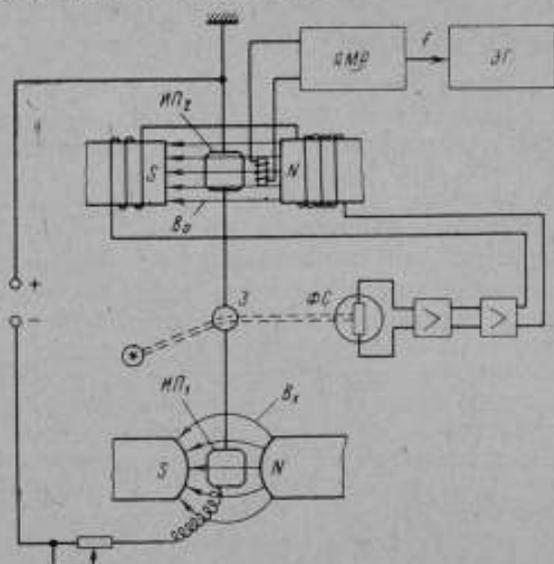


Рис. 3. Принципиальная электрическая цепь устройства автоматизации измерений
 ЯМР — аппаратура ЯМР; ЭГ — электронный герцметр;
 З — зеркало; ИП₁ и ИП₂ — измерительные преобразователи; ФС — фотосопротивление

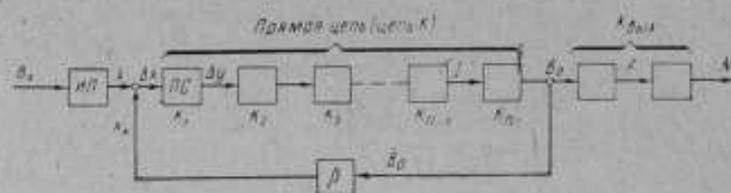


Рис. 4. Структурная схема устройства автоматизации
 ИП₁ — измерительный преобразователь; ПС — преобразователь сравнения; $K_1 - K_n$ — усилители

случае ΔU). Далее с помощью фотосопротивления ΦC и усилителей K_2, \dots, K происходит преобразование ΔU в ток I , подаваемый в обмотку электромагнита, индукция которого B_0 измеряется с помощью аппаратуры ЯМР. Резонансная частота измеряется цифровым герцметром.

Рассматриваемый компаратор представляет собой автоматическую систему следящего уравнивания, относительная погрешность чувствительности γ_s , которой определяется выражением

$$\gamma_s = \gamma_{\text{ин}} + \frac{1}{k\beta + 1} \gamma_k - \gamma_\beta + \gamma_{k_{\text{ном}}} \quad (3)$$

где $\gamma_{\text{ин}}$, γ_k , γ_β и $\gamma_{k_{\text{ном}}}$ — относительные погрешности соответственно измерительного преобразователя ИП, преобразователей цепи К, цепи β и выходной цепи; k , β — коэффициенты преобразования цепи К и β .

Как видно из этого выражения, превалирующее значение в величине γ_s при достаточно большом значении $k\beta$ имеют погрешности $\gamma_{\text{ин}}$ и γ_β . Анализ показывает, что при рациональном выборе и конструктивном выполнении преобразователей погрешность измерения индукции может быть сведена до 0,01%.

Предложенные магнитные компараторы имеют свои специфические особенности, однако при автоматизации измерений в основе их построения лежит одна и та же схема (рис. 4).

Сочетание электромеханических устройств или устройств, основанных на индукционном методе, с аппаратурой ЯМР обеспечивает требуемую не только относительную, но и абсолютную точность измерения. Для этого необходимо точно определить коэффициент преобразования магнитного компаратора

$$C = \frac{B_s}{B_0} \quad (4)$$

Для этой цели вместо исследуемой магнитной системы ставится второй электромагнит совместно со второй измерительной цепью ЯМР. Определяя резонансные частоты f_{01} и f_{02} в обоих электромагнитах в момент компенсации, можно найти постоянную компаратора

$$C = \frac{B_{01}}{B_{02}} = \frac{f_{01}}{f_{02}} \quad (5)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Миткевич А. В., Шрамков Е. Г. Аппаратура для исследования стабильности магнитных систем с постоянными магнитами. Труды институтов Комитета, вып. 64(124), М.-Л., Стандартгиз, 1962.
2. Шрамков Е. Г., Миткевич А. В., Ковалев Н. Б. Исследование методов стабилизации магнитных систем с постоянными магнитами из сплавов на основе железо — никель — алюминий. Труды ЛПИ, № 184, 1965.
3. Зайцев В. И., Спектор С. А., Шрамков Е. Г. Методы и аппаратура для исследования стабильности и температурного коэффициента постоянных магнитов и систем с постоянными магнитами, Труды метрологических институтов СССР, вып. 95(155), М.-Л., Изд-во стандартов, 1967.
4. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности, М.-Л., Изд-во стандартов, 1964.

*В. Н. БОРОНИН, В. С. ИЛЬИН, А. В. МИТКЕВИЧ,
В. Л. ЧЕЧУРИН*

МАГНИТОМЕР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И КОНТРОЛЯ СТАБИЛЬНОСТИ МАГНИТОВ И СИСТЕМ КВАЗИУРАВНОВЕШЕННЫМ МЕТОДОМ

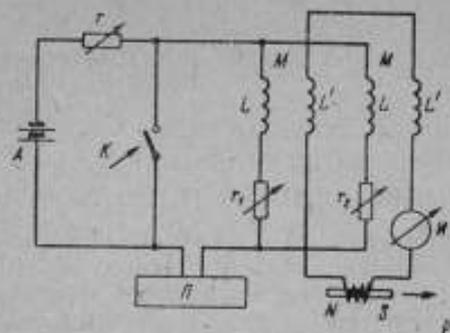
Исследование стабильности постоянных магнитов и магнитных систем в большинстве случаев требует очень быстрого измерения магнитной индукции с высокой чувствительностью и воспроизводимостью. В особенности это относится к получению универсальных прямых нестабильности, когда, ускоряя в несколько раз первое измерение индукции, мы фактически во столько же раз ускоряем весь эксперимент.

Основанные на нулевом методе измерительные устройства требуют сложной процедуры уравнивания, что иногда очень задерживает выполнение измерений. С другой стороны, квазиуравновешенный метод [1], являющийся развитием нулевого метода, не нуждаясь в полном уравнивании, позволяет значительно быстрее и проще осуществить такие измерения.

Применяя нулевой индукционный метод измерений магнитной индукции, Тенцер [2] предложил уравнивать импульс э. д. с., появляющийся в измерительной катушке, выносимой за пределы исследуемого магнитного поля, другим импульсом, возникающим во вторичной обмотке катушки взаимной индуктивности при коротком замыкании ее первичной обмотки. Измеряемый и уравнивающий импульсы в этом случае очень сильно отличаются по форме, что затрудняет их уравнивание.

Клегг и Мак Кайг [3] использовали измерительное устройство с двумя измерительными катушками, которые одновременно снимаются с двух магнитов, одинаковых по форме и близких по величине магнитного потока. При этом один магнит исследуемый, а второй имеет стабильную магнитную индукцию. Включая измерительные катушки встречно, получаем отклонение гальванометра, пропорциональное разности этих двух магнитных потоков. Большим достоинством такого метода следует признать сравнительную простоту измерений. Одним же из его недостатков является то, что для повышения чувствительности приходится подбирать измеряемый и стабильный магниты близкими по магнитному потоку.

Для того, чтобы упростить измерения магнитной индукции, следует использовать неполное уравнивание, которое можно назвать квазиуравниванием, и обеспечить при этом возможность регулировки компенсирующего импульса э. д. с. как по величине, так и по форме. Наиболее просто такое регулиро-



Принципиальная схема магнитометра:

L и L' — собственные индуктивности первичной и вторичной обмотки соответственно; M — катушки взаимной индуктивности; K — ключ, накоротко замыкающий первичные обмотки катушек; A — аккумулятор; M — инверсионный измеритель (в качестве такого прибора удобно использовать баллистический гальванометр); Π — потенциометр.

На рисунке дана принципиальная схема предлагаемого магнитометра.

Разность начальных значений потокосцеплений взаимной индуктивности составит

$$M_{i_1} - M_{i_2} = M_i \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} = C_1 i,$$

где r_1 и r_2 — регулируемые сопротивления, в которые входят и сопротивления первичных обмоток катушек взаимной индуктивности;

i_1, i_2 — токи в этих обмотках;

i — суммарный рабочий ток ($i = i_1 + i_2$);

$$C_1 = M \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}.$$

При полной компенсации потокосцепление измерительной катушки находится как

$$\Psi_w = C_1 i.$$

При неполной компенсации, квазиуравновешенном режиме и отклонении гальванометра от нулевого положения на α делений Ψ_w определяется как сумма

$$\Psi_w = C_1 i + C_2 \alpha,$$

где C_2 — постоянная гальванометра.

Рассматривая вопрос о взаимном уравновешивании импульсов э. д. с., можно прийти к заключению, что их полная компенсация возможна тогда, когда сравниваемые импульсы э. д. с. не

ванне можно осуществить с помощью двух катушек взаимной индуктивности, первичные обмотки которых с различными постоянными времени включены параллельно, а вторичные встречно [1]. При коротком замыкании первичных обмоток катушек взаимной индуктивности на зажимах вторичных обмоток возникает импульсом э. д. с., изменяющиеся во времени по экспонентам с разными постоянными времени. Разность экспонент дает импульс э. д. с., который можно изменять в широких пределах, подбирая постоянные времени первичных обмоток.

только равны по площади, но и одинаковы по форме, длительности и времени возникновения [4]. Однако для очень кратковременных импульсов и периода собственных колебаний гальванометра, в сотни раз превышающего продолжительность этих импульсов, удается достигнуть практически полной неподвижности зеркала гальванометра при равенстве площадей импульсов [2].

Подобрав с помощью M , L , r_1 и r_2 форму компенсирующего импульса и определив оптимальный момент включения ключа K для каждой партии магнитных систем, можно легко добиться полного уравнивания с помощью изменения тока i . Очевидно, что при отсутствии согласования между исследуемым и компенсирующим импульсом и моментом включения ключа K приближение к уравниванию будет характеризоваться двойным отбросом гальванометра, по которому никак нельзя судить о компенсации импульсов э. д. с.

Как известно, при исследовании стабильности магнитов или систем нет необходимости с высокой точностью находить абсолютные значения их магнитной индукции. Можно даже определять магнитную индукцию в условных величинах. Кроме того, при изучении относительных значений изменений магнитной индукции, обусловленных нестабильностью, достаточно ограничиться одной, в крайнем случае, двумя значащими цифрами. Все это позволяет оценить допустимую систематическую погрешность измерительных установок, предназначенных для исследования стабильности магнитов и систем.

Следует отметить, что если систематическая погрешность остается постоянной для отдельной серии наблюдений, то она может иметь сравнительно большие значения, так как не сказывается на относительных приращениях магнитной индукции.

При наличии нелинейности в зависимости, связывающей магнитную индукцию и величины, посредством которых она определяется, необходимо установить ее разрешаемую степень. По видимому степень нелинейности можно считать допустимой тогда, когда для каждого интервала индукции изменение систематической относительной погрешности, вызываемое нелинейностью, будет на порядок меньше, чем относительное изменение индукции в этом интервале. При таком ограничении дополнительной систематической погрешностью, возникающей из-за наличия нелинейности, можно пренебречь.

Рассмотренные выше постоянные C_1 и C_2 удовлетворяют этому требованию, что можно проверить опытным путем, измеряя одну и ту же магнитную индукцию при разных значениях тока i и отклонениях гальванометра α . При этом, чтобы избежать влияния нелинейности C_2 , можно определять относительные приращения магнитной индукции при малых значениях i , когда эта нелинейность мало сказывается, а измерения индукции осуществляются быстрее.

Относительную погрешность, которая может возникать при изменении сопротивлений r_1 и r_2 , благодаря колебаниям температуры, можно сделать пренебрежимо малой. Для этого достаточно так подобрать соотношения между сопротивлением меди и константана в r_1 и r_2 , чтобы числитель и знаменатель C_1 имели одинаковый температурный коэффициент и эта постоянная не зависела от температуры. В основном относительная погрешность рассматриваемого магнитометра складывается из относительной погрешности, возникающей при измерении тока компенсатором, относительной погрешности, вызываемой изменением температуры исследуемого магнита, погрешности, обусловленной неудовлетворительной работой фиксаторов, обеспечивающих взаимное расположение измерительной катушки и магнита, а также погрешности, связанной со сдвигом во времени момента включения ключа K . Составляющие относительной погрешности могут быть как систематическими, неизменными для некоторой серии наблюдений, и тогда ими можно пренебречь, так и случайными, что приведет к снижению воспроизводимости. Вместе с тем при поддержании температуры в пределах $\pm 0,2^\circ\text{C}$ и тщательном изготовлении фиксаторов и контактного устройства ключа K удается добиться чувствительности и воспроизводимости магнитометра, основанного на квазиуравновешенном методе, близкой к 0,01 %.

Малогобаритный, компактный магнитометр по существу является приставкой к баллистическому гальванометру, повышающей его чувствительность в десятки и сотни раз. Установка в исходное положение и удаление измерительной катушки из исследуемого магнитного поля автоматизированы. Специальные направляющие обеспечивают движение измерительной катушки по строго заданному направлению. При этом двойная пружина создает предварительный разгон подвижной части и позволяет очень быстро перемещать измерительную катушку в исследуемом магнитном поле.

Плавное регулирование положения исследуемого магнита или системы относительно подвижной части прибора, а также и момента включения ключа K упрощает наладку магнитометра, которую следует производить для каждой партии магнитов или систем определенной конфигурации. Мощные пружины с очень малым рабочим ходом и серебряные контакты обеспечивают надежное контактное устройство ключа K , имеющее удовлетворительную воспроизводимость.

К достоинствам магнитометра следует отнести исключительную простоту и быстроту измерений и наладки, а также пригодность к измерению магнитной индукции как у стержневых магнитов, так и магнитных систем разных конструкций с радиальным или однородным магнитным полем. Установка может применяться для констатирования стабильности магнитов и систем в течение сравнительно длительных промежутков времени, опре-

деления необратимости, а также нахождения температурного коэффициента. Важно также то, что небольшие нарушения в центрировке магнитов или систем относительно измерительной катушки не препятствуют проведению измерений. При этом если нарушения носят систематический характер, то они не снижают воспроизводимости. Одним из недостатков прибора является то, что при температурах ниже нуля иней, появляющийся в воздушном зазоре исследуемых магнитных систем, затрудняет точные измерения магнитной индукции, в особенности при малых воздушных зазорах и температуре -50°C и ниже.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миткевич А. В. Проблема стабильности постоянных магнитов и выбор рационального пути к ее решению. Институт физики металлов АН СССР, Свердловск, 1967.
2. Tenzer R. Beitrag zum ballistischen Nullverfahren für die Präzisionsmessung der magnetischen Induktion «Archiv für Elektrotechnik», 40, № 7, 1952.
3. Clegg A. G. and McCaig M. The high temperature stability of permanent magnets of the iron-nickel-aluminium system, «British Journal of Applied Physics», 9, № 5, 1958.
4. Тарасов С. И. Измерение параметров магнитных сердечников. Вычислительный центр АН СССР, 1967.

УДК 621.317.715

В. И. ЗАЙЦЕВ

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ НУЛЕВОГО УКАЗАТЕЛЯ В ИНДУКЦИОННО-ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМАХ ПРЯМОГО СРАВНЕНИЯ

Индукционно-импульсный нулевой метод уравнивания применяется при точных магнитных измерениях [1—5], в частности, при исследовании стабильности постоянных магнитов и систем с постоянными магнитами [3, 5].

Теоретически в применяемом для этой цели баллистическом гальванометре измеряемое количество электричества проходит через цепь за время, бесконечно малое по сравнению с временем нарастания отклонения прибора. В действительности форма и длительность импульса тока воздействуют на величину первого отклонения гальванометра [6—8]. В перечисленных работах направление тока в пределах всего импульса оставалось неизменным. Однако в некоторых исследованиях это условие не соблюдается, например, при измерениях, где встречаются так называемые двухсторонние отбросы гальванометра. Простейшим примером является измерение импульса, состоящего из двух уз-

ких пиков, направленных в противоположные стороны и разделенных конечным интервалом времени. На практике такая задача встречается при снятии гистерезисной кривой в ферромагнитных образцах [4, 9], при сличении магнитных мер [1, 2], а также в компенсационных схемах с баллистическим гальванометром [3, 5, 10]. Исключение из рассмотрения областей, где наблюдаются двухсторонние отбросы [7], а также искусственное сглаживание пиков результирующего импульса в рамке гальванометра [4] не решает вопрос по существу. Некоторые конкретные результаты в этой области могут быть получены на основе динамического анализа прибора с учетом формы и длительности действующих сигналов [11].

Рассмотрим влияние формы импульса на отклонение рамки гальванометра. Движение рамки гальванометра под действием двух противоположных импульсов тока $i_1(t)$ и $i_2(t)$ в общепринятых обозначениях можно выразить уравнением

$$J \ddot{\alpha} + P \dot{\alpha} + W \alpha = \psi_0 [i_1(t) - i_2(t)]. \quad (1)$$

Применив для решения уравнения (1) преобразование Лапласа, получим выражение для отклонения рамки гальванометра в интегральной форме

$$\Delta \alpha(t) = \int_0^{\tau_1} k(t-\tau) i_1(\tau) d\tau - \int_0^{\tau_2} k(t-\tau) i_2(\tau) d\tau, \quad (2)$$

где τ_1 — время действия импульсов;

t — текущее время, причем $t > \tau_1$;

$k(t-\tau)$ — весовая функция гальванометра.

Из соотношения (2) следует, что только два равных по форме, продолжительности и противоположных по знаку импульса тока дают нулевое отклонение гальванометра. В случае же равенства лишь полных зарядов сравниваемых импульсов

$$Q_1 = \int_0^{\tau_1} i_1(\tau) d\tau = Q_2 = \int_0^{\tau_2} i_2(\tau) d\tau, \quad (3)$$

но не совпадения их формы показание гальванометра будет отличным от нуля. Это отклонение дает дополнительную погрешность измерения, обусловленную различием форм импульсов. При $i_2(\tau) = 0$ соотношение (2) определяет угол отклонения под действием одного импульса $i_1(\tau)$

$$\alpha_1(t) = \int_0^{\tau_1} k(t-\tau) i_1(\tau) d\tau \quad (4)$$

Выражение (4) позволяет найти величину α_{\max} , если известна весовая функция гальванометра и задана форма и продолжительность импульса. Рассмотрим отклонение гальванометра под действием импульса, длительность которого неограниченно

уменьшается, т. е. $\tau_1 \rightarrow 0$ при $Q_1 = \text{const}$. Скорость изменения такого импульса представляет собой функцию времени, которая имеет бесконечно большое значение в течение бесконечно малого промежутка времени, равна нулю вне этого промежутка, а интеграл от нее конечен. Такими свойствами обладает импульсная дельта-функция Дирака $\delta(t)$. Пользуясь этим понятием, можно записать

$$i_1(t) = \delta(t) Q_1. \quad (5)$$

Подставляя в выражение (4) $i_1(t)$ и учитывая основное свойство дельта-функции, получим

$$\alpha_1(t) = Q_1 k(t). \quad (6)$$

Выражение для весовой функции гальванометра [11] имеет вид

$$k(t) = \frac{\Psi_0}{bJ} e^{-at} \sin bt, \quad (7)$$

где

$$a = \frac{P}{2J};$$

$$b = \sqrt{\frac{W}{J} - \frac{P^2}{4J^2}}.$$

Максимальное отклонение рамки находится по формуле

$$\alpha_{\max} = Q_1 \frac{\Psi_0}{bJ} e^{-at} \sin bt^*. \quad (8)$$

Момент времени t^* определяется как наименьший корень уравнения

$$\operatorname{tg} bt^* = \frac{b}{a}. \quad (9)$$

На рис. 1, а показан идеальный импульс и функция $\alpha_0(t) = Q_1 k(t)$, принимающая при $t = t^*$ максимальное значение. В практических случаях длительность импульса τ_1 конечна. Применяя к уравнению (4) теорему о среднем, получим

$$\alpha_1(t) = k [t - \tau_{1cp}(t)] \int_0^{\tau_1} i_1(\tau) d\tau = k [t - \tau_{1cp}(t)] Q_1, \quad (10)$$

причем $0 < \tau_{1cp}(t) < \tau_1$ и $t > \tau_1$.

Необходимо отметить, что $\tau_{cp}(t)$ зависит от формы и длительности импульса τ_1 , а также от параметров применяемого гальванометра Ψ_0 , W , J , P . Максимальное отклонение рамки гальванометра для реального случая можно записать

$$\alpha_{1\max} = k [t_1^* - \tau_{1cp}(t_1^*)] Q_1. \quad (11)$$

На рис. 1, б изображен реальный импульс тока $i_1(t)$ и угол отклонения $\alpha_1(t)$, причем максимум $\alpha_{1\max}(t_1^*)$ сдвинут вправо по

отношению к идеальному случаю. Таким образом, влияние различных по форме и длительности импульсов на отклонение рамки проявляется в том, что величины $\tau_{1cp}(t)$ у них различны.

Определим момент компенсации импульсов тока. Полагая, что каждый импульс тока не меняет знака на интервале действия τ_1 , и применив к выражению (2) теорему о среднем, получим

$$\Delta\alpha(t) = Q_1 k(t - \tau_{1cp}) - Q_2 k(t - \tau_{2cp}). \quad (12)$$

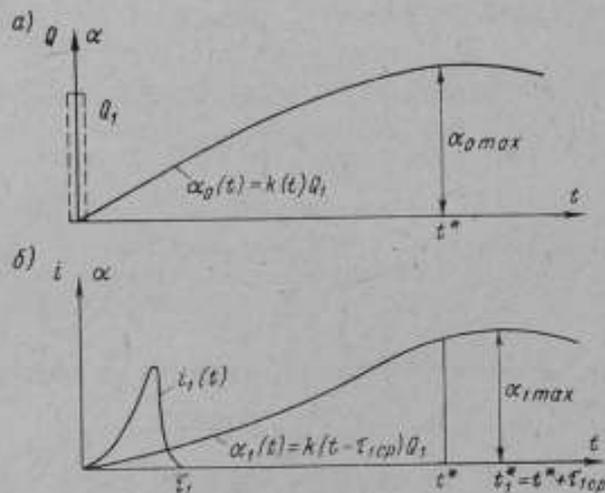


Рис. 1. Импульсы тока и $\alpha=f(t)$ при реальном (а) и идеальном (б) импульсе тока

Рассмотрим случай сравнения двух импульсов тока, один из которых, например $i_1(t)$, является идеальным, а второй $i_2(t)$ характеризуется длительностью τ_1 и количеством электричества Q_2 . Тогда

$$\Delta\alpha(t) = Q_1 k(t) - Q_2 k(t - \tau_{2cp}), \quad t > \tau_1. \quad (13)$$

На рис. 2, а показаны действующие импульсы $i_1(t)$, $i_2(t)$, соответствующие им углы отклонения $\alpha_1(t)$ и $\alpha_2(t)$, а также кривая $\Delta\alpha(t)$ отклонения рамки гальванометра при совместном действии импульсов. Как видно из уравнения (13), невозможно получить нулевое отклонение прибора ни при каких значениях Q_1 или Q_2 . Допустим, что при $Q_1 = Q_2$ имеет место отклонение гальванометра $\Delta\alpha(t)$, которое проходит через нуль в моменты времени $t_1, t_2, t_3 \dots$ (рис. 2, а). Расположение нулей функции $\Delta\alpha(t)$ будет изменяться при изменении Q_1 в ту или другую сторону при условии, что параметры прибора в процессе измерения

остаются неизменными. Таким образом, добиться тождества $\Delta\alpha(t) \equiv 0$ одним изменением количества электричества Q_1 или Q_2 невозможно. Свести первое отклонение к нулю можно путем изменения величины Q_1 на $\pm \Delta Q_1$, что приведет к погрешности измерения. Уменьшение первоначального отклонения $\Delta\alpha_{\max}(t')$ не сопровождается уменьшением последующего отклонения $\Delta\alpha_{\max}(t'')$ в противоположную сторону (рис. 2, б), поэтому при достаточно малом первоначальном отклонении значительное последующее отклонение в противоположную сторону создает

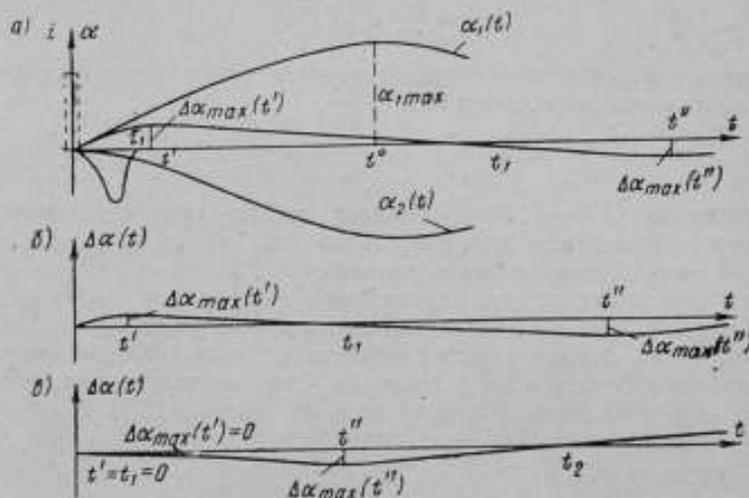


Рис. 2. Сравнение двух импульсов тока:

а — при совместном действии импульсов; б — при последующем отклонении в противоположную сторону; в — при первоначальном отклонении в противоположную сторону

двойной отброс. При сведении первоначального отклонения $\Delta\alpha_{\max}(t')$ к нулю рамка гальванометра начинает свое новое «первоначальное» отклонение $\Delta\alpha_{\max}(t'')$ в противоположную сторону (рис. 2, в). Таким образом, процесс уравнивания импульсов можно свести к последовательному уменьшению первого отклонения прибора. Уравнивание импульсов производится до тех пор, пока при подаче сигналов рамка гальванометра из нулевого положения не начнет отклоняться в противоположную сторону.

Рассмотрим относительную погрешность измерения, вызванную отклонением формы импульса от идеального. Пусть величины зарядов идеального и реального импульсов одинаковы. Тогда

$$\gamma_1 = \frac{\alpha_1 - \alpha_0}{\alpha_0} = \frac{k [t_1^* - \tau_{\text{леп}}(t_1^*)] - k(t_1^*)}{k(t_1^*)} \quad (14)$$

Разложим правую часть выражения (14) в ряд Тейлора, учитывая, что величина t^* определяется по уравнению (9). Отбросив малые величины третьего порядка, получим

$$\gamma_1 = \frac{W}{2J} \tau_{1cp}^2 (t_1^*) = \frac{2\pi}{T^2} \tau_{1cp}^2 (t_1^*). \quad (15)$$

При этом предполагается, что $t^* \approx t_1^*$.

Относительную погрешность, вызванную отличием формы второго импульса от идеального, запишем аналогично

$$\gamma_2 = \frac{2\pi}{T^2} \tau_{2cp}^2 (t_2^*). \quad (16)$$

Погрешность, обусловленную различием форм двух сравниваемых импульсов, определим как

$$\gamma = \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_0} = \frac{\alpha_1 - \alpha_0}{\alpha_0} - \frac{\alpha_2 - \alpha_0}{\alpha_0} = \frac{2\pi}{T^2} (\tau_{1cp}^2 - \tau_{2cp}^2). \quad (17)$$

Формулы (15)–(17) позволяют найти относительную погрешность измерения для импульсов тока любой формы. Для оценки ее необходимо знать величину τ_{cp} , которую можно определить при известном аналитическом выражении импульса тока. Если же аналитическое выражение формы импульса неизвестно, то τ_{cp} можно найти графическим путем. Будем считать, что весовая функция $k(t)$ известна (параметры гальванометра даны) и форма импульса тока задана кривой $i(t)$. Построим кривую зависимости $k(t_1^* - \tau)$ (рис. 3).

Поскольку

$$k_{cp} Q_1 = \int_0^{t_1^*} k(t_1^* - \tau) i(\tau) d\tau, \quad (18)$$

где k_{cp} — весовая функция прибора при $\tau = \tau_{cp}$, то

$$k_{cp} = k[t_1^* - \tau_{cp}(t_1^*)] = \frac{\int_0^{t_1^*} k(t_1^* - \tau) i(\tau) d\tau}{Q_1}. \quad (19)$$

Из выражения (19) графически можно получить значение τ_{cp} , произведя последовательно:

- а) вычисление интеграла по площадям, предварительно перемножив функции $i(\tau)$ и $k(t_1^* - \tau)$;
- б) определение величины k_{cp} делением полученного значения интеграла на площадь импульса Q_1 ;
- в) определение τ_{cp} через пересечение прямой k_{cp} с кривой $(t_1^* - \tau)$ (рис. 3).

Рассмотрим способ уменьшения погрешности измерения. Как следует из формул для относительной погрешности (15) и (17), ее можно уменьшить, применяя баллистические гальванометры

с большим периодом колебаний подвижной части. Однако получение больших периодов колебаний путем увеличения массы подвижной части сопровождается повышением прочности нити подвеса, что ведет к уменьшению чувствительности прибора. Период колебаний можно увеличить без уменьшения чувствительности гальванометра. На рис. 4 приведена схема баллистического гальванометра с большим регулируемым периодом колебаний. Подвижная часть, состоящая из жестко скрепленных двух

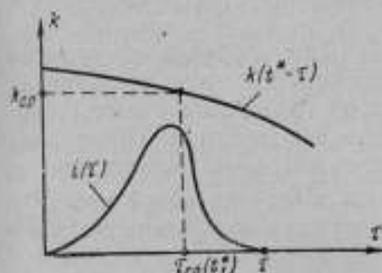
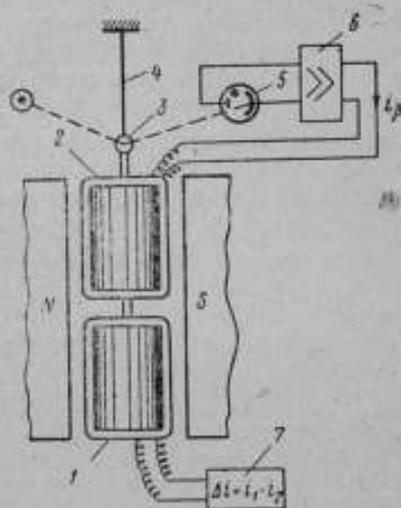


Рис. 3. Кривая импульса тока и зависимость $k = f(t^* - \tau)$

Рис. 4. Схематическое изображение гальванометра с регулируемым периодом колебаний:

1, 2 — основная и дополнительная катушка соответственно; 3 — зеркало; 4 — подвес; 5 — фотозлемент; 6 — дифференцирующая цепь; 7 — устройство для получения разности сравнимых импульсов тока



катушек 1 (основная) и 2 (дополнительная), а также зеркальца 3, крепятся на подвесе 4. На основную катушку 1 подается разность сравнимых импульсов тока $\Delta i = i_1(t) - i_2(t)$, полученная в устройстве 7. Дополнительная катушка 2 подключена к цепи 6, осуществляющей двойное дифференцирование сигнала фотозлемента 5, на который падает отраженный от зеркальца 3 световой поток. Величина последнего пропорциональна углу поворота подвижной части гальванометра α . Полагая, что двойное дифференцирование угла поворота α осуществляется по идеальному закону, для тока i_B в дополнительной катушке можно записать

$$i_B = c \frac{d^2 \alpha}{dt^2}, \quad (20)$$

где c — постоянная, зависящая от параметра дифференцирующей цепи.

Вращающий момент дополнительной катушки 2 будет равен

$$M_B = \Psi_0' i_B = \Psi_0' c \frac{d^2 \alpha}{dt^2}, \quad (21)$$

где ψ'_0 — магнитный поток, сцепляющийся с рамкой 2 при повороте ее на угол в 1 рад.

При действии на подвижную часть дополнительного момента обратной связи M_B уравнение движения (7) будет иметь вид

$$J_s \ddot{\alpha} + P \dot{\alpha} + W \alpha = \psi'_0 [i_1(t) - i_2(t)], \quad (22)$$

если $J_s = \psi'_0 c$ — вносимый момент инерции; $J_s = J + J_B$ — эквивалентный момент инерции подвижной части.

Как видно из уравнения (22), дважды дифференцирующая обратная связь увеличивает эквивалентный момент инерции J_s , причем увеличение определяется коэффициентом C цепи 6, который ограничивается лишь устойчивостью системы. Вносимый параметр J_B , эквивалентный моменту инерции, может превышать естественный момент инерции J в десятки и сотни раз. Это ведет к возрастанию эквивалентного периода колебаний подвижной части в несколько десятков раз

$$T_s = 2\pi \sqrt{\frac{J_s}{W}} = 2\pi \sqrt{\frac{J + J_B}{W}}. \quad (23)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Шрамков Е. Г., Чернышов Е. Т. Передачи значений магнитных единиц от эталона рабочим мерам. Труды ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, вып. 29(89) М.—Л., Стандартгиз, 1956.
2. Шрамков Е. Г., Соколова Е. А. Образцовая установка для сличения мер магнитного потока, напряженности магнитного поля и измерительных катушек. Труды ВНИИМ, вып. 29(89), М.—Л., Стандартгиз, 1956.
3. Tenzer R. R. Beitrag zum ballistischen Nullverfahren für die Präzisionsmessung der magnetischen Induction. Archiv für Electr., B. 40, H. 7, 1952.
4. Янус Р. И., Шубина Л. А. О применении баллистических методов для измерения коэрцитивной силы и съемки петель гистерезиса. «Журнал технической физики», 1939, т. IX, вып. 6.
5. Зайцев В. И., Спектор С. А. Измерение неоднородных магнитных полей постоянных магнитов в широком диапазоне температур методом ядерного магнитного резонанса. Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, 1965, № 256.
6. Diesselhorst H. Zur ballistischen Methode der Messung von Electricitätsmengen. Ann. Physik, B. 9, 1902.
7. Харченко Р. Р. Импульсная реакция приборов магнитоэлектрической системы. «Электричество», 1953, № 5.
8. Ермакова А. М. Влияние формы баллистического импульса тока на точность измерения магнитных характеристик ферромагнитных материалов. Труды ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, вып. 10(70), М.—Л., Стандартгиз, 1962.
9. Ягола Г. К., Чернышов Е. Т. Определение коэрцитивной силы в разомкнутой магнитной цепи. Труды ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, вып. 18(34), 1938.
10. Дрожжина В. И., Шабалина Е. Ф., Янус Р. И. Об измерении небольших разностей потоков магнитной индукции при помощи баллистического гальванометра. «Журнал технической физики», 1950, т. XX, вып. 6.
11. Зайцев В. И. Влияние формы и продолжительности импульсов тока на точность измерения магнитных потоков нулевым индукционно-импульсным методом прямого сравнения. Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, 1968, № 294.

МАГНИТНОКОНТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ МАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Значение контроля магнитных характеристик материалов и изделий из них очень велико. Однако до сих пор уделялось внимание в основном контролю магнитных свойств ферромагнитных материалов. Контроль же магнитных свойств сердечников электромагнитных устройств, т. е. готовых элементов из этих материалов, осуществлялся или на готовых изделиях (трансформаторы, асинхронные и синхронные машины и т. д.), или путем намотки специальной обмотки (кольцевые и броневые сердечники из марганец-цинковых ферритов) или вообще не производился.

Разработанные авторами магнитноконттактные преобразователи магнитных свойств параметрического и трансформаторного типов позволяют осуществить предварительный полный контроль магнитных свойств сердечников электромагнитных устройств [1—3].

В работе [2] рассматриваются конструкция и принцип работы магнитноконттактных преобразователей магнитных свойств. Ток в обмотке параметрического преобразователя I и э. д. с. E_{no} наводимая в измерительной обмотке трансформаторного преобразователя, подсчитываются по формулам, приведенным в работах [4, 5].

Поскольку при магнитных измерениях будет соблюдаться постоянство определенных параметров, то выходные величины преобразователей будут определяться лишь магнитными свойствами исследуемого образца, что и положено в основу их работы. Проведенные исследования показали, что величина тока I в обмотке магнитноконттактного параметрического преобразователя магнитных свойств определяется полным удельным магнитным сопротивлением исследуемого образца $\rho_{x,обр}$, а активная и реактивная мощность — соответственно его удельными активными $\rho_{r,обр}$ и реактивными $\rho_{x,обр}$ магнитными сопротивлениями.

У магнитноконттактного трансформаторного преобразователя э. д. с. E_{no} , наводимая в измерительной обмотке, определяется полной магнитной проницаемостью $\mu_{обр}$ контролируемого образца, а активная и реактивная мощность — соответственно его активной $\mu_{r,обр}$ и реактивной $\mu_{x,обр}$ магнитной проницаемостью.

Магнитное сопротивление и магнитная проницаемость, служащие критерием качества сердечников электромагнитных устройств, в данном случае не противоречат существующим методам разбраковки готовых электромагнитных устройств, например, по току холостого хода и потерям в стали. Однако такой критерий позволяет ввести в рассмотрение конкретные магнит-

ные величины — комплексное магнитное сопротивление и его составляющие или комплексную магнитную проницаемость и ее составляющие, определяющие в конечном счете электрические параметры собранного на сердечнике электромагнитного устройства.

Следует отметить, что для соответствия измеренных и рабочих магнитных параметров измерения с помощью магнитноконтактных преобразователей необходимо производить при рабочем значении магнитной индукции. Поскольку одно значение магнитного параметра, которое можно получить, например, с помощью преобразователей Холла, еще не определяет качество сердечника в целом [8], контроль с помощью магнитноконтактных преобразователей, при котором определяется совокупность магнитных свойств сердечников, предпочтительнее для контроля сердечников электромагнитных устройств.

Как показывает анализ результатов исследования, к ферромагнитному материалу магнитопровода сердечника трансформаторного преобразователя должны предъявляться повышенные требования в части линейности вебер-амперной характеристики рабочего участка. В противном случае, поскольку измерения при $I_{\text{но}} \omega_{\text{но}} = \text{const}$ будут осуществляться при различных значениях магнитных потоков, изменятся магнитные свойства и сердечника преобразователя ($I_{\text{но}}$ — действующее значение тока намагничивающей обмотки преобразователя с числом витков $\omega_{\text{но}}$). При этом э. д. с. $E_{\text{но}}$ будет характеризовать магнитные свойства контролируемого сердечника с погрешностью, определяемой степенью нелинейности вебер-амперной характеристики магнитопровода преобразователя. При использовании магнитноконтактного параметрического преобразователя указанная погрешность будет отсутствовать, так как измерения производятся при магнитном потоке, имеющем постоянную величину при довольно большом разбросе магнитных свойств контролируемых сердечников.

Непостоянство частоты питания, изменение величины воздушного зазора, внешние магнитные поля, непостоянство температуры, а также нестабильность напряжения питания параметрического и намагничивающего тока у трансформаторного преобразователя определяют точность измерений магнитноконтактными преобразователями.

Предметом особого рассмотрения является влияние воздушного зазора и устранение вносимой им погрешности. Магнитноконтактный преобразователь позволяет одновременно получать информацию как о магнитных параметрах, так и о величине воздушного зазора. Для измерения усредненной величины воздушного зазора вдоль его торцевой поверхности в расточках сердечника расположены индуктивные измерители (рис. 1). Контроль магнитных параметров может быть осуществлен в двух вариантах: с поддержанием постоянства величины воздушного зазора

и с автоматическим подбором компенсирующей емкости. В первом варианте погрешность магнитных измерений, вносимая воздушным зазором, исключается автоматической стабилизацией величины зазора δ с последующей ее компенсацией [6—7]. Во втором она устраняется автоматическим подбором компенсирующей емкости. Точность контроля определяется точностью стабилизирующих устройств.

Как показал анализ, для увеличения чувствительности магнитноконтактного параметрического преобразователя можно рекомендовать следующие меры:

1) сердечник преобразователя выполнять с возможно меньшим реактивным $X_{\text{ст}}$ и активным $r_{\text{ст}}$ магнитными сопротивлениями, т. е. изготавливать из материала с высокими магнитными свойствами и возможно меньшей длиной средней магнитной линии;

2) проводить магнитные измерения при возможно меньшей величине воздушного зазора;

3) включать емкость параллельно обмотке преобразователя, что позволяет полностью исключить влияние воздушного зазора и сердечника преобразователя. Эта емкость определяется выражением [4]

$$C_{\text{всп}} = \frac{2\delta S_{\text{ст}} + \rho_{\text{ст}} l_{\text{ст}} \mu_0 S_{\delta}}{\omega^2 \pi^2 \mu_0 S_{\text{ст}} S_{\delta}}, \quad (1)$$

- где $S_{\text{ст}}$ — площадь сечения сердечников преобразователя;
 $\rho_{\text{ст}}$ — реактивное удельное магнитное сопротивление стали сердечника преобразователя;
 $l_{\text{ст}}$ — средняя длина магнитной линии в сердечнике исследуемого образца;
 μ_0 — магнитная постоянная;
 S_{δ} — площадь поперечного сечения пути магнитного потока в воздухе;
 ω — угловая частота цепи питания преобразователя магнитных свойств;

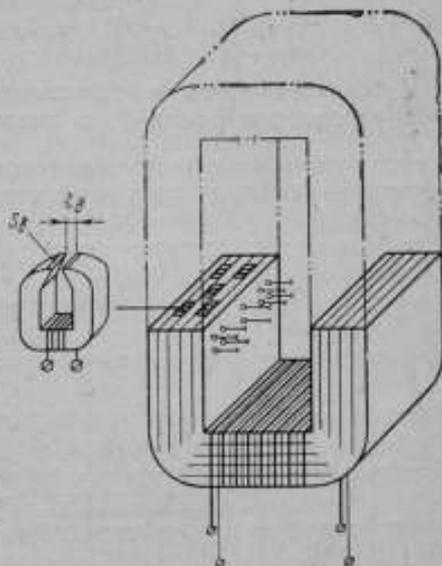


Рис. 1. Магнитноконтактный преобразователь магнитных свойств с одновременным измерением величины воздушного зазора

ω — число витков обмотки параметрического преобразователя магнитных свойств.

Если необходимо исключить лишь влияние воздушного зазора, величина компенсирующей емкости должна выбираться в соответствии с выражением

$$C_{\text{к.б.}} = \frac{2\delta}{\mu_0 S \delta \omega^2 \omega^2} \quad (2)$$

Чувствительность магнитноконтантного трансформаторного преобразователя может быть повышена с помощью тех же методов.

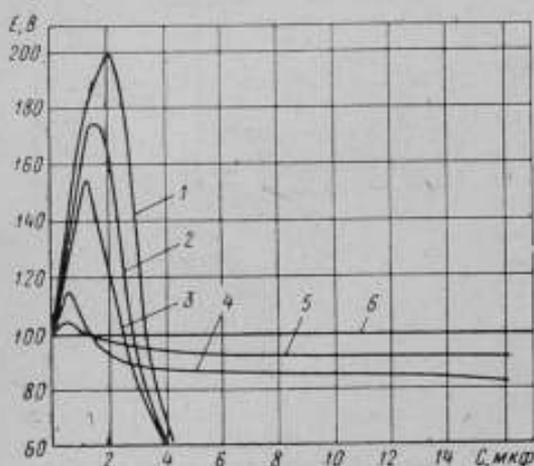


Рис. 2. Влияние активного сопротивления r_n на компенсацию воздушного зазора и сердечника преобразователя при r_n , равном 0 (кривая 1), 0,5 (кривая 2), 1 (кривая 3), 5 (кривая 4), 10 (кривая 5) и 100 кОм (кривая 6)

Емкости, компенсирующие влияние воздушного зазора и сердечника преобразователя, могут быть включены как параллельно намагничивающей, так и параллельно измерительной обмотке. В первом случае применимы выражения (1, 2). Для определения компенсирующих емкостей, включаемых параллельно измерительной обмотке, следует пользоваться выражениями, приведенными в работах [5—7].

Как было показано, на компенсацию значительное влияние оказывает сопротивление намагничивающей обмотки преобразователя r_n , при определенной величине которого она вообще невозможна (рис. 2). Если сопротивлением измерительной обмотки преобразователя $Z_{\text{из.}}$ можно пренебречь, а нагрузка будет чисто емкостной, то величина компенсирующих емкостей может быть подсчитана по формулам (1) и (2). Экспериментальная проверка показала, что как у параметрического, так и у трансформаторного преобразователя магнитных свойств может быть проведена компенсация влияния воздушного зазора величиной до 1 мм.

Выбор «эталонного» сердечника для относительного контроля с помощью магнитноконтантных преобразователей осуществляется путем всестороннего испытания ряда готовых электромагнитных устройств по соответствующим методикам, предписан-

ным ГОСТ, ТУ, ОЖО и т. д., с последующей разборкой до получения сердечника.

Тип преобразователя магнитных свойств выбирается в каждом отдельном случае в соответствии с конкретными условиями и особенностями параметрического и трансформаторного преобразователей.

Расчет преобразователя магнитных свойств и компенсирующих устройств осуществляется с помощью соответствующих методов расчета магнитной цепи эталонный сердечник — воздушный зазор — сердечник преобразователя и полученных для компенсирующих емкостей соотношений. Теоретические положения, положенные в основу разбраковки, позволяют также установить допуски при контроле магнитных свойств сердечников электромагнитных устройств [8], которые определяют также требования к погрешности измерения перечисленных магнитных параметров сердечников.

Анализ необходимого числа индикаторов при контроле магнитных свойств сердечников в каждом конкретном случае дает возможность составить алгоритм для работы автоматических устройств, осуществляющих полный контроль сердечников с выводом информации на ЭВЦМ.

В заключение можно сделать вывод, что магнитноконтатные преобразователи позволяют с наибольшей эффективностью осуществлять полный предварительный автоматический контроль магнитных свойств сердечников, сэкономить денежные средства и способствуют выпуску высококачественных и надежных электромагнитных устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маслов Ю. Н., Селезнев Ю. В. Предварительный контроль магнитных свойств пакетов статоров и роторов асинхронных электродвигателей мощностью 0,6—100 кВт. Сб. научных трудов Владимирского политехнического института, «Высшая школа», вып. I, 1967.
2. Бабиков М. А., Селезнев Ю. В., Маслов Ю. Н. Преобразователи магнитных свойств для автоматического контроля магнитных параметров изделий. Труды МИЭМ, вып. II, 1966.
3. Бабиков М. А., Селезнев Ю. В., Маслов Ю. Н. Датчики контроля магнитных свойств статоров асинхронных электродвигателей. Изв. вузов СССР, «Электромеханика», 1966, № 5.
4. Селезнев Ю. В., Маслов Ю. Н. Параметрический датчик для контроля магнитных свойств магнитопроводов электромагнитных устройств, «Измерительная техника», 1968, № 5.
5. Селезнев Ю. В., Маслов Ю. Н., Полетаева Т. Г. Магнитноконтатный трансформаторный датчик магнитных свойств. Сб. трудов Владимирского политехнического института, вып. II, «Высшая школа», 1967.
6. Бабиков М. А., Селезнев Ю. В., Маслов Ю. Н., Рыжков Г. П. Емкость цепи r, C как компенсатор реактивного магнитного сопротивления воздушного зазора исследуемого магнитопровода. Труды МИЭМ, вып. II, 1966.
7. Бабиков М. А., Селезнев Ю. В., Маслов Ю. Н., Рыжков Г. П. Измерение магнитных параметров магнитопроводов с воздушными зазорами. «Измерительная техника», 1968, № 2.

8. Маслов Ю. Н., Селезнев Ю. В. Основные положения методики разбраковки магнитопроводов при помощи магнитоконтактных датчиков. Сб. трудов Владимирского политехнического института, вып. IV, «Высшая школа», 1968.

УДК [620.1 : 621.318.122 + 621.317.42] : 538.632

*В. И. ДОЛГИХ, Т. С. ЖУРАВЛЕВА,
В. Ф. МИТИНА*

ПРИБОРЫ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ И ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

В Новочеркасском политехническом институте разработаны новые приборы с преобразователями Холла: вектометр для измерения индукции ВХ-1 и ваттметр активной мощности.

Вектометр служит для измерения магнитной индукции постоянного и переменного магнитных полей от 0,001 до 3 Т на восьми поддиапазонах, а также угла сдвига между магнитным потоком и намагничивающим током от 1 до 90° на пяти поддиапазонах.

Блок-схема прибора приведена на рис. 1. Чувствительным элементом прибора является преобразователь Холла из арсенида индия, питаемый переменным током прямоугольной формы. При измерении магнитной индукции на нижнем пределе сигнал, поступающий с преобразователя Холла, не превышает 50 мкВ. Усилить с достаточной точностью такой сигнал усилителем постоянного тока практически невозможно.

Для упрощения пользования прибором рабочий ток преобразователя поддерживается постоянным с помощью стабилизатора тока на транзисторе.

Переменное напряжение, используемое для питания преобразователя и остальной части схемы, получается от преобразователя напряжения на транзисторах, который питается от батарей типа 373 постоянным напряжением 4—6,5 В. При питании прибора от сети 220/127 В для понижения напряжения до 4—6,5 В применяется трансформатор напряжения. Выпрямитель служит для получения постоянного напряжения заданного значения. Напряжение, полученное от преобразователя, используется соответственно для питания усилителя, фазометра и преобразователя Холла. Для исключения гальванической связи между ними применяется трансформатор напряжения с несколькими обмотками.

Для питания усилителя напряжение подается с трансформатора, выпрямляется и поступает на параметрический стабилиза-

тор, который стабилизирует напряжение — 10 и +3 В для питания схемы прибора.

Для получения напряжения, совпадающего по фазе с магнитным потоком, служит фазочувствительный детектор D_2 , который управляется переменным напряжением, поступающим от преобразователя.

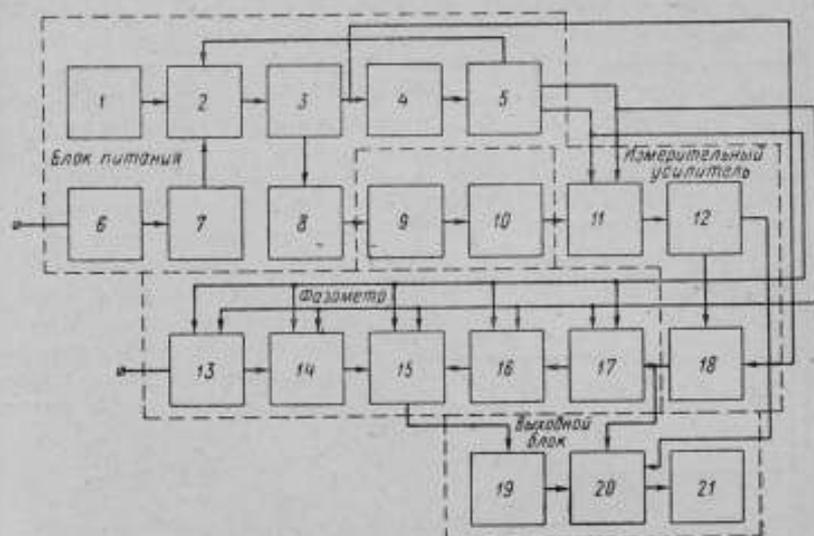


Рис. 1. Блок-схема вектометра ВХ-1:

1 — батарея; 2 — регулятор напряжений; 3 — преобразователь; 4 — выпрямитель; 5 — делитель напряжений; 6 — трансформатор; 7 — выпрямитель; 8 — стабилизатор; 9 — преобразователь Холла; 10 — переключатель пределов измерения индукции; 11 — усилитель; 12 — детектор D_1 ; 13 — дифференциальный усилитель DY_1 ; 14 — формирователь Φ_1 ; 15 — логическая ячейка; 16 — формирователь Φ_2 ; 17 — дифференциальный усилитель DY_2 ; 18 — фазочувствительный детектор D_2 ; 19 — переключатель пределов измерения фазы; 20 — переключатель рода работ; 21 — микроамперметр

Чтобы поддержать выпрямленное напряжение постоянным со стабилизатора оно подается на регулятор напряжения. Сигнал с преобразователя Холла через переключатель пределов измерения индукции и измерительный усилитель после детектирования детектором D_1 подается на переключатель рода работ P_2 , а затем непосредственно на стрелочный указатель М-24.

Для измерения фазы напряжение, пропорциональное намагничивающему току, подается на дифференциальный усилитель DY_1 (для увеличения точности измерения). На DY_2 напряжение, пропорциональное измеряемой индукции, поступает с фазочувствительного детектора D_2 . С DY_1 и DY_2 усиленные напряжения подаются соответственно на формирователи Φ_1 и Φ_2 . Здесь они преобразуются в прямоугольные импульсы постоянной ампли-

туды, следующие в той же фазе, что и входные напряжения. С выходов формирователей напряжение поступает на логическую ячейку «ИЛИ», причем на выходе ее напряжение появляется лишь тогда, когда есть входной сигнал на одном из входов (рис. 2). Выходное напряжение логической ячейки измеряется микроамперметром.

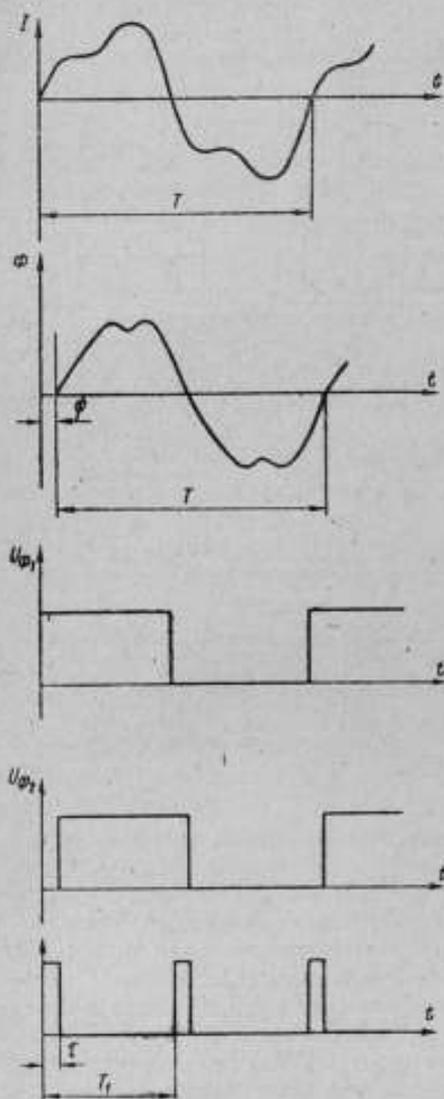


Рис. 2. Измерение сдвига фаз фазометром

Отличительной особенностью этого прибора является то, что он измеряет не только действующее или среднее значение переменной магнитной индукции, но и угол сдвига ее относительно намагничивающего тока.

Векторная диаграмма, изображенная на рис. 3, предполагает эквивалентную синусоиду тока, амплитуда которой равна амплитуде тока первой гармоники, а напряжение, приложенное к катушке с ферро-

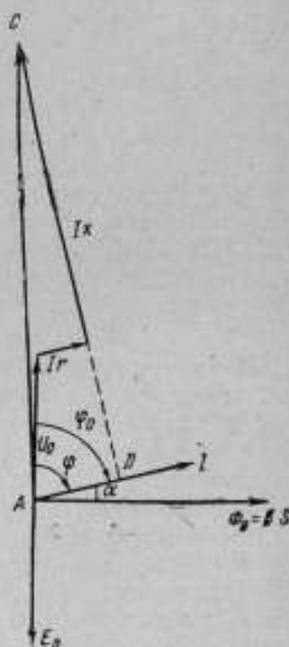


Рис. 3. Векторная диаграмма

магнитным сердечником, синусоидальным. Угол α позволяет определить потери мощности $P_{ст}$ стали

$$P_{ст} = UI \cos \varphi = U_0 I \cos \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right), \quad (1)$$

где U_0 — напряжение, компенсирующее э. д. с., наводимую в обмотке катушки потоком, замыкающимся по сердечнику;

I — ток в катушке;

$$\varphi_0 = \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \text{ — угол между } U_0 \text{ и } I.$$

При пользовании формулой (1) могут возникнуть трудности в определении U_0 , которые легко устранить, если обратиться к векторной диаграмме. Угол φ между приложенным напряжением U и током I катушки можно определить по показаниям амперметра, вольтметра и ваттметра, включенных в цепь катушки. Тогда

$$U_0 = U \cos \varphi,$$

а так как

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} - \alpha,$$

то

$$U_0 \cos \varphi_0 = U_{AD} - Ir, \quad (2)$$

что следует из $\triangle ACD$ на рис. 3.

Из уравнения (2)

$$U_0 = \frac{U_{AD} - Ir}{\cos \varphi_0}.$$

Ваттметр активной мощности предназначен для измерения больших мощностей в цепях, содержащих ферромагнитные сердечники, причем кривые тока и напряжения могут содержать постоянную составляющую.

Прибор имеет следующие технические характеристики:

Измерение мощности	до 4,5 МВт (при токах до 3000 А, напряжениях — 1500 В несинусоидальной формы с большой постоянной составляющей до 70% от действующего значения тока и напряжения).
Частота измеряемого тока	до 100 Гц;
Номинальное значение $\cos \varphi$	0,07;
Погрешность	не более 5%;
Чувствительность	0,5 кВт/дел;
Отсчет измеряемой величины	непосредственный;
Шкала прибора	равномерная;
Питание прибора	от сети 220 В, 50 Гц.

Принцип действия прибора основан на пропорциональности мгновенного значения напряжения Холла произведению мгновенных значений индукций B и рабочего тока преобразователя Холла i_p . Поле, в котором расположен преобразователь Холла, создается током i , протекающим по нагрузке, а рабочий ток преобразователя — напряжением нагрузки U .

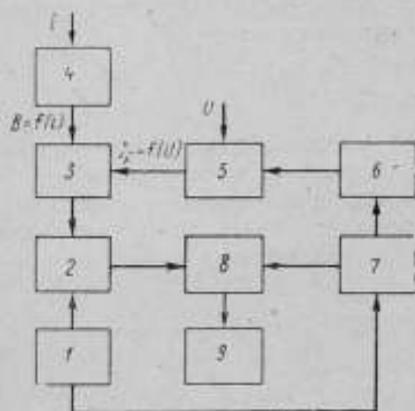


Рис. 4. Блок-схема ваттметра:

1 — блок питания; 2 — усилитель;
3 — преобразователь Холла; 4 — электромагнит; 5 — делитель напряжения;
6 — модулятор; 7 — генератор прямоугольных импульсов; 8 — демодулятор;
9 — магнитоэлектрический измеритель

чувствительностью и стабильностью. С этой целью для усиления выходного сигнала с преобразователя Холла применен усилитель постоянного тока с преобразованием. Преобразование сигнала осуществляется до преобразователя, так как рабочий ток преобразователя представляет собой импульсы, амплитуда которых пропорциональна мгновенному значению измеряемого напряжения.

Для этого токовые выводы преобразователя Холла включены в цепь модулятора 6, переключающего часть измеряемого напряжения с делителя напряжения 5.

Питание преобразователя Холла импульсным током позволяет значительно снизить термомагнитный эффект Эттинсгаузена — Нериста и поперечный гальваномагнитный эффект Эттинсгаузена.

Коммутация модулятора и демодулятора осуществляется генератором прямоугольных импульсов 7 с частотой 200 кГц. В этом случае при частоте преобразуемого сигнала до 100 Гц фазовая погрешность не превышает 0,1°. Максимальное значение рабочего тока преобразователя Холла не превышает 50 мА.

Блок-схема прибора приведена на рис. 4.

В качестве множительного устройства использован преобразователь Холла 3 из арсенида индия.

Преобразователем измеряемого тока i в индукцию B служит электромагнит 4, представляющий собой тороидальный сердечник с зазором, расположенный на медной шине.

Магнитопровод преобразователя набран из полос стали Э330, сердечник имеет зазор $\delta = 5$ мм.

Так как выходной сигнал преобразователя Холла содержит постоянную и переменную составляющие, необходимо иметь усилитель постоянного тока с широкой частотной полосой, обладающий высокой

С выхода преобразователя импульсы напряжения поступают на усилитель 2, собранный на транзисторах типа П403 и имеющий коэффициент усиления 1500 при нелинейности амплитудной характеристики не больше 2%.

Усиленный сигнал поступает на демодулятор 8, на выходе которого включен магнитоэлектрический измеритель 9, реагирующий на постоянную составляющую сигнала с преобразователя, пропорциональную измеряемой активной мощности.

Блок питания 1 преобразует напряжение сети 220 В 50 Гц в стабилизированные напряжения +10 и -10В, необходимые для работы генератора импульсов и усилителя.

УДК (621.3.013.1 : 621.318.132) : 620.1

*Ю. А. ВДОВИН, Г. И. ДМИТРИЕВ, А. И. КАДОЧНИКОВ,
А. Н. КУЗНЕЦОВ*

ДИНАМИЧЕСКОЕ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЕ С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФОРМОЙ ПОТОКА ПРИ ИСПЫТАНИЯХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Результаты испытаний ферромагнитных материалов в динамическом режиме перемагничивания зависят от формы кривых напряженности внешнего поля или потока индукции как функции времени. Форма кривых, в свою очередь, зависит от динамической петли гистерезиса и других параметров испытуемого материала, которые могут изменяться от образца к образцу (от листа к листу). Следовательно, для сравнения при испытаниях необходимо иметь одинаковые условия перемагничивания для всех испытуемых образцов или листов.

Практика вынуждает ориентироваться преимущественно на режим синусоидального магнитного потока. Такое требование содержится, например, в ГОСТ 12119-66 на методы определения магнитных и электрических свойств электротехнической стали. Перемагничивание при строго синусоидальном потоке индукции сравнительно легко осуществить лишь при не слишком высоких амплитудах средней (по сечению) индукции. При испытаниях холоднокатаной трансформаторной стали даже при амплитуде индукции 1,7 Т, согласно ГОСТ 12119-66, приходится принимать специальные меры для улучшения формы кривой э. д. с., индуктированной во вторичной обмотке образца.

Между тем в ряде случаев желательно еще больше увеличить амплитуду индукции. Так, при полнстом контроле электротехнической стали для установления в каждом листе требуемой амплитуды индукции приходится предварительно определять

площадь поперечного сечения листа, поскольку аппаратура позволяет измерять поток индукции, а не саму индукцию. Этого можно было бы избежать, если бы испытание производилось при синусоидальной индукции с амплитудой, близкой к индукции насыщения, которая определяется составом сплавов и для каждой марки стали известна с достаточно высокой точностью. В этом случае перемагничивание происходило бы по своеобразной предельной петле гистерезиса. Поясим эту мысль. Электромагнитный процесс в листовом или ленточном материале, находящемся в продольном однородном поле, описывается уравнениями

$$\frac{\partial H}{\partial z} = j. \quad (1)$$

и

$$\frac{\partial j}{\partial z} = \gamma \frac{dB}{dt}, \quad (2)$$

где H , B и j — соответственно напряженность магнитного поля, магнитная индукция и плотность вихревых токов в листе;

γ — удельная электропроводность;

t — время.

Ось координат Z направлена перпендикулярно наибольшим боковым граням листа.

Для получения частного решения уравнений (1) и (2), соответствующего установившемуся периодическому процессу, следует еще задать краевую функцию, например, зависимость напряженности поля или плотности тока на поверхности листа от времени. Тем самым решение уравнений (1) и (2) при заданной статической зависимости B от H определяется однозначно. Если проинтегрировать уравнение (2) по толщине листа, то окажется, что плотность тока в поверхностном слое листа пропорциональна $\frac{d\Phi}{dt}$ (Φ — поток индукции через поперечное сечение листа).

Следовательно, условие $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ однозначно определяет для данного листа все функции, описывающие явление перемагничивания. Если предположить, что амплитуда напряженности внешнего поля увеличилась настолько, что величина Φ_m практически достигла потока насыщения, то дальнейшее возрастание амплитуды напряженности поля практически уже не будет влиять на процесс перемагничивания. Таким образом получаем предельную динамическую петлю. Разумеется, этот вывод можно получить при любой другой фиксированной форме магнитного потока. Контролируя динамические свойства материала по параметрам предельной динамической петли, можно было бы не только не фиксировать амплитуду индукции и, следовательно, не измерять поперечное сечение листа, но и пренебречь колебаниями амплитуды напряженности внешнего магнитного поля, поскольку

ку они не повлияли бы существенно на результат измерений.

Из существующих способов создания синусоидального потока [1—7] предпочтение можно отдать компенсации высших гармоник индукции посредством усилителя, включенного в цепь намагничивания, на который подается обратная связь с вторичной (измерительной) обмотки сердечника.

Для пояснения сущности метода рассмотрим схему на рис. 1, для которой можно написать уравнение:

$$K(U_S - E_B) = U_Z + E_M, \quad (3)$$

Здесь K — коэффициент усиления усилителя;
 $U_S = U_m \sin \omega t$ — синусоидальное напряжение источника питания;
 E_M и E_B — электродвижущие силы, возбуждаемые соответственно в первичной и вторичной обмотках в результате изменения потока индукции в сердечнике, т. е. $E_M = W_1 S \frac{dB}{dt}$ и $E_B = W_2 S \frac{dB}{dt}$;

W_1 и W_2 — соответственно число витков первичной и вторичной обмоток, S — поперечное сечение сердечника, B — средняя (по сечению) индукция в сердечнике;

$U_Z = iZ$ — падение напряжения на активном сопротивлении намагничивающей цепи и на индуктивном сопротивлении, обусловленном рассеиванием.

Ток i содержит высшие гармоники

$$i = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n).$$

Таким образом, уравнение (3) можно записать так:

$$W_1 S \frac{dB}{dt} = \frac{1}{1 + mK} [KU_m \sin \omega t - Z_1 I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) - \sum_{n=2}^{\infty} Z_n I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)],$$

где $m = W_2/W_1$;

Z_n — полное сопротивление намагничивающей цепи для тока n -й гармоники.

Обозначив через E_m и θ — амплитуду и фазу э. д. с. первой гармоники, получим

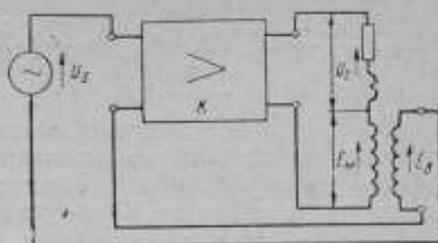


Рис. 1. Схема включения усилителя

$$W_1 S \frac{dB}{dt} = E_m \sin(\omega t + \theta) - \frac{1}{1 + mK} \sum_{n=2}^{\infty} Z_n I_n \sin(n\omega t + \varphi_n). \quad (4)$$

Второе слагаемое правой части уравнения (4) определяет коэффициент нелинейных искажений индукции и зависит от коэффициента передачи mK , параметров намагничивающей цепи и амплитуды индукции. При достаточно больших значениях mK это слагаемое становится

намного меньше первого, а напряжение вторичной обмотки образца — практически синусоидальным, следовательно, индукция будет также синусоидальной.

Погрешность будет тем меньше, чем больше mK . Верхний предел коэффициента K ограничивается устойчивостью усилителя. Максимальное значение коэффициента трансформации m ограничивается допустимыми частотными искажениями и входным сопротивлением измерительных приборов, подключаемых к измерительной обмотке, а минимально — чувствительностью этих приборов. На частотах 50—500 Гц величину m следует брать в пределах 2—0,5. Оптимальное значение коэффициента усиления K , таким образом, лежит в пределах 100—400, что позволяет снизить уровень высших гармоник не менее чем в 100 раз.

Полоса пропускания усилителя опреде-

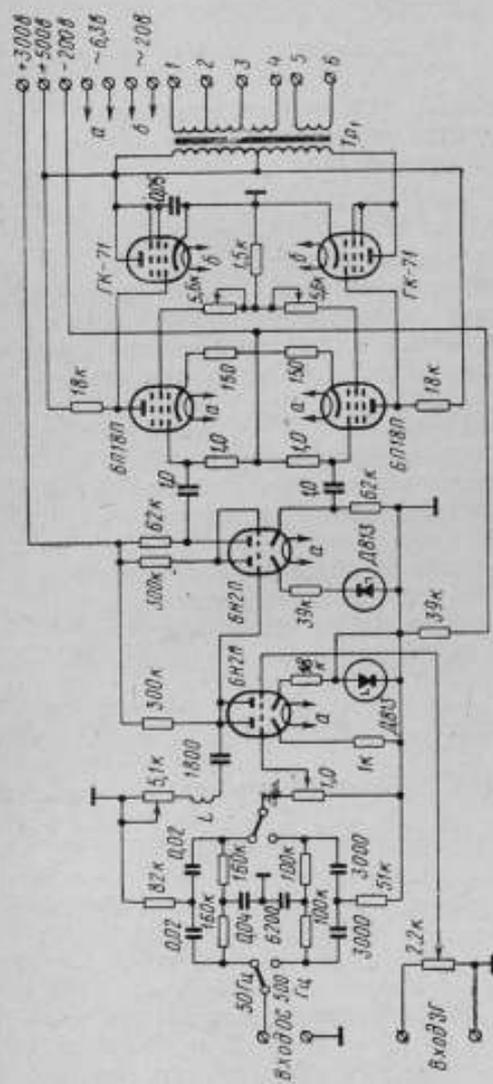


Рис. 2. Принципиальная схема усилителя для немагнитивания образцов весом от 15 до 100 г

ляется шириной частотного спектра сигнала вторичной обмотки при разомкнутой цепи обратной связи и необходимым запасом устойчивости. На частотах перемагничивания 50—500 Гц вполне удовлетворительные результаты получаются при полосе пропускания 20 Гц — 5 кГц с неравномерностью не более 3 дБ по всему диапазону (за исключением основной частоты, которая должна быть полностью подавлена при помощи заградительного RC-фильтра).

Следующими не менее важными параметрами являются выходное сопротивление и выходная мощность усилителя. Как следует из работ [1—3], активное и реактивное сопротивление потерь цепи намагничивания должны быть сведены до минимума. Следовательно, выходной каскад должен иметь малое выходное сопротивление, а намагничивающая обмотка — большую добротность. Кроме того, выходные каскады должны обеспечивать необходимую активную и реактивную мощность для получения заданной амплитуды индукции B_m и заданного коэффициента нелинейных искажений. Таковы основные соображения относительно проектирования усилителей, предназначенных для перемагничивания магнитомягких материалов по заданному закону изменения магнитного потока.

Один из усилителей подобного назначения Ф-545 используется в установке N 5021 завода «Точэлектроприбор». Он позволяет получать синусоидальную индукцию с амплитудой 1,7 Т в холоднокатаной трансформаторной стали на частоте 50 Гц. Значительно лучшие результаты обеспечивает усилитель, схема которого приведена на рис. 2. С целью повышения устойчивости в области низких и высоких частот в нем сокращено число усилительных каскадов при сохранении общего коэффициента усиления, равного 250, введена непосредственная связь между каскадами и отсутствует разделительный трансформатор. Полученный таким образом запас устойчивости позволяет увеличить глубину обратной связи, а тем самым и максимальную амплитуду индукции, при которой коэффициент формы не выходит за допустимые пределы.

Усилитель, выполненный по схеме рис. 2, позволяет получать синусоидальную индукцию с коэффициентом нелинейных искажений не более 1% и амплитудой до 1,85 Т на частотах 50 и 500 Гц в образцах из холоднокатаной трансформаторной стали

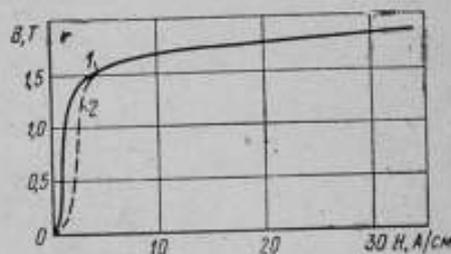


Рис. 3. Динамические кривые намагничивания электротехнической стали марки Э330 на частоте 50 и 500 Гц соответственно (кривые 1 и 2)

весом от 15 до 100 г. Кривые намагничивания, снятые на образцах трансформаторной стали Э330 с использованием этого усилителя, на частотах 50 и 500 Гц приведены на рис. 3. Коэффициент нелинейных искажений э. д. с. вторичной обмотки образца не превышает 3%, что соответствует коэффициенту формы 1,123.

Перемагничивание образцов меньшего веса при помощи такого усилителя затруднительно из-за значительного уровня шумов на выходе, так как выходные каскады рассчитаны на большую мощность (не менее 100 Вт). Для перемагничивания образ-

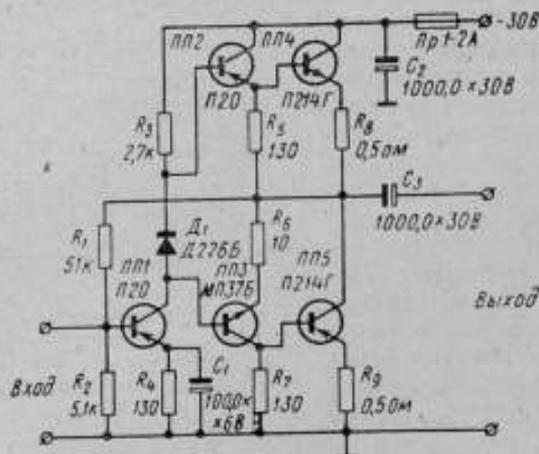


Рис. 4. Схема выходного каскада усилителя для перемагничивания образцов весом менее 15 г

цов весом менее 15 г целесообразно использовать усилитель, схема выходного каскада которого приведена на рис. 4. С помощью такого усилителя удалось получить синусоидальную индукцию с амплитудой $B_m = (0,95 \div 0,97) B_S$ (где B_S — индукция насыщения) на частотах от 50 до 1000 Гц в образцах с прямоугольной петлей гистерезиса таких, например, как пермаллой марки 50 НП или феррит К-65. Выходная мощность этого усилителя не менее 15 Вт.

Таким образом, опыт показывает, что синусоидальную индукцию на частотах до 1000 Гц сравнительно легко получить с помощью усилителя малой или средней мощности. Проектирование и изготовление усилителя на более высокие частоты связано с большими трудностями, такими как увеличение активной и реактивной мощности с ростом частоты и необходимость расширения полосы пропускания при сохранении запаса устойчивости в области верхних частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Krug W. Aufrechterhaltung der sinusförmigen Induktion Feldstärken in Prüfjochen für Elektrobleche. *ATMZ* 76—5 (Nov. 1962) и Z 76—6 (Dez. 1962).
2. Farlane J., Milne P., Darby J. K. Direct-Reading Iron-Loss Testing Equipment for Single Sheets, Single Strips and Test Squares. *Proc. IEE*, Paper № 2553M, February 1958 (105A, p. 385).
3. Farlane J., Harris M. J. The Control of Flux Wave-Forms in Iron Testing by Application of Feed-Back Amplifier Techniques. *Proc. IEE*, Paper № 2554M, February 1958 (105A, p. 395).
4. Вдовин Ю. А., Попов Э. И. О создании синусоидального потока индукции в ферромагнитном образце с помощью следящей системы. Труды института физики металлов АН СССР, вып. 26, 1967.
5. Атоян В. В., Хачатрян П. О. Аппаратура для массового контроля свойств электротехнических сталей. «Электротехника», вып. 252, 1965.
6. Вдовин Ю. А., Кадочников А. И., Половникова Л. А., Хян Е. Б. К проблеме контроля качества мягких магнитных материалов по динамическим характеристикам. «Дефектоскопия», 1966, № 3.
7. Кутяшов В. А. К определению магнитных свойств листовой стали на целых листах или отдельных пластинах. «Электротехника», 1958, № 4.

УДК 538.244 : 621.318.13

П. О. ХАЧАТРЯН

НОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАМАГНИЧИВАНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 50—20 000 Гц

Мощность, потребляемая стальным сердечником катушки, равна

$$S_{ст} = \omega V_{ст} \frac{H_m B_m}{2} \sin \alpha + j\omega V_{ст} \frac{H_m B_m}{2} \cos \alpha = P_{ст} + jQ_{ст}, \quad (1)$$

где $P_{ст}$ и $Q_{ст}$ — активная и реактивная мощность, потребляемая сердечником;
 ω — круговая частота;
 $V_{ст}$ — объем стали, занимаемый сердечником катушки;
 α — суммарный угол потерь на гистерезис и вихревые токи.

Из этого уравнения вытекает практический способ определения динамических характеристик намагничивания по первым гармоникам, если при заданной величине синусоидальной индукции или напряженности магнитного поля будет измерено потребление активной и реактивной мощности сердечника. Тогда активную и реактивную составляющие амплитуды первой гармо-

ники напряженности магнитного поля можно определить по формулам

$$H_{1m} = \frac{2P_{ct}}{\omega V_{ct} B_{1m}} \quad (2)$$

и

$$H_{1mp} = \frac{2Q_{ct}}{\omega V_{ct} B_{1m}} \quad (3)$$

Амплитуда первой гармоника напряженности поля равна

$$H_{1m} = \frac{2}{\omega V_{ct} B_{1m}} \sqrt{P_{ct}^2 + Q_{ct}^2} \quad (4)$$

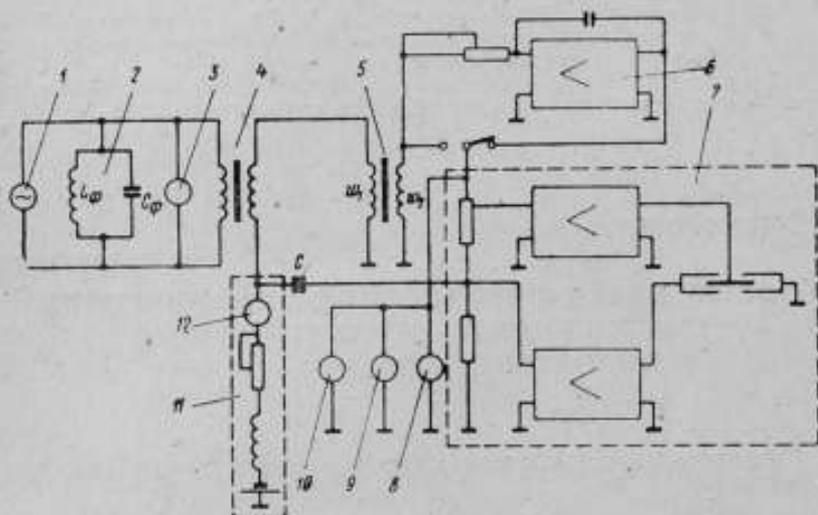


Рис. 1. Принципиальная схема экспериментальной установки:

1 — источник питания; 2 — электрический фильтр; 3 — частотомер; 4 — разделительный трансформатор; 5 — исследуемый образец; 6 — электронный интегратор; 7 — ваттметр; 8 — измеритель нелинейных искажений; 9 — осциллограф; 10 — вольтметр; 11 — цепь подмагничивания; 12 — амперметр постоянного тока

Принципиальная схема установки для определения динамических характеристик намагничивания по первым гармоникам в режиме синусоидальной индукции и при подмагничивании постоянным полем изображена на рис. 1. Источниками питания служат на частоте: 50 Гц — сеть переменного тока со стабилизатором напряжения типа ST-5000 мощностью 5 кВт, 400 Гц — генератор ГПЧ-12 мощностью 12 кВт, 800 Гц — генератор БСМП-1М мощностью 1,5 кВА, 2400—10000 Гц — агрегат высокой частоты АВЧ/10 мощностью 10 кВт со сменными шкивами для получения дискретных частот в указанном диапазоне, 20000 Гц — АВЧ/20 мощностью 20 кВА.

Для улучшения формы кривой напряжения на всех частотах использовались электрические фильтры, которые включались непосредственно на выходе источников питания. При всех значениях частот коэффициент нелинейных искажений напряжения источников питания, нагруженных на фильтры, составлял не более 0,12—0,15%.

В описываемом методе для измерения реактивной мощности используется электронный интегратор δ , который автоматически,

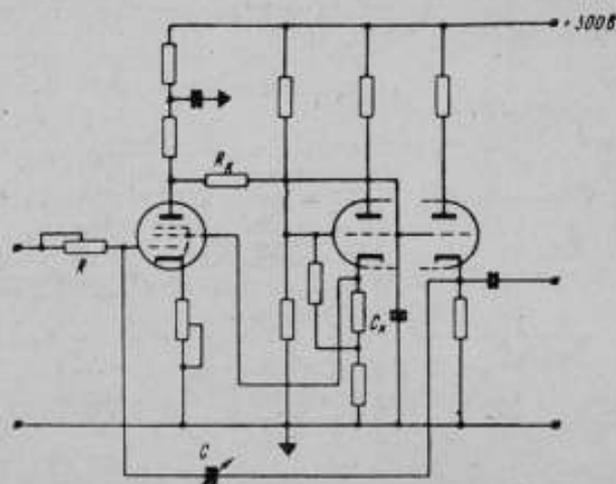


Рис. 2. Принципиальная схема электронного интегратора

без каких-либо фазорегулирующих элементов, сдвигает фазу подводимого к ваттметру 7 напряжения измерительной обмотки W_2 образца на 90 эл. град.

В силу высоких избирательных свойств ваттметра и при практически синусоидальной форме кривых тока или напряжения, подводимых к ваттметру, показания его пропорциональны мощности основных гармоник тока и напряжения. Следовательно, определяемые по формулам (2) и (3) составляющие напряженности поля характеризуют ее первую гармонику.

Схема электронного интегратора, спроектированная в соответствии с теоретическими соображениями, изложенными в работах [1, 2], представлена на рис. 2. Интегрирующая цепь RC образована входным сопротивлением R и конденсатором C . Для уменьшения выходного сопротивления на выходе интегратора включен катодный повторитель. Коэффициент передачи интегратора стабилизируется путем питания анодных и накальных цепей от источников со стабилизированным напряжением. При замкнутой цепи на каждой фиксированной частоте измерений он выбирается равным единице.

Вследствие конечности постоянной интегрирования в интеграторе возникает дополнительная (сверх нормального 90° отставания, которое дает идеальный интегратор) погрешность в фазе между входным и выходным напряжениями, которая определяется выражением [1]

$$\Delta\varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC (1 + A_1)}, \quad (5)$$

где A_1 — коэффициент усиления при разомкнутой цепи отрицательной обратной связи.

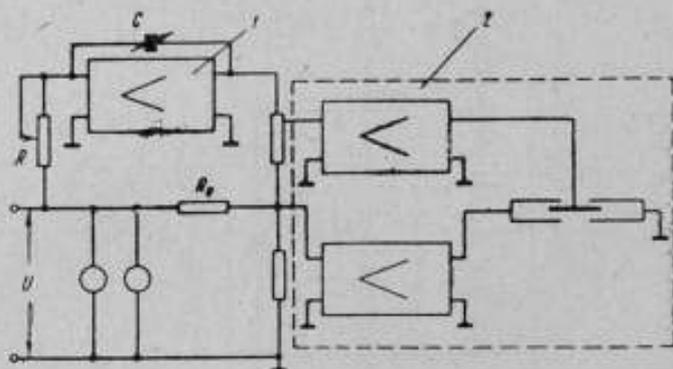


Рис. 3. Схема фазовой коррекции электронного интегратора

1 — интегратор; 2 — ваттметр

При выбранном значении $RC (1 + A_1)$ угловая погрешность интегратора достигает максимальной величины $1^\circ 44'$ на частоте 50 Гц.

Экспериментально угловая погрешность интегратора определялась ваттметром, измеряющим мощность на активном сопротивлении R_0 (рис. 3), причем напряжение U к ваттметру 2 подводится через интегратор 1. Сопротивление R_0 выбирается так, чтобы ток и напряжение в цепи соответствовали номинальным значениям тока и напряжения ваттметра, используемого в качестве индикатора нулевого фазового сдвига. Если в интеграторе имеется угловая погрешность, то ваттметр покажет мощность, равную

$$P = IU \cos (90 + \Delta\varphi) = \frac{U^2}{R_0} \sin \Delta\varphi,$$

откуда

$$\Delta\varphi = \arcsin \frac{PR_0}{U^2}. \quad (6)$$

Так, при $R_0 = 10$ Ом, $U = 3$ В, $f = 50$ Гц и коэффициенте передачи интегратора, равном единице, мощность, измеренная ваттметром, оказалась равной 0,027 Вт, что составляет $\Delta\varphi = 1^\circ 43'$. Теоретическое значение этого угла, рассчитанное по формуле (5), было $1^\circ 44'$. Для исключения этой погрешности в схему интегратора вводится корректирующая цепь из R_k и C_k . Изменяя постоянную корректирующей цепи, показание ваттметра можно свести к нулю. Точность такой коррекции определяется в основном отклонением указателя ваттметра от нулевой отметки при номинальных значениях напряжения и тока и коэффициенте мощности, равном нулю. Для ваттметра типа Ф-530 указанное отклонение в области номинальных значений частот не превышает $\pm 2,5\%$ от конечного значения шкалы, что позволяет свести угловую погрешность интегратора к величине $\Delta\varphi < 6'$. Аналогично корректировалась угловая погрешность интегратора и при всех других значениях частоты.

Как отмечалось выше, для реализации уравнения (1) необходимо строго обеспечить один из граничных режимов намагничивания. Практически же э. д. с. в измерительной обмотке образца в режиме синусоидальной индукции содержит определенное количество гармоник, вследствие чего характеристики намагничивания по первым гармоникам определяются с некоторой методической погрешностью, которая может быть оценена по формуле

$$\gamma_D = \frac{P_n}{P_1} = \frac{\sum_n E_n I_n \cos \varphi_n}{E_1 I_1 \cos \varphi_1} \quad (7)$$

Для уменьшения этой погрешности, как следует из формулы (7), необходимо уменьшать э. д. с. (E_n) высших гармоник для режима синусоидальной индукции. Это предъявляет особые требования к параметрам намагничивающего контура и к высокочастотному источнику питания. Последний должен иметь стабильное регулируемое напряжение, свободное от переходных перенапряжений и высших гармонических составляющих, и представлять собой контур малого сопротивления для протекания искаженного тока. Для точных измерений необходимо, кроме того, иметь средства для улучшения формы кривой напряжения источника питания, особенно при подмагничивании постоянным полем и высоких значениях индукции.

Наиболее полно этим требованиям отвечают электромашинные источники питания, позволяющие значительно уменьшить искажение потока в сердечнике образца и резко увеличить вес образцов.

При испытаниях на повышенной частоте, особенно с подмагничиванием, измерения затрудняет не только мощность, потребляемая образцом от источника питания, но и искажение формы кривой напряжения источника, возникающее задолго до полно-

го его нагружения и связанное с падением напряжения от токов высших гармоник на внутреннем сопротивлении генератора. Чтобы избавиться от этого, генератор шунтируется параллельным LC -контуром, настроенным в резонанс с основной частотой. В этом случае сопротивление контура первой гармоники тока будет большим (оно зависит от добротности контура, точности настройки, точности поддержания частоты и др.), а сопротивление высшим гармоникам практически будет определяться реактивным сопротивлением конденсатора и может быть весьма малым при соответствующем выборе величины емкости. Емкость выбирается из условия минимального падения на конденсаторе напряжения от токов высших гармоник для случая наиболее резкого проявления последних, что наблюдается обычно при глубоком подмагничивании образца постоянным полем в области индукций, близких к насыщению.

Индуктивность фильтра определяется из условия резонанса токов основной частоты для выбранного значения емкости на низкой частоте исследуемого диапазона. В дальнейшем индуктивность фильтра остается постоянной, а емкость конденсатора берется переменной для настройки фильтра на нужную частоту. В качестве переменной емкости использовалась батарея высокочастотных конденсаторов типа ЭВП. Катушка индуктивности фильтра имела 30 витков при среднем диаметре витка 15 см и наматывалась проводом типа лицендрат, рассчитанным на ток около 100 А.

Характеристики элементов фильтра во многом зависят от допустимого коэффициента нелинейных искажений напряжения источника питания, который, в свою очередь, определяется требуемой точностью измерения удельных потерь. Следует учесть, что искажение формы напряжения источника питания (в данном случае генератора переменного тока) является только одним из факторов, вызывающих искажение синусоидальной формы кривой потока индукции в образце.

Рассмотрение эквивалентных схем замещения электрической цепи, содержащей образец с ферромагнитным сердечником, для основной и n -х гармоник э. д. с. приводит к следующей зависимости коэффициента нелинейных искажений э. д. с. измерительной обмотки образца от параметров цепи:

$$K_n \approx \sqrt{K_{I_2}^2 \left(\frac{z_2}{x_0}\right)^2 + K_{I_n}^2 \left(\frac{z_n}{x_0}\right)^2 + \dots + k_{I_n}^2 \left(\frac{z_n}{x_0}\right)^2}. \quad (8)$$

Как следует из (8), при заданном значении основного потока в сердечнике образца Φ_{m_0} , а следовательно, при известных коэффициентах K_{I_n} (процент содержания данной гармоники в кривой тока, где $n=2, 3 \dots$), которые могут быть вычислены путем разложения в ряд нелинейной функции $i=f(\Phi_m)$, K_n определяется отношением

$$\frac{z_n}{x_0} = \sqrt{\left(\frac{r_0 + r_{np} + r_{2np} + r_{1np}}{\omega A_1 W_n^2}\right)^2 + n^2 \left(\frac{L_{S_0} + L_{S_{2np}} + L_{S_{1np}} + L_{np}}{A_1 W_n^2}\right)^2}, \quad (9)$$

где z_n — полное входное сопротивление внешней части цепи для частоты $n\omega$, если рассматривать цепь со сто-

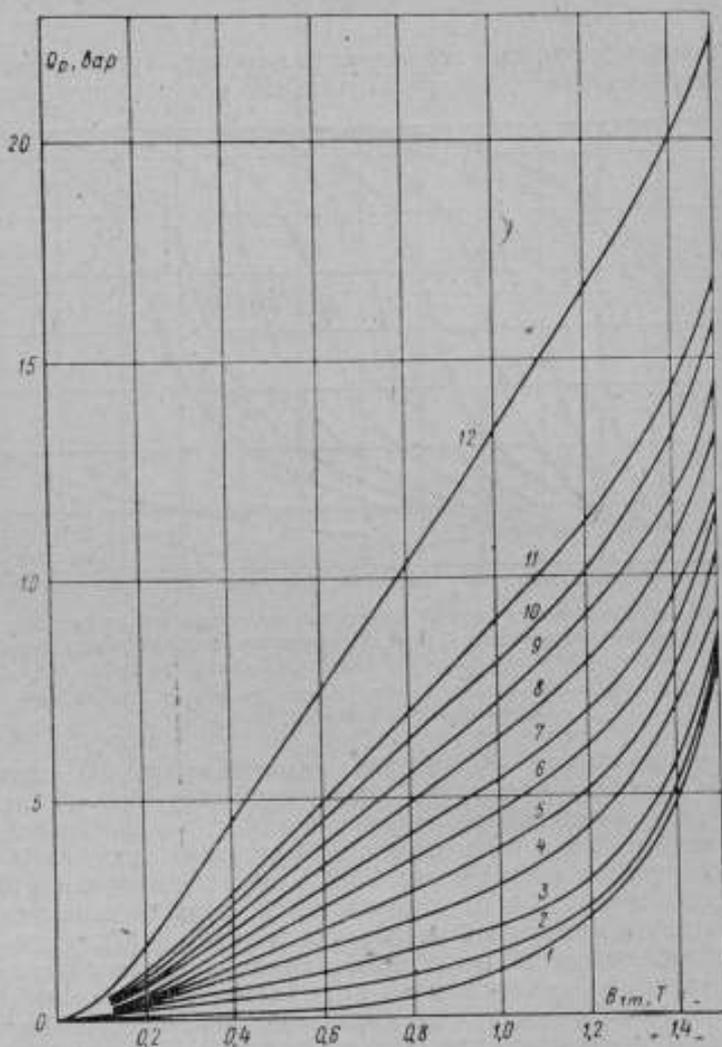


Рис. 4. Зависимость реактивной мощности от амплитуды первой гармоники индукции и напряженности подмагничивающего поля при H_0 , равной:

1 — 0; 2 — 100; 3 — 200; 4 — 300; 5 — 400; 6 — 500; 7 — 600; 8 — 700;
9 — 800; 10 — 900; 11 — 1000; 12 — 1500 А/м

роны катушки образца при замкнутым источнике питания;

$x_0 = \omega A_1 W_n^2$ — индуктивное сопротивление намагничивающей обмотки образца для основной частоты;

A_1 — коэффициент, зависящий от материала, геометрических размеров сердечника и величины основного потока.

Выражение (9) дает возможность наметить пути уменьшения K_n . Как показывают экспериментальные исследования, при ра-

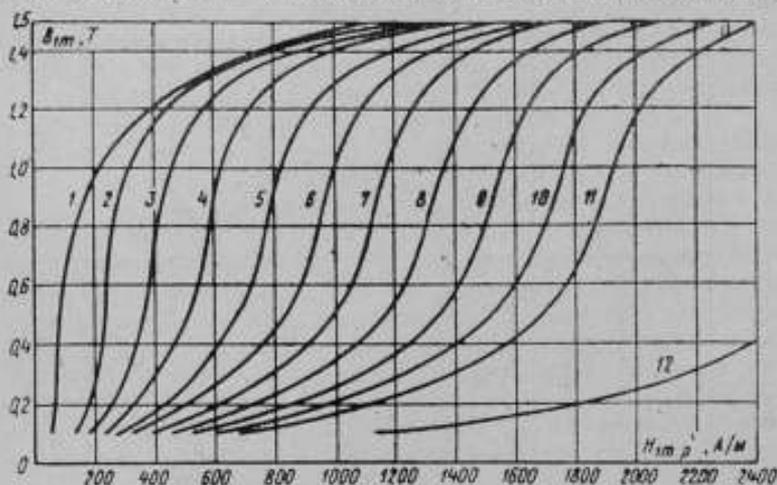


Рис. 5. Зависимость первой гармоники индукции от амплитуды реактивной составляющей первой гармоники напряженности при напряженности подмагничивающего поля, равной:

1 — 0; 2 — 100; 3 — 200; 4 — 300; 5 — 400; 6 — 500; 7 — 600; 8 — 700; 9 — 800; 10 — 900; 11 — 1000 и 12 — 1500 А/м

циональном выборе параметров намагничивающего контура удается получить достаточно хорошую форму кривой потока (коэффициент нелинейных искажений э. д. с. измерительной обмотки менее 5%) в сердечнике образца даже при глубоком подмагничивании постоянным полем в области индукций, близких к насыщению. Таким образом обеспечивается необходимое условие для практической реализации уравнения (1).

Экспериментальные исследования проводились на торондальных образцах из различных магнитомягких материалов.

На рис. 4—7 представлены характеристики, определенные по предлагаемому методу для образца стали Э11 толщиной проката 0,5 мм при частоте 50 Гц и различных значениях напряженности постоянного подмагничивающего поля. На рис. 8 показана частотная зависимость проницаемости, определенной по реактивной составляющей первой гармоники напряженности

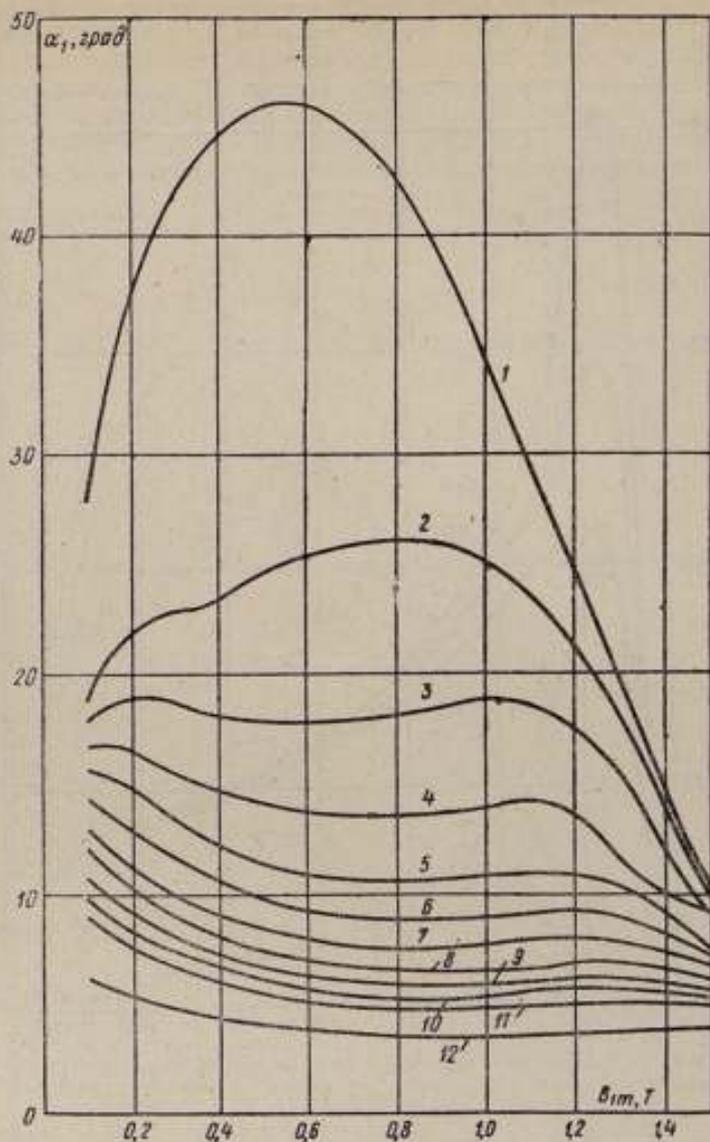


Рис. 6. Зависимость угла сдвига фаз α_1 между B_{1m} и H_{1m} от амплитуды индукции при напряженности подмагничивающего образца поля, равной:

1 — 0; 2 — 100; 3 — 200; 4 — 300; 5 — 400; 6 — 500; 7 — 600; 8 — 700;
9 — 800; 10 — 900; 11 — 1000 и 12 — 1500 А/м

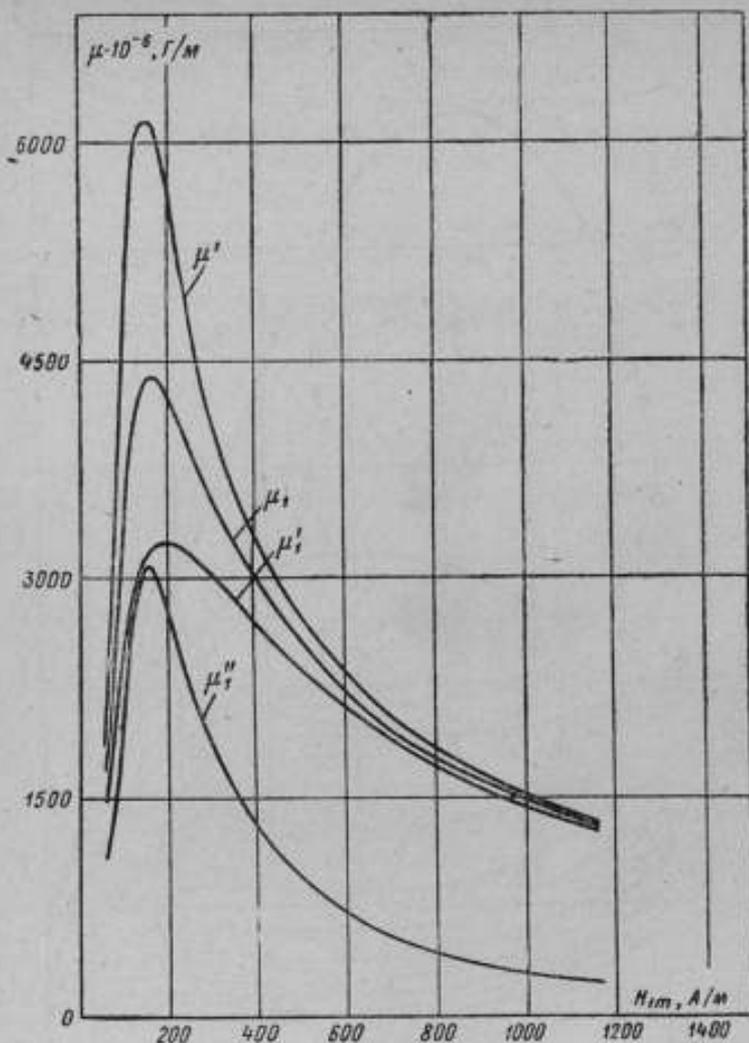


Рис. 7. Зависимость магнитной проницаемости и ее составляющих от амплитуды первой гармоники напряженности поля

магнитного поля для образца из стали Э44 толщиной проката 0,2 мм.

В заключение можно сделать следующие выводы:

описываемый метод упрощает процесс измерения характеристик намагничивания по первым гармоникам, благодаря применению приборов непосредственной оценки и полному отсутствию уравновешивающих элементов;

высокая чувствительность к измеряемым параметрам, достигаемая применением микроваттметра типа Ф530, позволяет определять характеристики намагничивания по первым гармоникам практически для всех встречающихся магнитномягких материалов, включая миниатюрные сердечники из ферритов и т. п.;

предлагаемый метод позволяет определять динамические характеристики намагничивания по первым гармоникам при

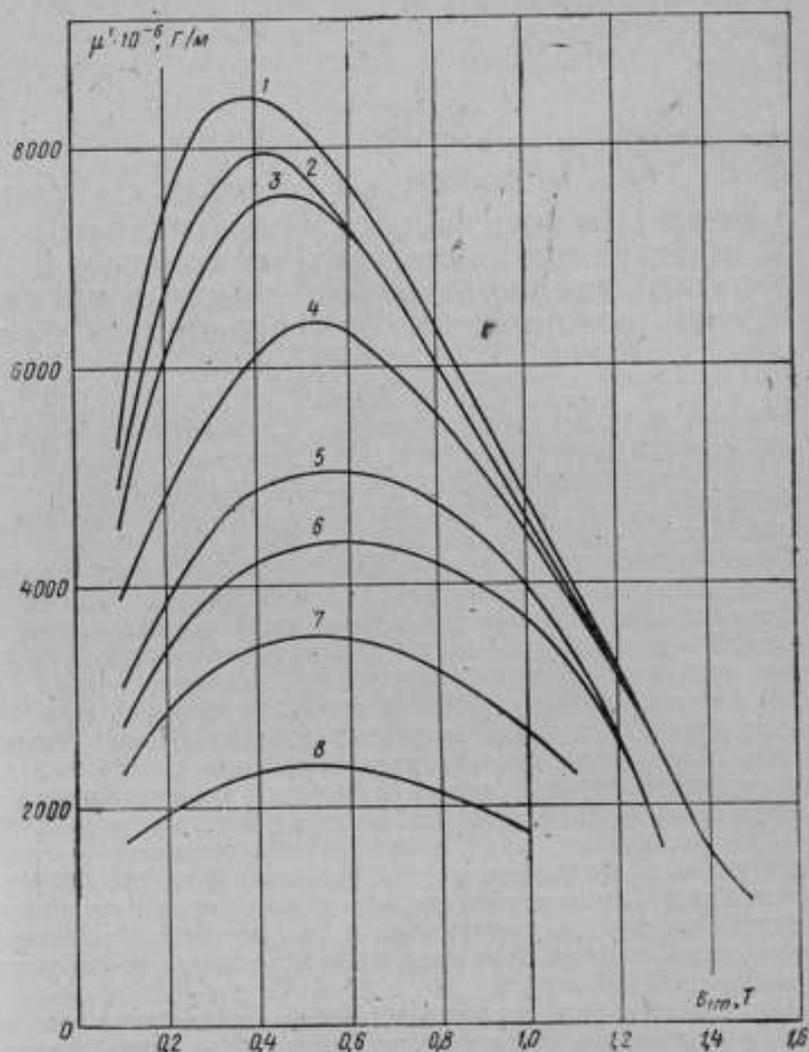


Рис. 8. Частотная зависимость проницаемости от амплитуды индукции при частоте:

1 — 50; 2 — 400; 3 — 800; 4 — 2400; 5 — 4700; 6 — 7100; 7 — 10000 и 8 — 19360 Гц

больших амплитудах индукции с подмагничиванием постоянным полем в диапазоне частот от 50 Гц до 20 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тарасов В. С. Основы теории и конструирования математических машин непрерывного действия. Изд. ЛПИ, вып. 1, 1961.
2. Electronics, 110, February 11, 1958.

УДК 681.84.083.82.002 : 621.318.13

С. Х. ГИРШОВИЧУС, Н. С. РОЗОВСКИЙ, Е. Б. СЕДОВА

ПРОБЛЕМЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ МАГНИТНЫХ ГОЛОВОК В ПРОЦЕССЕ ИХ ПООПЕРАЦИОННОГО ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПРИ КРУПНОСЕРИЙНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ

Магнитномягкие материалы широко применяются при изготовлении магнитных сердечников для самых разнообразных радио- и электротехнических изделий. В связи с этим особое значение приобретает качество магнитных материалов и его контроль.

Технологическому процессу производства большинства изделий из магнитномягких материалов свойственны операции, вызывающие значительные остаточные механические напряжения и в результате ухудшающие их магнитные свойства. В связи с этим возникает необходимость оценки магнитных свойств готовых изделий. Наиболее общими технологическими операциями для многих изделий из магнитномягких материалов можно считать склейку пластин и заливку сердечников компаундами (для герметизации, повышения механической прочности и виброустойчивости). Кроме того, реальные изделия используются в переменных магнитных полях, а некоторые, в частности, магнитные головки, при одновременном воздействии полей нескольких частот. Действующие нормативные документы предусматривают свойства материала, измеряемые на образцах тороидальной формы, лишь в постоянном магнитном поле, а также без учета механических воздействий.

Настоящая работа представляет собой исследование свойств высокопроницаемых магнитномягких материалов (типа пермаллоя и алфенола) в реальных условиях эксплуатации и определение способов измерения магнитных свойств деталей, имеющих разомкнутую форму.

Рассмотрим свойства одного из наиболее распространенных сплавов — пермаллоя марки 79НМ, определенные на тороидальных образцах толщиной около 2 мм, набранных из штампованных колец и прошедших технологическую обработку, аналогичную обработке пластин сердечников при сборке магнитных головок: высокотемпературный вакуумный отжиг, склейка пластин, заливка эпоксидными компаундами с последующей термической обработкой. Известно, что основной характеристикой ферромагнитных материалов в слабых периодических полях является комплексная магнитная проницаемость [1]

$$\tilde{\mu} = \mu' - j\mu'' \quad (1)$$

В нелинейной части кривой намагничивания основными параметрами сердечника являются полные потери и амплитудная магнитная проницаемость

$$\mu_{\sim} = \frac{B_m}{H_m} \quad (2)$$

Изучались частотные характеристики комплексной магнитной проницаемости образцов на разных стадиях обработки в звуковом диапазоне частот индукционным методом [2, 3]. Обычная схема измерений методом вольтметра-амперметра была дополнена приборами для определения угла потерь — усилителями и фазометром. С помощью фазометра непосредственно отсчитывался угол сдвига фазы φ между током в намагничивающей I и напряжением в измерительной II обмотках тороида T, связанный с углом потерь δ соотношением

$$\varphi = 90^\circ - \delta \quad (3)$$

Составляющие комплексной проницаемости равны

$$\mu' = \mu_{\sim} \sin \varphi = \mu_{\sim} \cos \delta$$

и

$$\mu'' = \mu_{\sim} \cos \varphi = \mu_{\sim} \sin \delta \quad (4)$$

Амплитудная проницаемость рассчитывалась по формуле (2), а B_m и H_m — по формулам, приведенным в работе [2]. Кроме того, в постоянных магнитных полях на баллистической установке БУ-3 исследовалось соответствие материалов характеристикам, нормированным в ГОСТ и ТУ.

Результаты измерений μ_{\sim} , μ' и μ'' , полученные в звуковом диапазоне частот на образцах непосредственно после вакуумного отжига, подтвердили известные положения о влиянии вихревых токов на магнитную проницаемость [4, 5].

С целью выяснения влияния клея и заливочного компаунда на магнитные свойства пермаллоя тороидальные пластины склеивались клеем ЭК-2, после чего заливались компаундом ЭПС-1 в специальном каркасе из электроизоляционного материала.

Размеры каркасов рассчитывались так, чтобы отношение объема смолы к объему материала в нем составляло примерно 8,

что соответствует отношению в реальных головках. Клей и заливочный компаунд изготавливались на основе эпоксидной смолы ЭД-5 с применением в качестве отвердителя полиэтилен-полиамина.

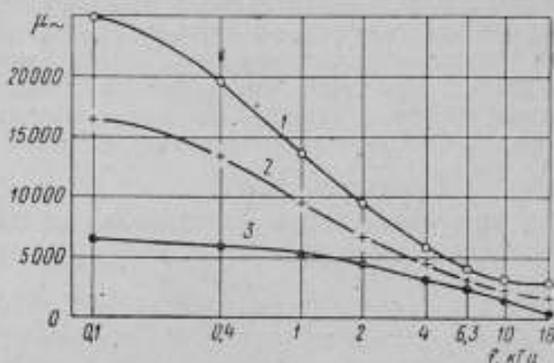


Рис. 1. Частотная характеристика амплитудной проницаемости образца из сплава 79НМ с толщиной пластин 0,2 мм:

1 — после отжига; 2 — после склейки; 3 — после заливки

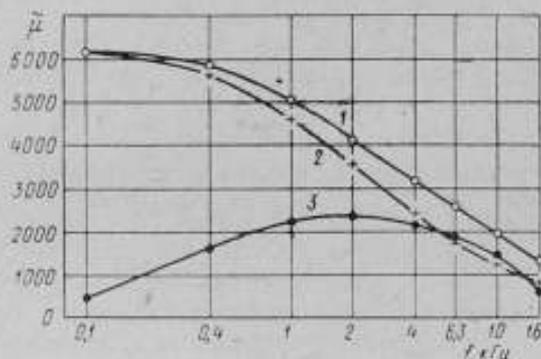


Рис. 2. Частотная характеристика комплексной магнитной проницаемости образца из сплава 79НМ с толщиной пластин 0,2 мм, прошедшего технологическую обработку:

1 — μ_{\sim} ; 2 — μ'' ; 3 — μ'

По описанной методике измерялись частотные характеристики комплексной магнитной проницаемости различных магнитно-мягких материалов до склейки, после нее и после заливки в поле напряженностью $H=0,079$ А/м (0,001 э). На рис. 1 показано возникновение значительных остаточных напряжений в пермаллоэ 79НМ толщиной 0,2 мм, вызываемых усадками эпоксидных

смола при полимеризации, и связанное с этим ухудшение магнитных свойств. Например, на частоте 100 Гц при склейке пластин проницаемость уменьшается в 1,5—2 раза, а при заливке — в 4—5 раз по сравнению с проницаемостью отожженного материала. На рис. 2 приведены кривые μ , μ' и μ'' тех же образцов. Торонды были склеены и залиты по принятой технологии. Как и следовало ожидать, кривые μ и μ' оказались более пологими по сравнению с теми же кривыми для отожженного материала, а максимум μ'' сдвинутым в сторону более высоких частот.

Как уже упоминалось, магнитные головки в режиме записи работают в комбинированных магнитных полях — звуковом диапазоне частот при наличии высокочастотного подмагничивания. Указанные характеристики материалов в этом режиме отличаются от характеристик материала, намагничиваемого полем одной частоты. Исследовалось влияние подмагничивания частотой 60 кГц на магнитную проницаемость пермаллоя во всем звуковом диапазоне частот на тех же торондальных образцах (склеенных и залитых), на которых изучались свойства материала в слабых полях индукционным методом. Ток намагничивания и э. д. с., индуцированная во вторичной обмотке, определялись избирательным вольтметром по 1-й гармонике наблюдаемой частоты. На частотах 0,4; 1; 12,5 и 16 кГц снимались зависимости амплитудной проницаемости μ от индукции B_m при разных индукциях подмагничивания, соответствовавших режиму работы реальных головок.

Анализ экспериментальных данных показал, что с повышением индукции высокочастотного поля увеличивается проницаемость материала на основной частоте. Так для наиболее часто встречающегося в условиях магнитных головок сочетания $B_m = 0,01$ Т, $B_{подм} = 0,1$ Т μ возрастает в 1,5—1,3 раза (на нижних и верхних частотах звукового диапазона соответственно).

Необходимо отметить, что все данные усреднены примерно по 10 образцам.

В ходе подготовки большого количества образцов к измерениям, потребовавшей их одновременного отжига, была проведена статистическая обработка результатов измерений амплитудной магнитной проницаемости. На специальных оправках, во избежание коробления пластин при отжиге, были отожжены две партии пермаллоя марки 79НМ толщиной проката 0,2 мм одной плавки: одна состояла из 360 колец, т. е. из 36 образцов, а вторая из 1280 пластин, т. е. из 128 образцов. Измерения показали значительный разброс по величине, но не обнаружили заметной связи его с расположением пластин на оправках во время отжига. Для выяснения закономерностей разброса для каждой партии были построены гистограммы распределения μ и вычислены выборочное нормированное среднее абсолютное отклонение d и выборочный коэффициент асимметрии g_1 . Расчеты по мето-

дике [6] показали близость распределения к нормальному закону.

Для оценки относительного рассеяния проницаемости использовался выборочный коэффициент вариации [6, 7] v_{μ} , равный отношению среднего квадратичного отклонения s_{μ} к среднему арифметическому значению $\bar{\mu}$

$$v_{\mu} = \frac{s_{\mu}}{\bar{\mu}} 100\% . \quad (5)$$

Значительная величина коэффициента вариации (6—11%) проницаемости образцов, подвергавшихся отжигу в одинаковых условиях, свидетельствует о неоднородности материала, из которого они были изготовлены.

Чтобы устранить влияние начального разброса проницаемости на окончательные результаты, для склейки были отобраны образцы с $\mu_{100 \text{ Гц}} = 30\,000\text{—}37\,500$. Несмотря на то, что склейка производилась в одинаковых условиях (в специальном приспособлении с удельным давлением $0,8 \text{ кг/см}^2$, одним и тем же клеем, с выдержкой при $t = 110^{\circ}\text{C}$ в течение 1 ч), был обнаружен значительный разброс по величине проницаемости склеенных образцов (коэффициент вариации 11%). Это можно объяснить как различной восприимчивостью материала (ввиду его неоднородности) к одним и тем же механическим воздействиям, так и разбросом свойств самого склеивающего компаунда.

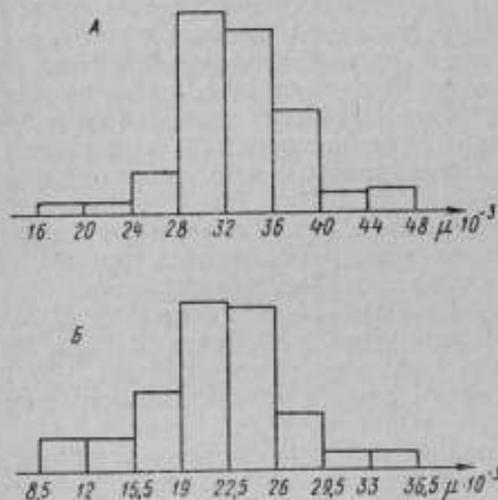


Рис. 3. Гистограммы распределения по проницаемости одиночных колец (А) и партии образцов (Б) из пермаллоя

Для более детального изучения разброса была измерена магнитная проницаемость одиночных колец. В качестве примера на рис. 3 приведены гистограммы распределения μ двух партий пермаллоя, измеренных на $f = 100 \text{ Гц}$ в поле с $H = 0,4 \text{ А/м}$. Проведенные расчеты показали, что закон распределения близок к нормальному. При этом отмечался рост (до 2,5 раза) коэффициента вариации относительно этой характеристики для образцов, состоящих из 10 пластин.

Таким образом, видно, что технические плавки материала

могут быть как достаточно однородными (например, партия А), так и иметь значительный разброс.

Полученные результаты свидетельствуют о необходимости оперативного пооперационного контроля с целью отбраковки пластин и склеенных пакетов с крайними значениями проницаемости, что позволит уменьшить разброс параметров в готовых изделиях.

В связи с некоторыми трудностями массовых измерений магнитных свойств на торондальных образцах и с целью выяснения возможностей определения магнитных свойств реальных разомкнутых элементов магнитопровода представляет интерес исследование прямоугольных стержневых образцов.

Остановимся на определении свойств прямоугольных стержневых образцов (на постоянном токе) посредством коэффициента размагничивания.

Для незамкнутых стержней проницаемость материала образца составит [2]

$$\mu = \frac{\mu_r(4\pi - N)}{4\pi - N\mu_r} \quad (6)$$

где μ_r — магнитная проницаемость, измеренная на стержне;
 N — коэффициент размагничивания.

Измерения N производились двумя методами. В методе сравнения используются стержень и тороид, изготовленные из материала с одинаковыми магнитными свойствами. Путем измерения на стержне определяется μ_r , на тороиде — μ . Подставив полученные значения в (6), можно определить N . Предположим в первом приближении, что при небольших колебаниях μ , определяемых разбросом материала, коэффициент размагничивания остается постоянным. Тогда правомерно использование N для определения магнитных свойств материала стержней с теми же геометрическими размерами.

Однако, как показывает анализ (6), погрешность определения μ превышает 100% при значениях $\mu_r = 700$ и $N = 0,02$ (размеры стержня $140 \times 10 \times 1$ мм³), а погрешность их измерения составляет около 10%. Погрешность определения μ может быть уменьшена при значительном увеличении отношения длины стержня к его поперечному сечению, что, однако, неприемлемо для практических целей. Это справедливо также в случае определения N методом идеального (безгистерезисного) намагничивания [2, 3, 8], поскольку по точности этот метод равноценен предыдущему. Последнее было подтверждено измерениями на стержнях, для которых

$$\lambda = \frac{l}{V_s} \leq 500,$$

где l и s — соответственно длина и поперечное сечение стержня.

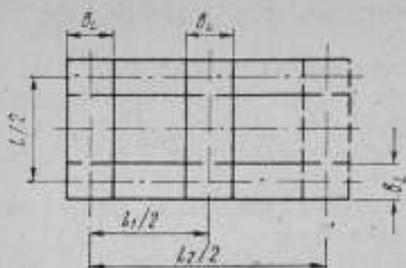


Рис. 4. Магнитная цепь пермеаметра

В связи с недостатками предыдущего метода были проведены работы по измерению в пермеамetre с подвижным ярмом [2] магнитных свойств образцов в форме прямоугольных полос на постоянном и переменном токе.

Магнитная цепь пермеаметра приведена на рис. 4. Одно из положений подвижного ярма показано пунктиром. Обозначения l относятся к образцам, L — к ярмам.

Проницаемость материала образцов, согласно [2], равна

$$\mu = \frac{B}{\frac{F_2 - F_1}{l_2 - l_1}}, \quad (7)$$

где B — индукция в образце;

F_1 — м.д.с. намагничивающей обмотки, соответствующая основному положению подвижного ярма;

F_2 — м.д.с. намагничивающей обмотки, соответствующая второму положению подвижного ярма.

Погрешность определения магнитной проницаемости, согласно [7], равна

$$\delta\mu = \delta B + \frac{2\Delta l}{l_2 - l_1} + \frac{\Delta F_1 + \Delta F_2}{F_2 - F_1}, \quad (8)$$

где Δ и δ — соответственно абсолютная и относительная погрешность величин.

Формула (8) дает максимальное значение $\delta\mu$. При измерениях можно непосредственно определять длину $l_2 - l_1$. При этом отпадает коэффициент 2 во втором члене и формула (8) принимает вид

$$\delta\mu = \delta B + \frac{\Delta l}{l_2 - l_1} + \frac{(F_1 + F_2) \delta F}{F_2 - F_1}. \quad (9)$$

Однако в таком виде формула не пригодна для выбора размеров магнитной цепи. Выразим м. д. с. через магнитный поток Φ и магнитные сопротивления участков цепи R_m по формуле $F = \Phi \Sigma R_m$, а магнитные сопротивления — через геометрические размеры и проницаемость соответствующих участков. После преобразований из (9) получим

$$\delta\mu = \delta B + \frac{\Delta l}{l_2 - l_1} + \left[1 + \frac{2 \left(l_1 + \frac{\mu_{01} l_1 L}{\mu_L \sigma_L t_L} + \frac{\mu_{02} l_1}{\sigma_L} \right)}{l_2 - l_1} \right] \delta F, \quad (10)$$

где l_1 — толщина образца;
 l_L — толщина ярма;
 μ_L — проницаемость материала ярма;
 l_3 — суммарная длина воздушных зазоров на стыках участков магнитной цепи.

Рассмотрение формулы (10) позволяет определить условия получения минимальной $\delta\mu$, а именно: величины l_2 , μ_L , σ_L и t_L должны быть максимальны, а l_1 , σ_1 , L , l_3 и t_1 — минимальны.

Геометрические размеры отдельных участков пермеаметра, как видно из рис. 4, связаны ограничениями

$$l_1 > 2\sigma_L \text{ и } L > 2\sigma_1. \quad (11)$$

Формула (10) с учетом условий (1), (2) и (11) позволяет определить необходимые размеры пермеаметра в каждом конкретном случае.

Аналогичные результаты могут быть получены для стержневой иной формы.

Приведем пример расчета пермеаметра при следующих исходных данных: $\delta F = \delta J = 1,5 \cdot 10^{-2}$; $\delta B = 3 \cdot 10^{-2}$; $\Delta l = 1$ мм; $\mu_L = \mu \leq 4 \cdot 10^4$; $\sigma_1 = \sigma_L = 35$ мм; $t_1 = t_L = 0,2$ мм; $\delta\mu \leq 15 \cdot 10^{-2}$.

Дополнительно было принято, что в местах стыка элементов магнитопровода при отсутствии шлифовки и небольшом сжатии паразитный воздушный зазор не превышает 0,05 мм. Поскольку имеется четыре таких последовательно включенных зазора, то $l_3 = 0,2$ мм. На основании условий (11) с учетом необходимости размещения обмоток было принято $L = 130$ мм и $l_1 = 210$ мм.

Из формулы (11) получим

$$l_2 = l_1 + \frac{\Delta l + 2 \left(l_1 + \frac{\mu \sigma_1 t_1 L}{\mu_L \sigma_L t_L} + \frac{\mu l_3 t_1}{\sigma_L} \right) \delta F}{\delta\mu - \delta B - \delta F}$$

Подставляя численные значения, получаем $l_2 = 340$ мм. В экспериментальном пермеаметре $l_2 = 330$ мм. Для изготовления пермеаметра была выбрана партия пермаллоя, обеспечивающая допустимый разброс магнитных свойств (с коэффициентом вариации по одиночным кольцам до 15%). Результаты измерений начальной магнитной проницаемости сравнивались со свойствами торондальных образцов из того же материала. Результаты приведены в таблице.

Как видно из таблицы, результаты измерений подтверждают возможность применения пермеаметра. Достоинствами пермеаметра являются просто-

Вид образцов	Частота, Гц	
	0	100
полосы	29 000	24 000
тороиды	31 000	27 000

та измерений, достаточная точность, небольшие размеры образцов. Отметим, что размеры его могут быть заметно уменьшены без ухудшения точности измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аркадьев В. К. Электромагнитные процессы в металлах. ОНТИ, ч. I — 1935, ч. II — 1936.
2. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов. Госэнергоиздат, 1962.
3. Подиванов К. М. Ферромагнетики. Госэнергоиздат, 1957.
4. Гурвич Е. И., Кондорский Е. И., Попова В. П. Прецизионные силы. Металлургиздат, вып. 15, 1956.
5. Справочник по электротехническим материалам. Т. II, ч. I, Госэнергоиздат, 1962.
6. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. Изд-во «Наука», 1965.
7. Смирнов Н. В., Душин-Барковский И. В. Курс теории вероятностей и математической статистики. «Наука», 1965.
8. Розенблат М. А. ЖТФ, т. XXIV, вып. 4, 1954.

УДК 621.318.134

А. П. ВИКУЛОВ

ПРИБОРЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАРГАНЕЦ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ

Повышение качества и однородности свойств ферритовых магнитопроводов, выпускаемых различными предприятиями страны, непосредственно связано с разработкой и стандартизацией прогрессивных методов и средств испытаний, необходимых в лабораторных исследованиях, технологическом и выходном контроле.

В настоящее время в производстве ферритовых изделий, предназначенных для работы в слабых синусоидальных полях [1], на контрольных операциях занято свыше тридцати типов нестандартной аппаратуры и приборов общего применения. Для разбраковки по проницаемости и потерям применяют серийные измерители добротности, нестандартные приборы (ПРК, ПРС, ПРФ-1, ПРФК), автоматические раскалибраторы (СФК-1, АРФК-2, АРФИ-1, 103-Ф) и др.

В большинстве этих приборов использован резонансный метод измерений в различных модификациях: метод куметра, генераторный, измерение параметров контура, питаемого частотно-модулированным напряжением, и пр., а также метод вольтметра — амперметра. Для измерения температурных харак-

теристик используют приборы Е12-1, ТК μ -1, установки, У5-2, УИФМ-1, собранные из стандартных узлов отечественного и иногда зарубежного производства. В исследованиях и разработках применяют измерительные установки УИММ-2 [2], УИМ-1 [3], УВИМ-1 [4] и специальную аппаратуру [1]. В этих приборах основными являются мостовые измерительные цепи.

С помощью названной аппаратуры не во всех случаях удается обеспечить измерение основных параметров на образцах нормализованного ряда типоразмеров в условиях, определяемых свойствами магнитопроводов и оговариваемых в Технических условиях и других нормативных документах. Это приводит к несоблюдению единства методики испытаний и плохой сопоставимости результатов измерения, усугубляемых применением разнотипной аппаратуры, не обеспеченной едиными средствами проверки. Необходимость использовать в качестве намагничивающей цепи многовитковую обмотку и двухконтурные переметры [5] существенно снижает производительность испытаний и лишает возможности обеспечить 100% контроль больших партий магнитопроводов.

В связи с назревшей потребностью в стандартизации методов и средств испытания ферритовых материалов и магнитопроводов на их основе была проведена работа, в результате которой создан ряд приборов, предназначенных для определения основных параметров ферритов марганец-цинковой группы [1] с разъемными одновитковыми намагничивающими цепями (держателями) и для измерения катушек с ферритовыми магнитопроводами. Ниже рассматриваются схемы этих приборов и технические характеристики, сведенные в табл. 1.

При определении начальной магнитной проницаемости μ_0 с использованием одновитковых держателей рамочного или коаксиального типов измеряемые приращения индуктивности держателя лежат обычно в пределах 10^{-10} — 10^{-8} Г. Для измерения индуктивностей такого порядка служат приборы Э7-1 [6], ЭМ18-2, Э8-1 и ЭМ18-3. В основу первых двух приборов положены схемы мостов [7, 8] с трансформаторным компаратором токов в цепи индикатора, обладающие рядом положительных качеств [9], в наибольшей степени отвечающих требованиям методики испытаний ферритов при одновитковом способе возбуждения (намагничивания). Измерительная схема прибора ЭМ18-2 представлена на рис. 1.

Уравнения для подсчета сопротивления R_x и индуктивности L_x магнитопровода имеют вид

$$R_x = R_{01} R_3 \omega_1 (\alpha - \alpha_0) / R_1 \omega_3;$$

$$L_x = R_{02} R_3 \omega_1 (\beta - \beta_0) / \omega_3.$$

$$\text{при } \alpha_0 = R_1 \omega_2 / R_{12} \omega_1; \quad \beta_0 = C_{21} \omega_1 / C_2 \omega_2.$$

$$R_1 \gg R_{01}; \quad 1 \gg \omega C_2 R_{02}; \quad R_3 \gg |Z_x|,$$

Таблица 1

Технические данные приборов для измерения основных характеристик ферритовых материалов и катушек с ферритовыми магнитопроводами

Прибор и его тип	Определяемые электромгнитные параметры	Измеряемые величины	Погрешность измерения, %	Диапазон частот, МГц	Пределы измерения тока (напряжения) через измерительный объект	Погрешность измерения тока (напряжения), %
Измеритель малых индуктивностей, низкочастотный, ЭМ18-2	A_L, L, μ_n, μ	$L=0,001 \text{ мкГ} - 10,5 \text{ мГ}$ $R=0,0001 - 1050 \text{ Ом}$	± 1 ± 2	10 (для $L \ll 10^{-5} \text{ Г}$) $L > 10^{-5} \text{ Г}$	1—100 мА	± 5
Измеритель индуктивностей, низкочастотный, ЭМ18-3	$A_L, \Delta A_L, L, \Delta L/L, \mu_n, \alpha_n$	$L=0,001 \text{ мкГ} - 10,5 \text{ мГ}$ $R=0,0001 - 1050 \text{ Ом}$ $\alpha/L = \pm 5 \text{ н} \pm 20\%$ $L=0,01 \text{ мкГ} - 10 \text{ мГ}$ $R=0,0001 - 100 \text{ Ом}$	$\pm 2,5$ ± 5 $\pm (5-10)$ ± 1 ± 2	10 1	10—300 мВ 5 мА (фиксированный)	± 5 ± 3
Измеритель малых индуктивностей, низкочастотный, ЭВ-1	$A_L, \Delta A_L, \Delta L/L, \mu_n$	$L=0,01 \text{ мкГ} - 10 \text{ мГ}$ $R=0,0001 - 10^5 \text{ Ом}$ $\Delta L/L = \pm 20\%$	$\pm 2,5$ ± 5 ± 5	10	20 мкА—10 мА (в зависимости от напряжения внешнего генератора на входе моста) Не более 2 мА	± 5
Прибор для процентной разбраковки катушек по значению коэффициента индуктивности ЭП8-5	$A_L, \Delta A_L/A_L, \alpha_n$	$A_L=0,033 - 30 \text{ мкГ}$ $\Delta A_L/A_L = \pm 10 \text{ н} \pm 20\%$	± 2 $\pm (2,5-5)$	10		± 3
Установка для измерения коэффициента деэквотомации, ЭМ5-3	$D, DF, \Delta A_L/A_L$	$A_L=0,033 - 30 \text{ мкГ}$ $\Delta A_L/A_L = \pm 10 \text{ н} \pm 20\%$	$\pm 2,5$ $\pm (2,5-5)$	Различные, ток, $f=50 \text{ Гц}$, измерение на $f=10 \text{ кГц}$	$I_{\text{изм.}} = 2 \text{ мА}$ $I_{\text{разм.}} = 1 - 100 \text{ А}$	± 3 ± 10
Измеритель полных сопротивлений, ЭМ18-5	$\text{tg} \delta, \mu$	L и $C_{\text{вн}} \text{ от } 100 \text{ до } 111 \cdot 100 \text{ пФ}$ $R=0,1 - 1100 \text{ Ом}$	± 2 ± 5	30 кГц 100 кГц 1000 кГц	0,3—40 мА	± 5

где ω_1, ω_2 и ω_3 — число витков обмоток трансформатора Tr ;
 α и β — коэффициенты деления напряжения.

В приборах Э8-1 и ЭМ18-3 в основу положена схема моста повышенной чувствительности. Это позволяет применять их для измерения коэффициента индуктивности L_x микроминиатюрных ферритовых сердечников, ТК μ и параметров катушек индуктивности с малогабаритными магнитопроводами в малосигнальных режимах при токах возбуждения порядка десятков микроампер.

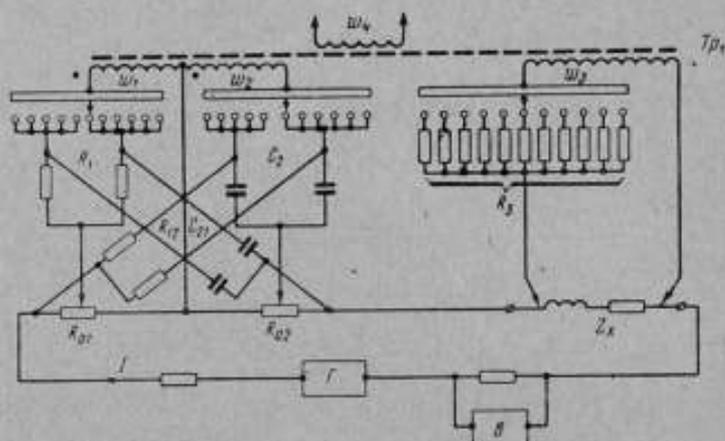


Рис. 1. Принципиальная схема моста измерителя малых индуктивностей, низкочастотного, типа ЭМ18-2

Измерительная схема прибора ЭМ18-3 представлена на рис. 2. Элементы ее выбраны из условий

$$R_0 \gg R_8 + R_{10}; \quad 1 \gg \omega C(R_4 + R_{10} + R_{11} + R_{12});$$

$$R_7 \gg |Z_x|; \quad \omega L_1 \gg |Z_x|,$$

позволяющих обеспечить четырехзажимное подключение неизвестного Z_x и исключить влияние нестабильности сопротивлений контактов и соединительных проводников. Повышение чувствительности достигается уравновешиванием напряжения на неизвестном Z_x трансформированного в цепь индикаторной диагонали моста.

Измеряемые величины отсчитывают по шкалам струнных реохордов R_8 и R_4 , градуированных в соответствии с уравнениями

$$R_x = \beta(R + R_{12}) R_7 \omega_1 / R_8 \omega_2,$$

$$L_x = \alpha(R + R_{12}/2) C R_7 \omega_1 / \omega_2.$$

Пределы измерения L_x и R_x изменяют переключением сопротивлений R_7 и витков трансформатора Tr . Перемещением движ-

Мост уравновешен по реактивной составляющей для номинального значения $A_{Lном}$ образца Φ . Напряжение неравновесия ΔU_3 , вызываемое отклонением A_L от $A_{Lном}$, усиливают и измеряют после синхронного детектирования, исключая действие активной составляющей комплексного сопротивления образца и держателя.

Сопротивление R_1 и индуктивность L первичной обмотки трансформатора Tr_1 выбирают согласно условию

$$R_1 \gg |Z_c|; \quad \omega L \gg |Z_c|.$$

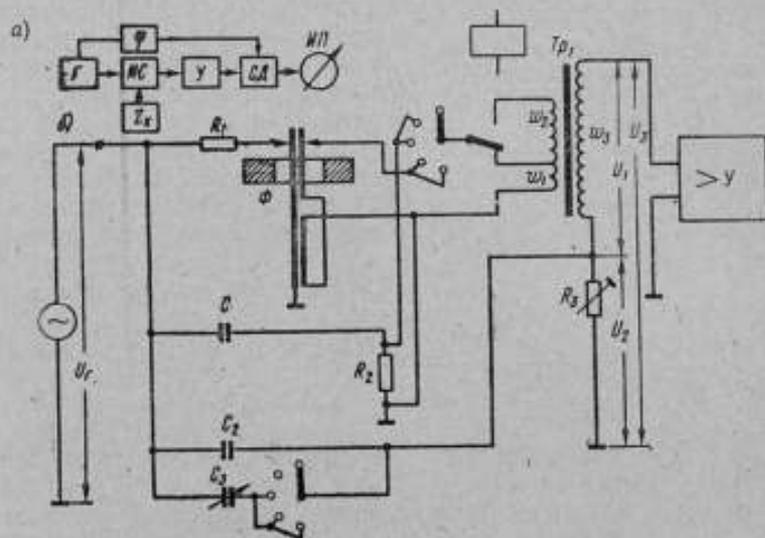


Рис. 3. Блок-схема (а) и измерительная схема (б) прибора для процентной разбраковки кольцевых ферритовых сердечников типа ЭП8-5

G — генератор; NC — измерительная схема; Y — усилитель; SD — синхронный детектор; Z_c — измеряемый объект (образец Φ); $ИП$ — измерительный прибор; Φ — фазосдвигающая цепь.

Шкала стрелочного прибора градуирована в соответствии с уравнением

$$\delta A_L = \frac{A_L - A_{Lном}}{A_{Lном}} = \frac{k \Delta U_3}{\omega C_2 R_3 U_f},$$

где k — коэффициент передачи усилительного тракта.

Диапазон $A_{Lном} = (0,033 + 30) \text{ мкГ}$ перекрывается переключением сопротивлений R_1 . Между смежными величинами R_1 значение $A_{Lном}$ изменяют через 1% в пределах 0—12% переключением конденсаторов C_3 . Цепь $C_3 R_2$ — калибровочная и служит для проверки усилительного тракта.

Для определения коэффициента дезаккомодации DF [1] марганец-цинковых ферритов разработана установка ЭМ5-3, блок-схема которой представлена на рис. 4. Размагничивают испытуемый образец (подвергают «магнитной встряске») с помощью блока размагничивания током частоты 50 Гц с линейно убывающей амплитудой от значений,

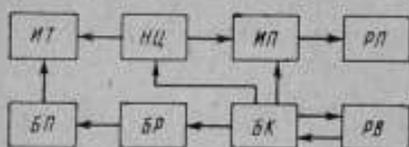


Рис. 4. Функциональная схема установки для измерения коэффициента дезаккомодации, типа ЭМ5-3

ИТ — измеритель тока размагничивания; ИЦ — двухконтурная разъемная намагничивающая цепь (держатель) типа ЭМ17; ИП — прибор ЭП8-5Б; БП — блок питания; БР — блок размагничивания; БК — блок коммутации; РВ — реле времени

соответствующих B_S , до значения, не превышающего $0,1B_S$. Максимальный ток не превышает 100 А. Время размагничивания ≈ 5 с. Для измерений изменений A_L применен прибор ЭП8-5Б (модернизированный вариант ЭП8-5), а для регистрации результатов служит электронный потенциометр ЭПП-09-3М. Взаимодействие узлов установки осуществляется через блок коммутации.

Значение коэффициента дезаккомодации находят по формуле

$$DF = \frac{k'(\alpha_1 - \alpha_2)}{BA_{L \text{ ном}} \left[100 + \frac{(\Pi + k'\alpha_1)^2}{100} + 2(\Pi + k'\alpha_1) \right]}$$

где k' — число делений картограммы, соответствующее $\alpha = 1$;

α_1 и α_2 — отсчеты по картограмме электронного потенциометра в моменты $t_1 = 30$ с и $t_2 = 300$ с соответственно;

$\Pi = (0 \pm 12)\%$ — определяется значением C_3 (рис. 3);

$$B = 10^5 / 4,6h \lg D, d;$$

D, d, h — размеры образца кольцевой формы.

Измерение сопротивления потерь марганец-цинковых материалов обеспечивает прибор ЭМ18-5, в основу которого положена схема резонансного моста (рис. 5) [10].

В приборе использованы: конденсаторы $C_3 - C_{32}$, емкость которых меняется в пределах $10^2 - 10^5$ пФ, воздушный конденсатор C_1 переменной емкости 20—120 пФ; конденсаторы $C_{33} - C_{37}$ типа СГМ (100, 1000, 10 000 и 100 000 пФ), воздушный конденсатор C_{35} типа 134 и резисторы $R_1 + R_2 = 100$ Ом типа БЛП.

Параметры образца определяют из уравнений

$$L_x = 1/\omega^2 C_1';$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = (R_1 + R_2) \omega C_1' \frac{C_2}{C_3} - R_0.$$

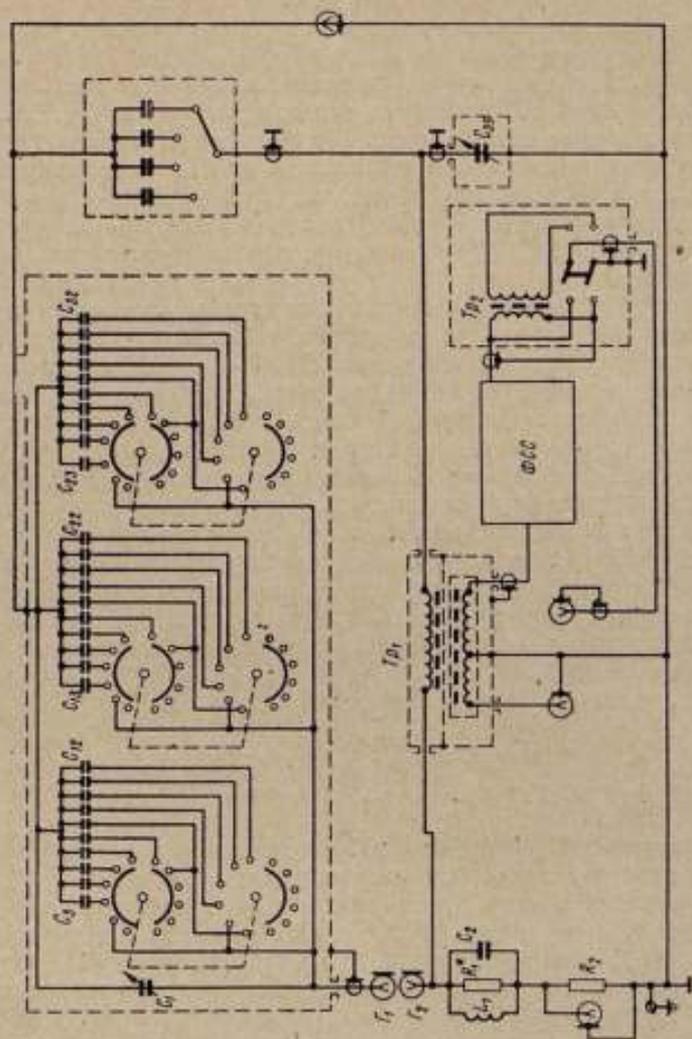


Рис. 5. Принципиальная схема моста измерителя полных сопротивлений типа ЭМ18-5
 $\Phi С С$ — фильтры сосредоточенной селекции.

где R_0 — сопротивление обмотки постоянному току;
 C_1 — емкость магазина $C_1, C_3 — C_{12}$;
 C_2 и C_3 — емкости конденсаторов C_{35} и $C_{33} — C_{37}$ соответственно.

В приборе предусмотрены меры для поддержания проходящего через обмотку образца тока на заданном уровне, устанавливаемом до уравнивания.

Рассмотренная аппаратура выполнена в виде настольных переносных приборов. Исключение составляет установка ЭМ5-3, оформленная в виде стойки-бюро. В приборе ЭМ18-5 генератор, индикатор и измеритель тока выполнены на лампах и встроены в общий кожух. В остальных приборах электроника — на транзисторах, конструкция — блочная, монтаж блоков — печатный. В приборах ЭМ18-2 и ЭМ18-3 нет регулировки чувствительности нуль-индикаторов.

Все приборы, кроме ЭМ18-5, при измерении основных параметров магнитопроводов используют в комплекте с одновитковыми двухконтурными держателями ЭМ17-5 и ЭМ17-6, электрическая схема которых показана на рис. 3. Применение таких держателей позволяет скомпенсировать сигнал, обусловленный действием их собственных параметров, и обеспечить непосредственный отсчет индуктивности, численно равной коэффициенту индуктивности собственно испытуемого магнитопровода. Прибор ЭМ18-2 можно использовать в сочетании с одноконтурным держателем. При этом действие собственных параметров держателя может быть нейтрализовано с помощью элементов юстировки нулей или, как это сделано в приборе Э7-1, введением вспомогательной обмотки [8] и выполнением держателя из двух идентичных частей [6].

Проницаемость μ' рассчитывают по формуле

$$L_{изм} = A_L = (\mu' - 1) L_0,$$

где $L_0 = 4,6h \lg D/d \cdot 10^{-9}$ Г.

При измерении ТК μ прибор ЭМ18-3 используют в комплекте со специальной кассетой и термокриостатом У2-1.

Для настройки и калибровки описанных выше приборов были разработаны меры индуктивности коаксиальной конструкции, схематично изображенные на рис. 6. На рисунке показаны четыре меры, собранные в блок, который устанавливают на коаксиальную подставку (не показана), подключаемую к поверяемому прибору. В качестве подставки обычно используют держатель коаксиального типа, применяемый для испытания образцов, диаметр которого выбирают равным диаметру мер. В центральной части корпуса 1 меры с помощью шайб 3 из полистирола укреплены стержни 2, являющиеся внутренними проводниками. Каждую шайбу 3 фиксируют в корпусе 1 двумя стопорными винта-

ми 4. В нижней и верхней частях корпуса 1 имеется резьба для соединения секций мер с держателем-подставкой и между собой.

На верхнюю секцию навинчивают закорачивающее устройство, состоящее из крышки 5, мембраны 6, прижимаемой кулачком 7 к стержням 2, которые для обеспечения надежного контакта могут свободно перемещаться вдоль оси в центральных отверстиях шайб 3.

Значение индуктивности мер определено расчетом по формулам для бесконечно длинной линии [11]. Влияние краевого эффекта не учитывалось, поскольку при использовании мер применяется закорачивающее устройство, аналогичное закорачивающему устройству держателя, которое при стыковке мер лишь меняет положение, сохраняя постоянным распределение поля на конце меры. Это обеспечивает также хорошее суммирование значений индуктивности при сборке мер в блок. Изготовленный комплект позволяет набирать значения индуктивности примерно до 1 мкГ через 0,01 мкГ. Меры использовались для калибровки нижнего диапазона приборов Э7-1 и Э8-1, первый из которых прошел проверку в лаборатории электрических измерений ВНИИМ и показал хорошие результаты (класс 1). При сличении этих мер с разработанными позднее в НГИМИП мерами КИДО-1 расхождений по индуктивности не обнаружено.

Разработанная аппаратура отвечает современным требованиям ферритовой промышленности и удовлетворяет условиям, предъявляемым к приборам II группы ГОСТ 9763-67.

Применение приборов для измерения основных характеристик ферритов (μ_n , ТК μ или α_d и DF) в сочетании с одно-

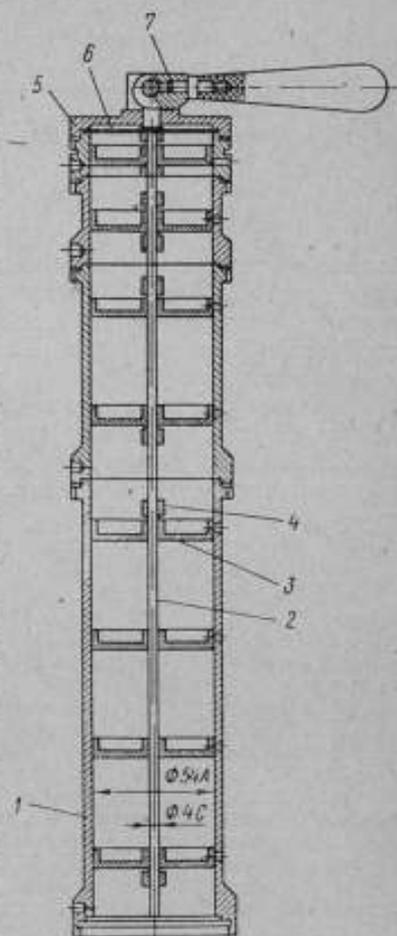


Рис. 6. Мера индуктивности коаксиальная

Блок собран из секций. Диаметры корпуса: внешний 62—0,06 мм, внутренний 54^{+0,03} мм, диаметр центрального проводника 3,8—6,02 мм

1 — корпус; 2 — стержни; 3 — шайбы; 4 — стопорный винт; 5 — крышка; 6 — мембрана; 7 — кулачок.

Технические данные мер индуктивности

Номер секции	Длина секции, мм	Индуктивность секции мер $\times 10^6$ -Г при частоте, кГц		
		1	100	1000
1-9	192 \pm 0,03	112,9	104,2	102,5
10	96 \pm 0,03	56,45	52,1	51,24
11	38,4 \pm 0,03	22,58	20,84	20,5
13	19,2 \pm 0,03	11,29	10,42	10,25

витковыми держателями повышает точность контроля, обеспечивает единство методики испытаний и высокую производительность измерений, что является основой повышения однородности свойств ферритовых изделий, стандартизации и автоматизации измерительных операций.

Конструкция расчетных мер индуктивности малых значений и способ их применения при калибровке свободны от ошибок подключения и могут быть положены в основу при разработке мер промышленного значения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шольц Н. Н., Пискарев К. А. Ферриты для радиочастот. «Энергия», 1966.
2. Чернышева Н. Г. Установка для испытания образцов ферромагнитных материалов в диапазоне частот 20 кГц+1 мГц. Труды институтов Госкомитета, вып. 43(103), Стандартгиз, 1960.
3. Зорин Д. И., Иванова Л. Ф., Чернышева Н. Г., Шрамков Е. Г. Резонансный мост для определения магнитных характеристик высокочастотных магнитомягких материалов. Труды институтов Госкомитета, вып. 79(139), Стандартгиз, 1965.
4. Зорин Д. И., Иванова Л. Ф., Чернышева Н. Г. Измерительная установка по схеме моста переменного тока со взаимной индуктивностью для определения проницаемости и коэффициентов потерь. Труды институтов Госкомитета, вып. 79(139), Стандартгиз, 1965.
5. Грохольский А. Л., Кугаевский А. Ф. Определение магнитной проницаемости и угла потерь ферромагнетиков куметром. «Заводская лаборатория», 1963, № 9.
6. Викулов А. П., Фролов А. М. Измеритель малых индуктивностей. «Измерительная техника», 1968, № 5.
7. Викулов А. П., Ларионов Л. В. Устройство для измерения комплексных сопротивлений. Авторское свидетельство № 154603, «Бюлл. изобр.», 1963, № 10.
8. Викулов А. П., Ларионов Л. В., Ковыгин В. Н. Устройство для измерения комплексных сопротивлений. Авт. свид. № 193612, «Бюлл. изобр.», 1967, № 7.
9. Викулов А. П., Матвеев Г. А., Нагорная М. М. Сравнительная оценка некоторых трансформаторных мостов для измерения основных параметров ферритов. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97(157), Стандартгиз, 1968.
10. Sinclair D. Proc. IRE, 1940, № 11, p. 497.
11. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Госэнергоиздат, 1955.

НЕКОТОРЫЕ СООБРАЖЕНИЯ О ВЫБОРЕ ХАРАКТЕРИСТИК И УСТАНОВОК ДЛЯ ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ КОНТРОЛЕ МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ ИЗДЕЛИЙ ИЗ ФЕРРИТОВ В МАССОВОМ ПРОИЗВОДСТВЕ

Выпускаемые отечественной промышленностью ферриты и различные сердечники из них имеют весьма большой разброс параметров как от партии к партии, так и внутри них. Это приводит к необходимости разработать и внедрить в производство технические средства для осуществления 100% контроля магнитных свойств изделий из ферритов.

Разработка сердечников из ферритов на группы позволит в настоящее время оптимально использовать их, а в будущем — решить задачу производства ферритов и сердечников из них с заранее заданными магнитными свойствами. Для случая импульсного намагничивания сердечников эта задача в значительной степени решена [1—4], тогда как для режима намагничивания гармоническими сигналами звуковых и сверхзвуковых частот — не решена совершенно. Для ее решения необходимо следующее:

1) выбрать контролируемые параметры, наиболее полно отражающие магнитные свойства проверяемых сердечников;

2) выбрать из существующих или разработать принципиально новые:

а) методы контроля и функциональные схемы контролирующей установки;

б) отдельные узлы контролирующей установки, определяющие такие основные ее параметры, как чувствительность, разрешающая способность, быстродействие.

Рассмотрим пути решения этих вопросов для наиболее распространенных типов сердечников из ферритов — кольцевых и броневых.

При технологическом контроле магнитных свойств кольцевых и броневых сердечников из ферритов в диапазонах звуковых и сверхзвуковых частот подлежат определению такие магнитные параметры, как начальная магнитная проницаемость μ_n и тангенс угла магнитных потерь $\operatorname{tg} \delta$ или относительный тангенс угла магнитных потерь $\operatorname{tg} \delta / \mu_n$ [5—8]. Эти магнитные параметры определяют при заданных значениях напряженности намагничивающего поля H_m .

Для повышения производительности контроля в качестве первичного преобразователя установок технологического контроля магнитных параметров кольцевых и броневых сердечников

из ферритов используют одновитковое намагничивающее устройство [9].

Поскольку собственное активное сопротивление и поток рассеяния одновиткового устройства постоянны, то, исключая их из рассмотрения, упрощенную эквивалентную схему этого первичного преобразователя можно представить в виде последовательного соединения активного r_n и реактивного x_n магнитных сопротивлений, вносимых поверяемым сердечником.

Пересчитывая эту эквивалентную схему [10] к аналогичной ей, но составленной из электрических сопротивлений r и x , несложно выразить индуктивность одновиткового устройства в виде

$$L = \frac{\mu_n S_{\text{ср}}^2}{l_{\text{ср}}} \cos \delta, \quad (1)$$

где μ_n , S и $l_{\text{ср}}$ — модуль полной магнитной проницаемости, площадь поперечного сечения и длина средней магнитной линии поверяемого сердечника соответственно;

δ — угол магнитных потерь.

Из соотношения (1) видно, что индуктивность L катушки с ферритовым сердечником пропорциональна не только модулю полной магнитной проницаемости, но и углу магнитных потерь в материале сердечника.

При массовом контроле магнитных параметров кольцевых и броневых сердечников из ферритов часто встречаются изделия с одинаковыми значениями μ_n , но с различными значениями угла δ . Очевидно, что учет $\cos \delta$ при контроле μ_n по индуктивности L одновиткового устройства может привести к заметным погрешностям.

Это обстоятельство часто не учитывают и значение μ_n определяют по соотношению (1), принимая $\cos \delta = 1$.

Приведенную погрешность контроля магнитной проницаемости в этом случае можно найти по соотношению

$$\delta \mu_n = (1 - \cos \delta) \cdot 100\%. \quad (2)$$

Поскольку для определения μ_n чаще всего используют мостовые методы, при помощи которых легче, чем $\cos \delta$, определить активную μ_n' и реактивную μ_n'' составляющие комплексной магнитной проницаемости, то приведенную погрешность контроля магнитной проницаемости удобнее определять по выражению

$$\delta \mu_n = \left(1 - \frac{\mu_n}{\sqrt{\mu_n'^2 + \mu_n''^2}} \right) \cdot 100\%. \quad (3)$$

При разработке установок автоматического контроля магнитных свойств кольцевых и броневых сердечников из ферритов можно учесть угол магнитных потерь δ и в результаты измере-

ний вводить соответствующую поправку, но этот вариант далеко не лучший.

Выражая эквивалентные электрические параметры одновиткового устройства в виде

$$r = \frac{r_{\mu} \omega \omega^2}{x_{\mu}^2 + r_{\mu}^2}; \quad L = \frac{x_{\mu} \omega^2}{x_{\mu}^2 + r_{\mu}^2}$$

и проведя ряд несложных преобразований, получим

$$\mu_n = \frac{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}}{\omega \omega^2 S} I_{cp} = \frac{Z_s I_{cp}}{\omega \omega^2 S}, \quad (4)$$

где ω — частота намагничивающего сигнала.

Из соотношения (4) видно, что для точного измерения модуля полной магнитной проницаемости необходимы вторичные преобразователи, реагирующие на изменение модуля эквивалентного электрического сопротивления первичного преобразователя, а не на изменение его индуктивности.

С целью подтверждения положения о необходимости как контроля μ_n по значению Z_s , так и определения реальной погрешности измерения μ_n при учете только значения L первичного преобразователя был проведен следующий эксперимент; на несколько колец из марганец-цинкового феррита нанесли строго идентичные обмотки и тщательно измерили величины L и r . Измерения производили на частоте 1000 Гц при напряженности намагничивающего поля $H_m \leq 0,4$ А/м (5 мэ). По полученным данным определяли значения μ_n , μ_x , μ_n и $\delta \mu_n$. Это находится в хорошем согласии с экспериментом, проведенным на кольцевых ферритовых сердечниках марганец-цинковой группы, и должно учитываться при измерениях на повышенных частотах, поскольку μ_x с повышением частоты намагничивающего сигнала растет, а μ_n падает [11].

Рассмотрим вопрос о целесообразности выбора параметра $\text{tg } \delta$ для оценки магнитных потерь при технологическом контроле магнитных свойств сердечников из ферритов.

Нетрудно показать [11, 12], что мощность, теряемую при перемагничивании ферритового сердечника, помещенного в одновитковое устройство, можно выразить в виде

$$P_m = \frac{I_{am}^2}{k_a^2} \omega L \text{tg } \delta, \quad (5)$$

где I_{am} — амплитудное значение намагничивающего тока;
 k_a — коэффициент амплитуды.

Подставив в выражение (5) соотношение (1) и выражение для I_{am} , полученное из закона полного тока, имеем

$$P_m = \frac{\omega \mu_n H_m^2 I_{cp} S \text{tg } \delta}{k_a^2 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta}} = \frac{\omega B_m H_m I_{cp} S \text{tg } \delta}{k_a^2 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta}}, \quad (6)$$

откуда видно, что магнитные потери определяются не только значением $\operatorname{tg} \delta$, но и μ_n , k_a , H_m (или B_m) и ω . Это говорит о неэффективности использования параметра $\operatorname{tg} \delta$ для оценки магнитных потерь при массовом технологическом контроле магнитных свойств сердечников из ферритов. Даже считая H_m и ω постоянными, мы не можем стабилизировать k_a и μ_n , поскольку при массовом контроле сердечников из ферритов довольно часто встречаются образцы, имеющие при одинаковых или близких значениях $\operatorname{tg} \delta$ весьма различные значения μ_n , а следовательно, и P_m . При изменении μ_n и $\operatorname{tg} \delta$ будет изменяться и k_a , что приведет к дополнительной погрешности контроля.

Из изложенного выше можно сделать вывод о том, что для установок технологического контроля магнитный параметр $\operatorname{tg} \delta$ оказывается необъективным, поскольку он далеко не полностью характеризует магнитные потери в ферритах и изделиях из них.

Кроме того, поскольку эквивалентные величины r и ωL определяют мостовыми и резонансными методами по первым гармоникам, то это ведет к дополнительной погрешности измерения, вызванной учетом высших гармонических составляющих сигнала, которая, как показано в работе [13], может достигать 50%.

Таким образом, для современных установок технологического контроля магнитных свойств кольцевых и броневого сердечников из ферритов следует принять в качестве основных контролируемых параметров модуль полной магнитной проницаемости μ_n и мощность магнитных потерь P_m .

При этом магнитную проницаемость следует обязательно определять по соотношениям (1) или (4) и при контроле магнитных потерь использовать полные сигналы, а не их первые гармоники. Правда, переход на преимущественное использование этих двух параметров для технологического контроля магнитных свойств сердечников малых габаритов и веса потребует разработки точной и весьма чувствительной аппаратуры, но эта задача при современном развитии магнитоизмерительной техники выполнима, и ее успешное решение позволит осуществить 100% контроль выпускаемых ферроматериалов и изделий из них.

Рассмотрим методику построения установки для автоматического контроля начальной магнитной проницаемости кольцевых и броневого сердечников из ферритов.

Выбирая в качестве первичного преобразователя одновитковое намагничивающее устройство, а контролируемым параметром — модуль его комплексного сопротивления Z_n , строим функциональную схему установки (рис. 1) следующим образом.

Первичный преобразователь 1 подключаем ко входу промежуточного преобразователя Z_1 в эквивалентное напряжение 2, питаемого от намагничивающего генератора 3. Промежуточный преобразователь 2 должен быть таким, чтобы на его выходе в

зависимости от значения и знака отклонения Z_2 , одновиткового устройства от какого-то заранее выбранного уровня появилось постоянное напряжение, значение и полярность которого пропорциональны соответствующим отклонениям Z_2 . Это напряжение подводят одновременно к входам двух усилителей постоянного напряжения 4 и 5, к выходам которых подключены пороговые устройства 6 и 7.

По достижении входного напряжения заданных заранее уровней пороговые устройства срабатывают (либо одно, либо

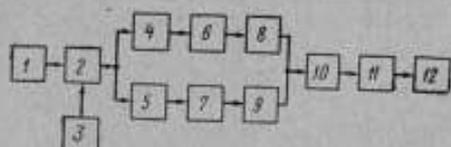


Рис. 1. Функциональная схема установки для автоматического контроля начальной магнитной проницаемости кольцевых и броневых сердечников из феррита

1 — первичный преобразователь; 2 — промежуточный преобразователь; 3 — намагничивающий генератор; 4, 5 — усилители постоянного напряжения; 6, 7 — пороговые устройства; 8, 9 — управляющие реле; 10 — блок памяти; 11 — электронное реле; 12 — исполнительный механизм

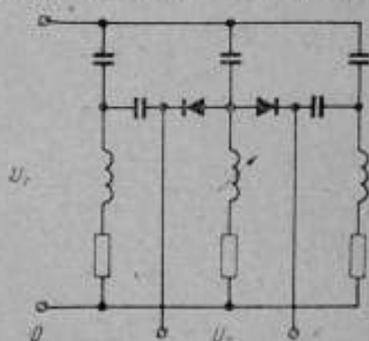


Рис. 2. Схема преобразователя Z_2 в эквивалентное напряжение

другое) и включают управляющие реле 8 или 9, которые дают положительный импульс напряжения в первый или второй канал блока памяти 10. Если параметры проверяемого сердечника лежат в допустимых пределах, то оба пороговых устройства не срабатывают, и через нормально замкнутые контакты реле 8 и 9 положительный импульс подается в третий канал блока памяти. При подходе проверяемого изделия к тому или иному бункеру записанный в блоке памяти сигнал включает соответствующее электронное реле 11, которое управляет исполнительным механизмом 12, осуществляющим подготовку автомата к отправлению проверенного изделия в соответствующий бункер.

Если использовать устройство подачи сердечников на контроль не роторного, а линейного типа, то функциональную схему можно упростить за счет исключения блока памяти.

Очевидно, что в описанной блок-схеме наиболее ответственным узлом, определяющим чувствительность и разрешающую способность автомата, является промежуточный преобразователь 2.

Так как Z_2 оказывается весьма малой величиной, то, при использовании классических мостовых преобразователей, чувствительность и разрешающая способность контролирующей установки будут невелики, в связи с чем приходится предъявлять

повышенные требования ко вторичным преобразователям, стоящим после моста. Это не всегда удобно, поскольку усложнение схемы вторичных преобразователей понижает надежность всего устройства и увеличивает погрешность измерения.

В связи с этими соображениями нами был разработан [14] преобразователь величины Z_2 в эквивалентное напряжение, отличающийся высокими чувствительностью и разрешающей способностью. Схема преобразователя представлена на рис. 2.

На рис. 3 приведены экспериментальные зависимости

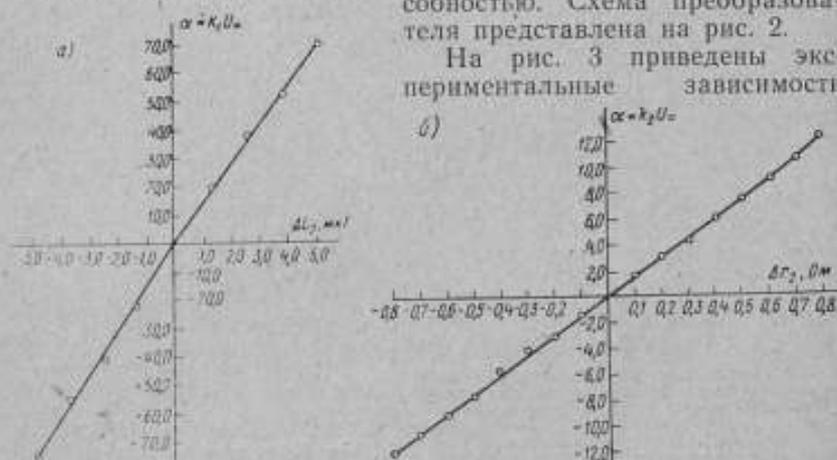


Рис. 3. Графики, показывающие режим работы преобразователя
Зависимости: а) $\alpha = k_1 U_{\text{—}}$ и б) $\alpha = k_2 U_{\text{—}}$

$\alpha = k_1 U_{\text{—}} = f_1(\Delta L_2)$ и $\alpha = k_2 U_{\text{—}} = f_2(\Delta r_2)$, показывающие, что этот промежуточный преобразователь работает в режиме преобразования не только индуктивности, но и модуля комплексного сопротивления в эквивалентное напряжение.

Крутизну рабочей характеристики преобразователя можно изменить перестройкой крайних контуров относительно среднего, что позволяет регулировать чувствительность и разрешающую способность контролирующего устройства, в котором использован такой преобразователь в качестве промежуточного.

По рассмотренной выше методике был разработан и построен автомат для разбраковки кольцевых и броневых ферритовых сердечников по их начальной магнитной проницаемости.

Опытный образец автомата испытан как в лабораторных, так и производственных условиях. При испытаниях отмечено, что погрешность контроля $\mu_{\text{н}}$ сердечников не превышает 2%. Скорость контроля — не менее 1500 сердечников в час.

ЛИТЕРАТУРА

1. Магнитные элементы устройств вычислительной техники. Сб. статей. Изд-во АН СССР, 1961.

2. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике. «Энергия», 1967.
3. Авах Ю. А. Контроль параметров и характеристик сердечников магнитных усилителей. ГЭИ, 1960.
4. Тарасов С. И. Измерение параметров магнитных сердечников. Вычислительный центр АН СССР, 1967.
5. Чернышева Н. Г., Шрамков Е. Г. Современное состояние и пути развития методов и аппаратуры для исследования ферромагнитных материалов. «Измерительная техника», 1967, № 3.
6. Чернышева Н. Г. Методы и аппаратура для определения магнитных характеристик ферромагнитных материалов при намагничивании переменным периодическим полем сверхзвуковых частот. Труды метрологических институтов СССР, вып. 95 (155), Стандартгиз, 1967.
7. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов. ГЭИ, 1962.
8. Кифер И. И. Характеристики ферромагнитных сердечников. «Энергия», 1967.
9. Шольц Н. Н., Пискарев К. А. Ферриты для радиочастот. «Энергия», 1966.
10. Рудкий А. П. Динамическая кривая намагничивания и комплексная магнитная проницаемость стали. Труды БПИ, вып. 46, 1954.
11. Рабкин Л. И. Высокочастотные ферромагнетики. Физматгиз, 1960.
12. Аронзон Г. С., Рыжков Г. П., Селезнев Ю. В. О некоторых видах погрешностей установок технологического контроля магнитных свойств изделий из магнитомягких ферроматериалов, работающих в диапазоне звуковых и сверхзвуковых частот. Сб. трудов ВВПИ, вып. IV, «Высшая школа», М., 1968.
13. Розенблат М. А. Сдвиг фаз между первыми гармониками индукции и напряженности магнитного поля и измерение потерь в стали. «Электричество», 1952, № 4.
14. Аронзон Г. С., Рыжков Г. П., Селезнев Ю. В., Мовенко Б. А. Преобразователь индуктивности в эквивалентное постоянное напряжение. Сб. трудов ВВПИ, вып. IV, «Высшая школа», М., 1968.

УДК 621.318.134 : 538.271

Я. Е. ГРАУБИНЫШ, И. Х. ПРУСИС, У. А. УЛМАНИС

МЕТОДИКА ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ФЕРРИТОВ

Бурное развитие радиоэлектроники и ее успешное применение в разных отраслях народного хозяйства и в науке резко расширяют диапазон внешних условий, влияющих на работу электронной аппаратуры. Этим объясняется повышенный интерес к изучению влияния различных физических сред на параметры исходных материалов, радиодеталей и компонентов, а также целых функциональных узлов электронной аппаратуры. Во многих случаях воздействие физических факторов изучают в условиях, не допускающих присутствия обслуживающего персонала (химически агрессивные среды, сильные электрические и магнитные поля, ультрафиолетовая и проникающая радиация).

Существующие принципы телеметрии [1, 2] основаны на преобразовании сигнала либо в постоянный ток, либо в цифровой или частотный код с последующей передачей его по кабелям или радиопередатчиком на приемный пункт. Вопрос об импульсных и частотных телеметрических системах широко освещен в литературе [3] и не требует более подробного изложения. Отметим, что эти схемы содержат много деталей и относительно сложны.

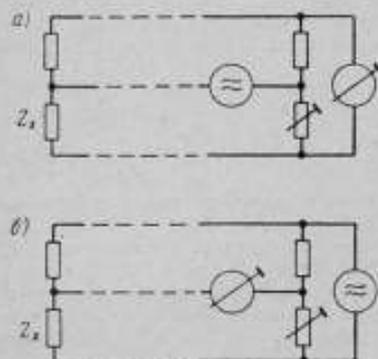


Рис. 1. Основные схемы (а и б) телеметрических мостов

В условиях облучения на ядерных реакторах применять их невозможно, потому что в зону облучения необходимо вносить большое количество радиационно неустойчивых элементов, а возможности устройства защиты ограничены размерами канала и характером облучения.

Вопрос о системах интенсивности и в том числе о телеметрических мостах широко освещены в работах Г. М. Жданова [4], но эти системы обычно работают на постоянном токе или в лучшем случае в диапазоне звуковых частот. К недостаткам следует отнести

также необходимость вносить в зону с агрессивной средой одну половину моста, которая связана трехпроводной линией с его второй половиной. В этом случае дополнительную погрешность вносят изменения по крайней мере одного образцового элемента, подвергнутого такому же воздействию, как и исследуемый образец (рис. 1).

Ограниченность возможностей применения, большие погрешности измерения, присущие телеметрическим системам интенсивности, а также успешное развитие дискретной техники передачи информации значительно уменьшили области использования телеметрических мостов.

В последние десятилетия все большее распространение получают мосты с тесной индуктивной связью между плечами [5]. Частотный диапазон применения трансформаторных мостов простирается от нескольких герц до 1000 МГц. Существенным преимуществом трансформаторных элементов плеч является исключительно высокая устойчивость отношений плеч при воздействии посторонних магнитных и электрических полей [6], а также температурная и временная стабильность.

Особенно удачным является включение дифференциального трансформатора по схеме компаратора токов. На основе компараторов токов разработана разновидность телеметрических мостов — дистанционные компараторы токов, которые объеди-

няют в себе лучшие свойства трансформаторных мостов с дистанционностью измерения [7]. Принцип дистанционного компаратора токов основан на компенсации параметров соединительного кабеля искусственной линией или таким же кабелем в другом плече компаратора токов (рис. 2). В этом случае в зону с агрессивной средой вносят только исследуемый образец и конец соединительного кабеля. На основе дистанционных компараторов нами создан ряд измерительных приборов для всестороннего изучения свойств ферритов и других радиокомпонентов во время облучения на реакторе ИРТ-2000 и в других агрессивных средах.

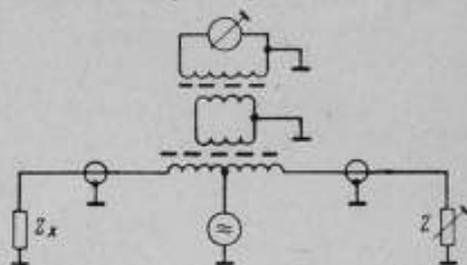


Рис. 2. Принципиальная схема дистанционного компаратора токов:
 Z_x — измеримый и Z — образцовый двухполюсники

Особенности дистанционных компараторов тока

Уже несколько раз в литературе [5, 8] высказывалось мнение, что необходимо пересмотреть наши взгляды на трансформатор как на систему с сосредоточенными параметрами. Особенно важно это при анализе работы дистанционных компараторов тока. Приведенный в ранних работах И. Х. Прусиса [7] расчет является слишком грубым для практического использования и носит лишь иллюстративный характер. Существующие попытки рассмотреть трансформатор как систему с распределенными параметрами связаны с защитой энергетических систем от импульсных перенапряжений [9, 10], поэтому непосредственное использование результатов расчета невозможно. Изящный метод расчета взаимных влияний дальних линий электропередач предложил С. Хаяси [11].

Применяя конструкцию корпуса по Ю. М. Лебедеву-Красну [12], усовершенствованную А. Л. Грохольским [13], трансформатор можно рассматривать как совокупность индуктивно и емкостно связанных линий. Виды электромагнитных связей между любыми двумя проводами обмотки трансформатора [10, 14] изображены на рис. 3.

В любом трансформаторе на повышенных частотах существуют два типа волн: бегущие и отраженные. В каждой обмотке число бегущих волн равно числу обмоток трансформатора, число отраженных волн равно числу бегущих волн.

В общем случае для каждой бегущей волны существует свое волновое сопротивление, которое зависит от соотношения параметров в остальных обмотках. Очевидно, оптимальными условия

измерения будут в том случае, когда измеряемый импеданс равен волновому сопротивлению соединительного кабеля и волновому сопротивлению основной волны в данной обмотке компаратора.

В случае дистанционного измерения сопротивлениями нагрузки Z_1 и Z_2 являются входные сопротивления кабелей

$$Z_i = Z_{ci} \frac{1 + \frac{Z_{ci}}{Z_{si}} \operatorname{th} \gamma_i s_i}{1 + \frac{Z_{si}}{Z_{ci}} \operatorname{th} \gamma_i s_i}, \quad i = 1, 2. \quad (1)$$

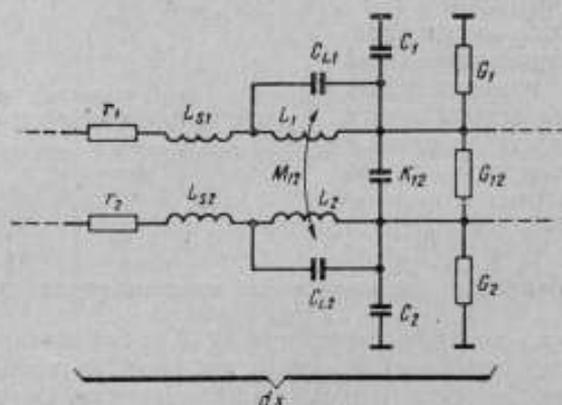


Рис. 3. Эквивалентная схема отрезка обмотки трансформатора длиной dx
Индексы обозначают номер провода и обмотки

Здесь Z_{si} — сопротивления нагрузки кабелей;
 Z_{ci} — волновые сопротивления;
 γ_i — коэффициенты распространения;
 s_i — длина кабелей.

Условие равновесия компаратора токов:

$$n_{12} Z_1 = Z_2, \quad (2)$$

где $n_{12} = \omega_2 \omega_1 = l_2 / l_1$ — коэффициент трансформации;
 ω — число витков;
 l — длина провода обмотки.

Вставляя выражение (1) в уравнение (2), легко убедиться, что условие равновесия (2) не изменяется, если соединительные кабели подбирать так, чтобы $n_{12} Z_{c1} = Z_{c2}$ и $\gamma_1 s_1 = \gamma_2 s_2$. Это выполняется, если

$$\left. \begin{aligned} n_{12} s_1 &= s_2; \\ n_{12} Z_{L1} &= Z_{L2}; \\ Y_{c1} &= n_{12} Y_{c2}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где Z_L — последовательный импеданс кабелей;
 Y_c — параллельный адмитанс кабелей.

В случае, если $n_{12}=1$, для выполнения условий (3) необходимо только отрезать оба кабеля одинаковой длины из одной бухты. При других значениях n_{12} необходимо создать искусственную линию в плече с образцовой мерой.

Учитывая изложенное, следует сказать, что при выполнении условий (3) соединительные кабели не влияют на условия равновесия и сходимость трансформаторного моста.

При согласованном включении, когда $Z_c = Z_s$, соединительные кабели не влияют и на чувствительность.

Измерение магнитной проницаемости μ и тангенса угла магнитных потерь $\text{tg } \delta$ ферритов

Для дистанционного измерения магнитной проницаемости μ и тангенса угла потерь $\text{tg } \delta$ ферритов в звуковом и радиочастотном диапазонах можно применять компаратор токов как с тремя, так и с четырьмя обмотками. В первом случае используют резонансную схему включения компаратора (рис. 4), а во втором случае — квазирезонансную схему (рис. 5). Принцип работы резонансной схемы основан на том, что в момент резонанса контур имеет чисто активное сопротивление, которое балансируется в другом плече компаратора.

Применение резонансной схемы ограничено тем, что в зону облучения вносят переменный конденсатор — сравнительно радиационно чувствительный элемент. Дистанционная регулировка емкости конденсатора затруднена.

Квазирезонансная схема наиболее перспективна. Принципы работы ее основаны на том, что при параллельном включении фазы токов через индуктивность и емкость отличаются на 180° . При балансе $j\omega L = (j\omega C)^{-1}$, а сопротивление по-

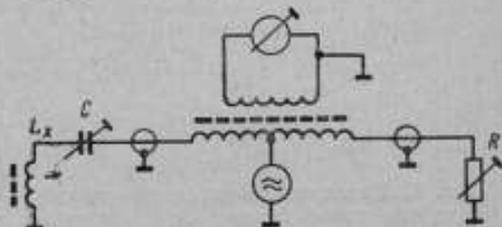


Рис. 4. Резонансная схема дистанционного измерения μ и $\text{tg } \delta$ ферритов

L_x — измеряемая катушка; C — конденсатор контура; R — образцовый магазин

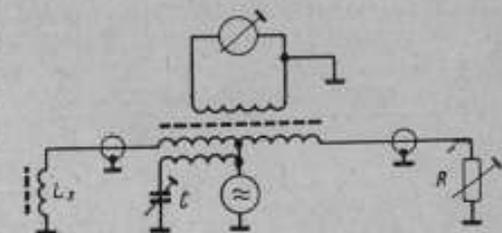


Рис. 5. Квазирезонансная схема дистанционного измерения μ и $\text{tg } \delta$ ферритов

L_x — измеряемая катушка; C , R — образцовые элементы

терь компенсируется во встречно включенной обмотке магазином сопротивлений R .

Обе схемы включения частотнозависимы. Значения μ и $\operatorname{tg} \delta$ определяют по обычным формулам.

Построенный нами макет измерителя дает возможность измерять μ и $\operatorname{tg} \delta$ в частотном диапазоне от 500 Гц до 3 МГц на расстоянии более 30 м. Погрешность измерения не превышает $\pm 2\%$, однако на крайних частотах погрешность быстро возрастает и достигает $\pm 10\%$.

Измерение магнитной дезаккомодации ферритов

Для измерения магнитной дезаккомодации применяют четырехобмоточный компаратор, включенный по квазирезонансной схеме (рис. 5).

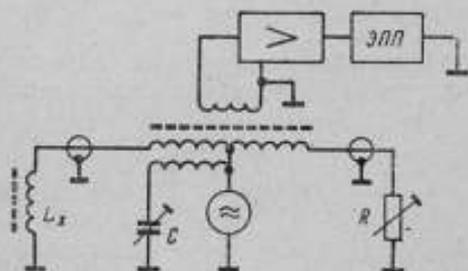


Рис. 6. Принципиальная схема автоматической записи магнитной дезаккомодации ферритов

L_x — измеряемая катушка; C , R — образцовые элементы; ЭПП — электронный нулирующий потенциометр.

Так как процесс дезаккомодации в некоторых случаях протекает сравнительно быстро, то кривую изменения приходится записывать автоматически на самопишущем потенциометре (рис. 6). Если компаратор в начале измерения уравновешен магазинами R и C , то изменения индуктивности вызывают пропорциональное изменение выходного напряжения. Экспериментально установлено, что сопротивление потерь ферритов существенно не изменяется. Диапазон линейной зависимости $\Delta L \sim \Delta U$ достигает более 3% от индуктивности L , а разрешающая способность достигает 0,01%.

Ток через образец не превосходит 20 мкА. Частотный диапазон измерения — от 1 до 200 кГц, при желании его можно легко

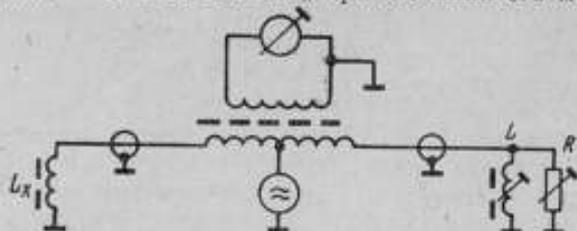


Рис. 7. Принципиальная схема измерения магнитной дезаккомодации ферритов трехобмоточным компаратором тока:

L_x — измеряемая катушка; L , R — образцовые элементы

расширить. Для измерения магнитной деэккомодации ферритов можно применять и трехобмоточный компаратор (рис. 7), но это затруднено отсутствием хороших вариометров с высокой добротностью (500 и более). Такая схема включения будет иметь меньшую чувствительность, но значительно расширенный диапазон линейного изменения выходного напряжения, обусловленный изменением индуктивности ΔL и достигающий 30% от L .

Тензометрический мост для измерения магнитострикции ферритов

Тензометрические измерения магнитострикции в последнее время получают широкое распространение. Этот метод дает возможность как статического, так и динамического измерения. Применение обычных тензометрических мостов позволяет изме-

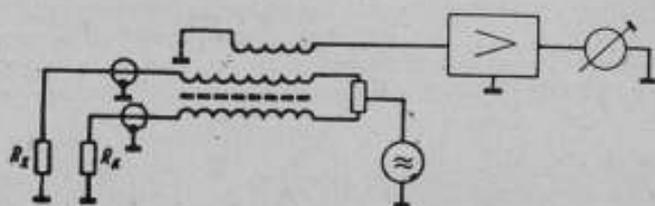


Рис. 8. Принципиальная схема включения тензодатчиков:
 R_x — измерительный тензодатчик; R_k — компенсационный тензодатчик

рять магнитострикцию в динамическом режиме на частотах до $1 \cdot 10^5$ Гц. В лучшем случае частотный диапазон при коротких соединительных проводах может быть расширен до $4 \cdot 10^4$ Гц.

Если в качестве измеряемого и образцового сопротивлений к дистанционному компаратору токов подключать два тензодатчика — измерительный и компенсационный (рис. 8), то частотный диапазон может быть расширен до $1 \cdot 10^6$ Гц при длине соединительных кабелей более 20 м.

Основные параметры тензометрического моста:

несущая частота	$1 \cdot 10^6$ Гц;
длина соединительных кабелей	более 20 м;
частотный диапазон измерения	от 0 до $2 \cdot 10^6$ Гц;
погрешность	$\pm 2\%$
чувствительность	$2,5 \cdot 10^{-8}$ отн. ед.
напряжение на датчиках	2 В

Дальность измерения можно значительно увеличить, если подбирать проволочные тензодатчики по сопротивлению, равному волновому сопротивлению соединительных кабелей.

Выводы

Следует отметить, что дистанционный компаратор может работать с любыми пассивными двухполюсными R , C , L датчиками.

Анализ работы индуктивно связанных цепей в области повышенных частот показывает, что самой высокой точностью обладают симметричные обмотки с сильной электромагнитной связью между всеми обмотками.

В каждой обмотке трансформатора число бегущих волн равно числу обмоток, поэтому наименьшими погрешностями обладают трехобмоточные симметричные трансформаторы.

Подключение к дистанционному компаратору токов электропассивных двухполюсных датчиков позволяет дистанционно измерять незлектрические характеристики ферритов (магнитострикцию и др.).

Полностью уравновешенные кабели не влияют на условия равновесия и сходимости. Небольшие изменения параметров кабеля при изгибах можно скомпенсировать начальным уравновешиванием, для чего необходимо измеряемый образец подключать через реле — лучше всего геркон.

ЛИТЕРАТУРА

1. Темников Ф. Е. Дистанционный контроль в промышленности. Госэнергоиздат, 1940.
2. Малов В. С. Системы телеизмерения. В кн.: «ЭИКА», вып. 8, «Энергия», 1967.
3. Новицкий В. М., Гольдштейн Е. И., Собакин Е. Л., Траут Л. В. Телемеханика. «Высшая школа», М., 1967.
4. Жданов Г. М. Телеизмерение, ч. 1, 2. Госэнергоиздат, 1952—1953.
5. Грохольский А. Л., Соболевский К. М. Мосты переменного тока с индуктивно связанными плечевыми элементами. «Автометрия», 1965, № 1, стр. 68—75.
6. Соболевский К. М., Шакоза Ю. А. Защита мостов переменного тока. Изд. АН УССР, Киев, 1957.
7. Прусис И. Х. Дистанционные компараторы тока. В кн.: «Радиационная физика ферритов». АН Латв. ССР, Рига, 1967.
8. Свирцева З. А. Матрицы и схемы замещения трансформатора. В кн.: «Материалы радиоэлектроники и электрические машины». Изд. Львовского университета, Львов, 1964.
9. Гелдер Б., Веверка А. Волновые процессы в электрических машинах. Госэнергоиздат, 1960.
10. Карасев В. А. Теория электромагнитных процессов в обмотках. Госэнергоиздат, 1946.
11. Хаяси С. Волны в линиях электропередачи. Госэнергоиздат, 1960.
12. Лебедев-Красин Ю. М. Широкополосные трансформаторы нового типа. «Радиотехника», 1957, т. 12, № 9.
13. Грохольский А. Л., Поталов Н. П. Универсальный высокочастотный мост для измерения LCR . Труды института автом. и электром. СО АН СССР, вып. 3, 1962, стр. 42—54.
14. Петров Г. Н. Трансформаторы, ч. I. Энергоиздат, 1934.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В УСЛОВИЯХ МЕДЛЕННО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В большинстве лабораторий мира для получения информации о статических характеристиках ферромагнитных материалов используют баллистические установки, которые в силу возросших требований не удовлетворяют ни производство, ни нужды научных исследований. Положенные в основу баллистического метода скачкообразное изменение внешнего поля и импульсное интегрирование измеряемых величин не позволяют сочетать одновременно высокую точность и производительность исследований.

Если учесть большое разнообразие применяемых ферромагнитных материалов, то устройства, предназначенные для исследования их статических магнитных характеристик, должны обеспечить:

1) создание магнитных полей напряженностью от 0,1 кА/м (для магнитомягких материалов) до 2000 кА/м и более (для высококоэрцитивных магнитотвердых материалов);

2) широкий диапазон пределов измерения при минимальной погрешности;

3) быстроедействие, возможность автоматизации процессов намагничивания, измерения и регистрации магнитных характеристик;

4) достаточно большой объем информации.

В Московском энергетическом институте (МЭИ) в 1962—1963 гг. был предложен метод исследования статических магнитных характеристик ферромагнитных материалов при медленно изменяющемся внешнем поле, зависимость изменения во времени которого подбирается такой, чтобы инерционное действие вихревых токов и магнитной вязкости на процесс намагничивания образца (материала) было минимальным, т. е. чтобы $dB/dt \approx \text{const}$.

Как известно, оценивают статические свойства магнитомягких и магнитотвердых материалов и контролируют их качества по многим параметрам. Основными являются полная и частные петли гистерезиса, основная кривая намагничивания, остаточная индукция B_r и коэрцитивная сила H_{cB} (H_{cJ}), точка максимальной энергии W_{max} , кривые возврата и проницаемости на кривых возврата, а в отдельных случаях и кривая магнитной энергии $W = \int(B)$. Регистрация с высокой точностью статических петель гистерезиса, кривых возврата и основной кривой намагничивания позволяет сравнительно легко и быстро получить ос-

тальные требуемые параметры при значительном упрощении установки.

Создание внешнего поля

Как известно, в условиях динамического намагничивания при определенной скорости изменения напряженности внешнего поля скорость движения границ и поворота магнитных моментов в областях самопроизвольной намагниченности замедляется в силу различных причин. Это обуславливает отставание намагниченности в данный момент времени от равновесного состояния, и кривая процесса выходит за пределы статической петли гистерезиса.

Основными причинами затягивания процесса намагничивания являются вихревые токи и магнитная вязкость, однако в металлах при толщине материала больше 0,2 мм магнитную вязкость практически не учитывают. В металлокерамических ферромагнетиках и очень тонких лентах преобладает влияние магнитной вязкости. Процесс динамического намагничивания образца (сердечника) учитывает законы изменения напряженности поля и магнитной индукции во времени и его можно записать общим уравнением [1]

$$F(B, \dot{B}, \ddot{B}, \dots, H, \dot{H}, \ddot{H}, \dots) = 0, \quad (1)$$

из которого при учете только вихревых токов или только вязкости получим уравнение

$$\frac{dB}{dt} = F(B) \cdot \Delta H(t), \quad (2)$$

где $F(B)$ — функция, учитывающая электропроводимость (диэлектрическую проницаемость) и геометрические размеры образца;

$\Delta H = H - H_{ст}$ — напряженность действующего поля;

H и $H_{ст}$ — напряженности внешнего поля и поля реакции образца.

Выражение (2) в интегральной форме имеет вид:

$$\int_0^t \Delta H(t) dt = \int_{-B_S}^B \frac{dB}{F(B)}, \quad (3)$$

где $\int_0^t \Delta H(t) dt = \gamma(t)$ — импульс напряженности действующего поля.

Выражение (3) показывает, что для получения полного цикла перемагничивания образца (изменение индукции от $-B_S$ до $+B_S$) необходимо обеспечить строго определенное значение $\gamma(t)$. Увеличение абсолютного значения $\gamma(t)$ происходит за счет уве-

личения либо периода изменения напряженности намагничивающего поля, либо его амплитуды.

Увеличение амплитуды напряженности внешнего поля при неизменном значении импульса напряженности действующего поля приводит к увеличению отклонения динамической петли от статической, а уменьшение частоты изменения $H(t)$ и, следова-

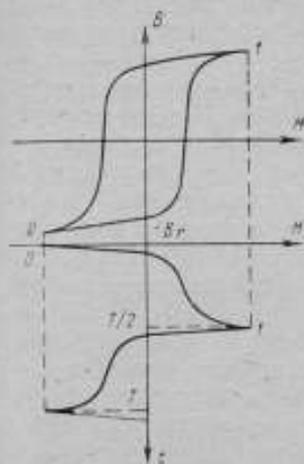


Рис. 1. Гистерезисная петля и кривая $H(t)$

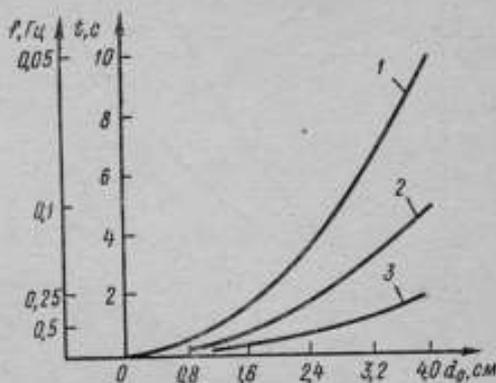


Рис. 2. График зависимости времени перемангнивания магнитотвердого материала от диаметра цилиндрического образца при относительном значении напряженности действующего поля δ_M равном 0,1; 0,2 и 0,5% (кривые 1, 2, 3 соответственно)

тельно, его амплитуды уменьшает отклонение динамической петли гистерезиса от статической.

Расчеты динамических кривых $B(H)$ при треугольной и синусоидальной формах кривой напряженности внешнего поля и частоте $f = 1$ Гц с учетом влияния только вихревых токов [1, 2] образца из ЮНДК-24 цилиндрической формы диаметром $d_0 = 1$ см показали, что динамическая H_{CB} превышает статическую на 4—8%.

Опытные записи петель гистерезиса при треугольной и синусоидальной формах кривой намагничивающего тока при частоте $f = 0,1$ и 1 Гц показали, что использование простейшей формы кривой тока в установке нецелесообразно, так как это снижает точность.

Для реальных материалов динамическая петля, полученная при конечной скорости перемангнивания образца, практически не будет отличаться от статической, если в течение всего цикла перемангнивания значение напряженности действующего поля ΔH будет ограничено и сохранять положительное значение при изменении индукции от $-B_s$ до $+B_s$ и отрицательное — при уменьшении индукции до $-B_s$. При этом отличие будет тем

меньше, чем меньше ΔH и больше интервалы времени перемангничивания [3].

Для реальной формы статической петли гистерезиса испытуемых образцов и обеспечения $dB/dt \approx \text{const}$ напряженность внешнего поля должна иметь достаточно сложную зависимость,

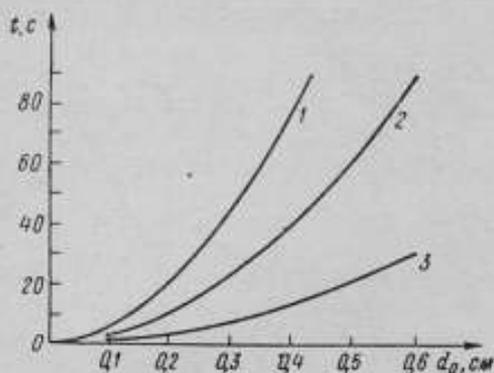


Рис. 3. График зависимости времени перемангничивания от диаметра образца для стали марки Э310 при относительном значении напряженности действующего поля δ_m , равном 0,5; 1 и 3% (кривые 1, 2, 3 соответственно)

подобную изображенной на рис. 1, где точка 0 соответствует началу, а точка 1 — концу интервала намагничивания. При разнообразии гистерезисных петель форму кривой напряженности намагничивающего поля следует подстраивать.

Эффективность оптимального выбора формы кривой напряженности внешнего поля можно оценить на примере расчета динамики перемангничивания конкретных образцов.

На рис. 2 приведены расчетные кривые зависимости времени t полного перемангничивания образца из магнитотвердого материала (от $-B_S$ до $+B_S$) от диаметра цилиндрического образца d_0 при разных значениях ΔH или от относительного значения напряженности действующего поля:

$$\delta_m \% = \frac{\Delta H}{H_{cB}} \cdot 100 \% \quad (4)$$

Расчет проведен по формуле, описывающей зависимость времени t полного перемангничивания образца от параметров материала образца и его геометрических размеров:

$$t = \frac{B_S d_0^2}{8 \rho \delta H_{cB}} \quad (5)$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление.

В данном случае δ_m численно равна погрешности определения коэрцитивной силы, вызванной отличием динамической петли гистерезиса от статической.

На рис. 3 приведены расчетные кривые $t(d_0)$ для стали марки Э310.

Аналогичные результаты получены при расчете процесса перемангничивания для пластин. В этом случае в формуле (5) вме-

сто d_0 подставляют толщину пластины. Приведенные кривые носят ориентировочный характер, но даже если предположить, что $\Delta H = H_{св}$, то время перемагничивания образца из литого магнитномягкого материала с прямоугольной петлей гистерезиса будет значительным.

Из анализа кривых рис. 2 и 3 следует, что для повышения точности измерений необходимо увеличивать время перемагничивания. При исследовании образцов малых размеров из высокоэрицтивных материалов допускается увеличение скорости перемагничивания, что позволяет повысить чувствительность преобразователей «В» и «Н». Для качественных магнитномягких материалов время перемагничивания (даже при одном цикле записи петли гистерезиса) может достигать нескольких минут.

Способы измерения и регистрации результатов

Регистрации статической петли гистерезиса с высокой точностью достигают, правильно выбрав измерительные элементы (преобразователи «В» и «Н»). При медленно изменяющейся напряженности внешнего поля преобразователи «В» и «Н» непрерывно осуществляют измерения и должны иметь выходные сигналы, достаточные для преобразований и управления регистрирующим прибором. Преобразователи «В» и «Н» индукционного типа, выполненные в виде катушек и потенциометров, просты в исполнении, стабильны и позволяют производить измерения с достаточно высокой точностью, но требуют дополнительного преобразования выходного напряжения. Требование высокой точности измерений, особенно при коротких образцах, ограничивает геометрические размеры и, следовательно, постоянные преобразователей «В» и «Н». Поэтому, кроме преобразователей-интеграторов, измерительный канал должен иметь усилитель с достаточно большим коэффициентом усиления и малым уровнем дрейфа и шумов.

При исследовании образцов магнитномягких материалов в качестве преобразователя «Н» обычно используют шунт, включенный в цепь намагничивающей обмотки, а для образцов очень малых размеров из магнитнотвердого материала можно использовать преобразователь Холла. В этих случаях погрешность измерения возрастает.

Регистрировать результаты измерения непрерывно изменяющихся по величине и по направлению магнитной индукции B и напряженности магнитного поля H можно на осциллографе с одновременным фотографированием, цифровыми приборами и двухкоординатным регистрирующим прибором на диаграммной бумаге.

Из перечисленных способов наиболее удобен последний, так как современные двухкоординатные регистрирующие приборы имеют достаточно высокий класс точности и большое поле

записи. Однако недостатком их является значительная постоянная времени.

Максимальную погрешность δ измерения и регистрации B или H можно определить по формуле

$$\delta = \delta_m + \delta_q + \delta_{об} + \delta_{рп}, \quad (6)$$

которая включает погрешности:

- δ_m — обусловленную отличием квазистатической петли от статической петли гистерезиса;
- δ_q — преобразователей « B » или « H »;
- $\delta_{об}$ — определения постоянной каналов измерений;
- $\delta_{рп}$ — регистрирующего прибора с учетом обработки результатов измерений.

С точки зрения динамики перемагничивания целесообразно снижать напряженность действующего поля и, следовательно, частоту его изменения. На основе разработанной методики и анализа погрешностей элементов и узлов в МЭИ была разработана установка для исследования статических характеристик образцов средних размеров магнитотвердых материалов, изготовленная в двух вариантах.

Установка для записи статических петель гистерезиса магнитотвердых материалов

Блок-схема установки представлена на рис. 4. В случае применения преобразователя Холла для измерения напряженности поля в измерительном канале « H » интегратор исключают.

Задатчик формы кривой тока (ЗФТ) электромагнита был

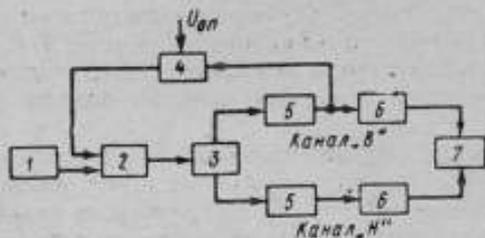


Рис. 4. Блок-схема установки для записи статических петель гистерезиса образцов магнитотвердых материалов

1 — задатчик формы и частоты намагничивающего тока; 2 — источник питания электромагнита; 3 — электромагнит; 4 — корректирующая обратная связь по dB/dt ; 5 — предварительные усилители сигналов по каналам « B » и « H »; 6 — интеграторы; 7 — двухкоординатный регистрирующий прибор

выполнен в двух вариантах: электромеханический и полупроводниковый. ЗФТ электромеханического типа формирует оптимальную кривую тока из двух составляющих: основного задающего напряжения и напряжения дополнительно импульса.

Характерная форма кривой намагничивающего тока при циклическом перемагничивании образцов в случае записи статической петли

гистерезиса и принцип действия электромеханического задатчика формы тока рассмотрены в работах [4—7]. В опи-

сымаемой установке принята фиксированная частота перемагничивания, равная 0,07 Гц.

В качестве управляемого источника постоянного тока применен усилитель типа ЭМУ25 Аз. Намагничивающее устройство обеспечивает получение предельной статической петли гистерезиса образцов с коэрцитивной силой $H_{cB} = 200$ кА/м при длине образца $l = 4,0$ см и $H_{cB} = 300 + 400$ кА/м при $l = 1,0$ см и кратности $H_{max}/H_{cB} = 3 + 5$.

Введение нелинейной корректирующей отрицательной обратной связи по dB/dt , реагирующей на превышение скорости изме-

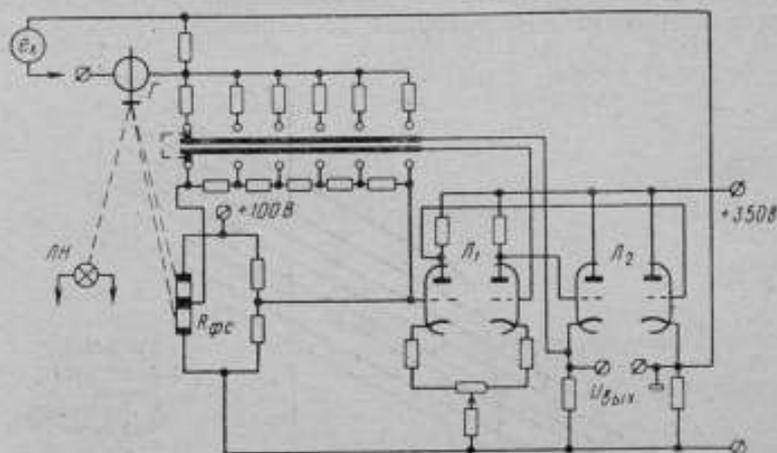


Рис. 5. Принципиальная схема усилителя

E_x — э.д.с.; Г — гальванометр; ЛН — лампа накаливания; $R_{\text{ФЭС}}$ — фотосопротивление.

нения индукции, упрощает процесс настройки формы кривой тока.

Форму тока настраивают по форме кривой dB/dt испытуемого образца на экране осциллографа или по скорости перемещения пера регистрирующего прибора.

Постоянные индукционных преобразователей выбирают в зависимости от значения B_r , H_{cB} и размеров образца и лежат они в пределах 50—300 см² для преобразователей напряженности поля, а для преобразователей магнитной индукции — в пределах 10—30 см².

Применение фотоэлектрического усилителя ФЭУ в режиме компенсатора напряжения позволяет обеспечить минимальный дрейф нуля выходного напряжения и высокий коэффициент усиления.

ФЭУ установки выполнен на базе фотоэлектрического усилителя типа Ф117/11 и дополнительного усилителя постоянного то-

ка на электронных лампах. Введение дополнительного усилителя вызвано необходимостью расширить динамический диапазон ФЭУ. Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 5. Коэффициент усиления ФЭУ канала «Н» регулируют дискретно от 300 до 12 000, а канала «В» — от 900 до 18 000.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя в диапазоне частот от 0 до 2 Гц горизонтальна, сдвиг фаз сигнала между каналами усиления установки не превышает 1° . Стабильность коэффициента усиления ФЭУ на всех пределах измерений не хуже $\pm 0,1-0,2\%$.

Интегрирование усиленных сигналов преобразователей производят ламповыми интеграторами, собранными по схеме опера-

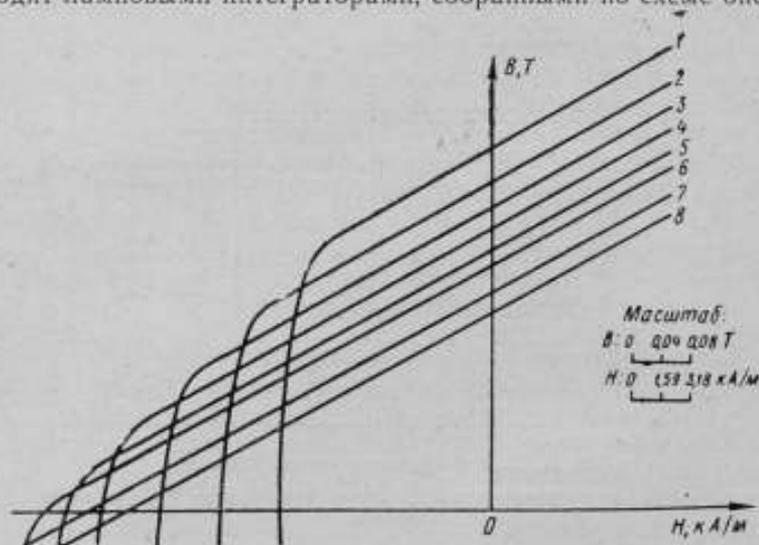


Рис. 6. Размагничивающие кривые 1—8 бариевого магнита при температурах соответственно: —100; —63; —23; +22; +63; +100; +150; +200° С

ционного усилителя с интегрирующей отрицательной обратной связью.

Для записи нескольких статических петель гистерезиса и кривых возврата время интегрирования интеграторов установлено равным 500 с.

Теоретический расчет и экспериментальная проверка качества интегрирования показали, что нелинейность преобразования интегратора при $t_{ин} = 500$ с не превышает 0,5%, дрейф нуля интегратора за то же время не превышает $\pm 0,5\%$ (при входном напряжении регистрирующего прибора ± 10 В на всю шкалу). При более грубых пределах погрешность из-за дрейфа напряжения интегратора уменьшается.

Полная погрешность, вносимая интегратором за время ин-

тегирования $t_n = 500$ с, не превышает $\pm (1 \div 1,5) \%$, а при $t_n = 200$ с она не превышает $\pm 0,5 \%$.

Погрешность измерений и регистрации при записи гистерезисных петель лежит в пределах $\pm (1-2) \%$.

Отличие кривых размагничивания предельных статических петель гистерезиса, полученных на образцовых баллистических установках и установках МЭИ, по H_{cb} и B_r , составляет для различных образцов из магнитотвердого материала $\pm (0,5 \div 2,5) \%$, т. е. лежит в пределах точности баллистической установки (3%).

Повторяемость результатов записи гистерезисных петель, полученных при многократных измерениях образцов как из литых магнитотвердых материалов типа ЮНДК, так и из ферритов бария, лежит в пределах $\pm (0,3 \div 0,5) \%$. Время записи и обработки результатов измерений подготовленного образца не превышает 5—10 мин.

На установке весьма быстро можно получить статические петли гистерезиса при разных температурах. На рис. 6 в качестве примера даны размагничивающие кривые для анизотропного бариевого магнита.

ЛИТЕРАТУРА

1. Поливанов К. М. Ферромагнетизм. ГЭИ, 1957.
2. Аркадьев В. К. Практические проблемы электромагнетизма. Изд. АН СССР, 1939.
3. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике. «Энергия», 1967.
4. Сильванский И. В., Митяев В. В. Автоматический регистратор статических петель гистерезиса МТМ. «Измерительная техника», 1965, № 11.
5. Шихин А. Я., Сильванский И. В. Намагничивающее устройство автоматического регистратора статических петель гистерезиса. Доклады научно-технической конференции по итогам НИР МЭИ за 1966—1967 гг., секция радиотехническая. Труды МЭИ, 1967.

УДК 621.318.13 : 538.23

А. Н. ЯСЕНСКИЙ

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

При обзоре литературы об автоматических устройствах для измерения статических свойств магнитных материалов можно заметить, что, как правило, в этих устройствах используют режим медленного и непрерывного намагничивания исследуемого

материала и складываются в основном два пути создания подобных устройств, отличающихся видом намагничивания, а именно:

1) основанных на линейном измерении во времени напряженности H [1—3];

2) основанных на принципе $dB/dt = \text{const}$, т. е. на линейном во времени изменении магнитной индукции B .

Достоинства второго вида намагничивания уже не раз отмечались в литературе [4, 5] и заключаются в следующем:

а) намагничивание в наибольшей степени отвечает статическому режиму;

б) значительно снижаются требования к динамическому диапазону усилительных и интегрирующих устройств в цепи измерения магнитной индукции (вследствие постоянства индуктированной э. д. с.);

в) только этот вид намагничивания дает возможность измерять некоторые специфические формы петли гистерезиса, как например, петля гистерезиса со «впадинами».

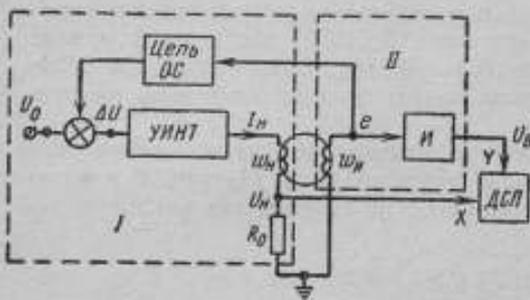


Рис. 1. Структурная схема установки, основанной на принципе $dB/dt = \text{const}$
 УИИТ — устройство для изменения намагничивающего тока; И — интегратор; ДСП — двухкоординатный самопишущий прибор; ОС — цепь обратной связи
 I — узел намагничивания; II — узел измерения индукции

Структурная схема, по которой строят установки для записи статических петель гистерезиса и основной кривой намагничивания на принципе $dB/dt = \text{const}$, изображена на рис. 1. В состав установки входят три основных узла: узел намагничивания I, узел измерения магнитной индукции II и узел регистрации. Для обеспечения постоянства скорости изменения индукции в образце узел намагничивания охвачен отрицательной обратной связью. Индуктированную в измерительной обмотке ω_n э. д. с. e сравнивают с постоянным опорным напряжением U_0 , а полученную разность $\Delta U = U_0 - e$ используют для управления скоростью изменения намагничивающего тока таким образом, чтобы обеспечить постоянство э. д. с. e на уровне опорного напряжения U_0 .

Следует отметить, что при времени намагничивания порядка нескольких десятков секунд или минут и при небольших габаритах образца индуктированная э. д. с. имеет весьма малое значение — порядка нескольких десятков или сотен микровольт и для нормального функционирования как интегрирующего уст-

ройства узла измерения магнитной индукции, так и цепи обратной связи требуется усиление индуктированной э. д. с. Для повышения значения э. д. с. используют усилители постоянного тока (УПТ) и погрешности подобных установок почти целиком определяются погрешностью применяемых в них УПТ. Погрешность УПТ в цепи обратной связи будет оказывать влияние на точность обеспечения $dB/dt = \text{const}$, а погрешность УПТ, стоящего в узле измерения магнитной индукции, будет определять точность измерения B .

На кафедре информационно-измерительной техники Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина разработан макет автоматической установки для записи кривых намагничивания и статических петель гистерезиса магнитных материалов в виде образцов тороидальной формы, основанной на методе поддержания постоянства dB/dt при намагничивании. В основу принципа построения установки положены следующие соображения.

Если осуществить высокую точность регулирования намагничивающего тока, а это в свою очередь влечет за собой высокую точность поддержания индуктированной э. д. с. на заданном уровне, то можно на интегратор в узле измерения магнитной индукции подавать не усиленную э. д. с., а соответствующее постоянное напряжение от отдельного стабилизированного источника, согласовав угол наклона линейно изменяющегося напряжения на выходе интегрирующего устройства со скоростью изменения индукции в образце. В этом случае надобность в УПТ в цепи измерения магнитной индукции отпадает и тем самым ликвидируется один из источников погрешности в измерении B , а точность измерения B почти целиком будет определяться тем, с какой точностью обеспечивается выполнение условия $e = U_0$.

Для повышения точности системы регулирования намагничивающего тока она выполнена астатической, а в качестве узла сравнения использовано устройство, обладающее симметричной релейной характеристикой. В результате в системе устанавливаются симметричные автоколебания. Следует отметить, что наличие автоколебаний в данном случае существенно повышает точность регулирования намагничивающего тока. Форма индуктированной э. д. с. при этом имеет вид, показанный на рис. 2. Поскольку нас в конечном итоге интересует среднее значение э. д. с., равное U_0 (так как интеграл от среднего значения переменной э. д. с. в данном случае равен интегралу от постоянного напряжения U_0), то частота и амплитуда колебаний э. д. с. относительно

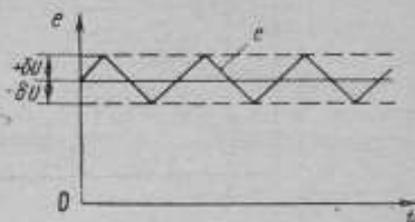


Рис. 2. Форма кривой индуктированной э. д. с.

$0 U'$ — порог срабатывания релейного элемента

вход Y двухкоординатного самопишущего прибора ДСП. На вход X прибора ДСП поступает напряжение U_H , снимаемое с резистора R_0 и пропорциональное намагничивающему току I_H , а следовательно, и напряженности магнитного поля в образце. При достижении напряжением U_H заданного значения $\pm U_{Hm}$ (рис. 4а) срабатывает компаратор K (рис. 3), выходной сигнал которого, воздействуя на ИСН, переключает знак напряжения E_H . Соответственно изменяется полярность опорного напряжения U_0 , в результате чего изменяется направление намагничивания.

Напряжение U_B , пропорциональное индукции в образце, изменяется линейно во времени (рис. 4б). При большом времени намагничивания (порядка нескольких десятков минут), а следовательно, и при большом времени интегрирования, применяя

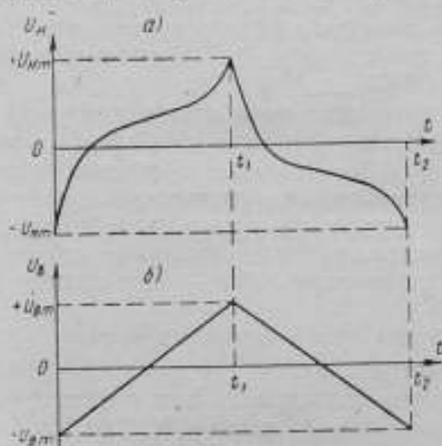


Рис. 4. График изменения напряжений U_H и U_B в функции времени

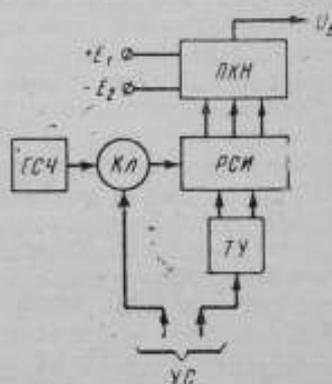


Рис. 5. Функциональная схема устройства для получения напряжений, пропорциональных индукции ПКН — преобразователь «код — напряжение»; ГСЧ — генератор стабильной частоты; Кл — ключ; РСИ — реверсивный счетчик импульсов; ТУ — триггер управления; УС — управляющий сигнал

электронные интеграторы на базе операционных усилителей, весьма трудно обеспечить большую точность интегрирования, так как вследствие влияния конечности входного сопротивления и коэффициента усиления операционных усилителей переходная характеристика интегратора становится нелинейной.

В этой связи представляется целесообразным получать напряжение, пропорциональное индукции, с помощью генератора линейно изменяющегося напряжения, построенного на принципе частотного интегрирования с последующим преобразованием «код — аналог». Функциональная схема такого устройства приведена на рис. 5. В его состав входит генератор стабильной частоты ГСЧ, электронный ключ Кл, реверсивный счетчик импульсов

сов РСН, преобразователь «код — напряжение» ПКН и триггер управления ТУ. Напряжение на выходе преобразователя «код — напряжение» может быть как положительным, так и отрицательным. Путем изменения значений напряжений E_1 и E_2 устанавливают требуемый масштаб записи индукции. В интервале времени от $t=0$ до t_1 (рис. 4б) счетчик считает импульсы в прямом направлении, и напряжение U_B на выходе ПКН линейно нарастает. При достижении напряжением U_H заданного значения $+U_{нп}$ в момент t_1 происходит срабатывание компаратора K в узле намагничивания I (рис. 3), в результате чего направление намагничивания изменяется. Сигнал с выхода компаратора опрокидывает триггер управления ТУ, счетчик импульсов начинает считать импульсы в обратном направлении и напряжение U_B на выходе ПКН линейно уменьшается (рис. 4).

Точность такого генератора линейно изменяющегося напряжения определяется стабильностью частоты ГСЧ, стабильностью напряжения E_0 и погрешностью ПКН.

Стабильность частоты генераторов с кварцевой стабилизацией имеет порядок 0,01—0,001%, погрешность стабилизаторов напряжения может быть равной 0,01—0,005%, а погрешность ПКН, выполненных на микропроволочных резисторах, равна 0,05—0,01%. Таким образом, погрешность генератора линейно изменяющегося напряжения, построенного на принципе частотного интегрирования с преобразованием «код — напряжение», имеет значение 0,05—0,01%.

Погрешность γ_{R_0} записи кривых статических магнитных характеристик по оси H определяется классом точности калиброванного резистора R_0 , включенного последовательно с намагничивающей обмоткой, и погрешностью $\gamma_{ДСП}$ записи ДСП по оси X . При $\gamma_{R_0} = 0,05\%$ и $\gamma_{ДСП} = 0,25\%$ суммарная средняя квадратическая погрешность записи напряженности магнитного поля равна $\gamma_H \approx 0,3\%$.

Погрешность записи магнитной индукции по оси B зависит от следующих погрешностей:

γ_e — связи U_0 и e (погрешность регулирования),

γ_R — делителя R_1, R_2 (рис. 3),

γ_{E_0} — напряжения E_0 ,

$\gamma_{ИЗ}$ — интегрирования напряжения E_0 ,

$\gamma_{ДСП}$ — погрешность ДСП по оси Y .

При $\gamma_e = 0,5\%$, $\gamma_R = 0,05\%$, $\gamma_{E_0} = 0,01\%$, $\gamma_{ИЗ} = 0,05\%$ и $\gamma_{ДСП} = 0,25\%$ суммарная средняя квадратическая погрешность записи магнитной индукции будет равна

$$\gamma_B = \sqrt{\gamma_e^2 + \gamma_R^2 + \gamma_{ИЗ}^2 + \gamma_{ДСП}^2} \approx 0,6\%.$$

В заключение следует отметить, что погрешность измерения индукции описанным методом в основном определяется точно-

стью регулирования индуктированной э. д. с. Вследствие того, что система регулирования является нейтральной, погрешности звеньев, входящих в цепь прямого преобразования, почти не оказывают влияния на точность регулирования, которая будет зависеть только от погрешностей узла сравнения, т. е. от релейного элемента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cioffi P. P. The Rev. Scient. Instr., 1950, v. 21, p. 7.
2. Automatic BH curves tracer. Проспект фирмы Ricadenki Kenkyujo (Япония).
3. DC magnetic Hysteresis Loop tracer. Type SRB-14B. Проспект фирмы Yocogawa Electric Works (Япония).
4. Mazzetti P., Sordo. The Rev. Scient. Instr., 1966, № 5.
5. Cuppfuller H. Zeit. Instrum., 1962, v. 20, № 11.

УДК 621.318.2 : 621.317.4

Г. С. ГАЛИКЯН, И. И. ПЕККЕР, С. И. ТАРАСОВ

КОНТРОЛЬ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ МЕТОДОМ СРАВНЕНИЯ

Выпуск постоянных магнитов (ПМ) различного назначения исчисляется миллионами штук в месяц. При этом остро стоит вопрос о контроле их качества и, в первую очередь, магнитных свойств.

Опыт показывает, что при существующей технологии производства разброс магнитных свойств ПМ даже в пределах одной плавки достигает 10—20%, а от плавки к плавке он может быть большим [1]. Это обстоятельство вызывает необходимость сто-процентного контроля готовой продукции, что в условиях массового производства ПМ лучше всего осуществлять с помощью автоматических устройств.

Контроль только остаточной индукции и коэрцитивной силы, если их можно измерить при заданной геометрии постоянного магнита, часто не позволяет выяснить, обеспечит ли данный требуемый рабочий поток. Поэтому при приеме-сдаточных испытаниях магнитов более целесообразен контроль методом сравнения. На этом методе в Новочеркасском политехническом институте (НПИ) основаны устройства, полностью автоматизирующие процесс массового контроля двухполюсных ПМ простой и сложной формы [2—4].

На заводах, производящих постоянные магниты, внедрено несколько автоматов НПИ, в которых на базе дифференциального пермеаметра реализуется метод сравнения рабочих участков

кривых размагничивания испытуемого и образцового магнитов. Магнитные свойства ПМ сравнивают после магнитной подготовки в процессе размагничивания их. Такой метод контроля дает более эффективную оценку пригодности ПМ, чем оценка по остаточной индукции, коэрцитивной силе или остаточному потоку.

Блочная схема и последовательность работы автоматов с дифференциальным пермеаметром (ДП) подробно описаны в работах [3, 5].

В НИИ были детально исследованы различные типы магнитных систем ДП с целью оптимизации последних по разрешаю-

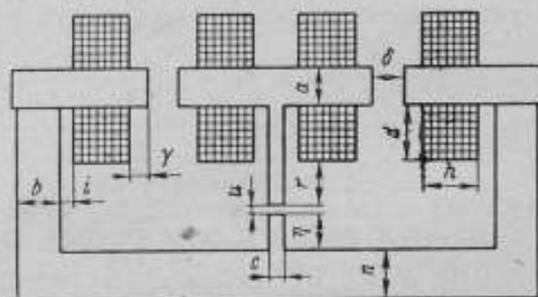


Рис. 1. Схема дифференциального пермеаметра

щей способности (РС). Под разрешающей способностью понимают отношение потока, фиксируемого преобразователем Холла в среднем стержне ДП, к разности потоков в нейтральных сечениях образцового и испытуемого постоянных магнитов. Разрешающая способность является наиболее важной характеристикой ДП. Чем выше эта способность, тем с большей точностью и надежностью осуществляется контроль ПМ. Поэтому под оптимальной будем понимать конструкцию ДП с максимальной разрешающей способностью, одновременно отвечающую заданным техническим условиям (по нагреву, по сечению полюса и т. п.).

Исследования показали, что при равных условиях (одинаковые м. д. с., геометрически подобные катушки, одинаковые размеры рабочих полюсов, среднего стержня и т. д.) наименьшим рассеянием магнитного потока и наибольшей рассеивающей способностью обладает ДП с четырьмя намагничивающими катушками, расположенными попарно у рабочих зазоров (рис. 1). Поэтому в дальнейшем исследовали именно этот тип дифференциального пермеаметра.

Оптимизационный расчет его базировался на методах нелинейного программирования [6] и выполнялся без учета сопротивления стали пермеаметра. В результате анализа работы ДП было установлено, что конструктивными параметрами, оптимальные значения которых надо определять в процессе проектирова-

ния ДП, являются d , η и r . Поскольку при расчете пермеаметра не учитывают падение м. д. с. стали, то целесообразно остальные конструктивные размеры его представить в безразмерной форме как отношение соответствующего размера к размеру полюса a . Это позволяет применить к расчету параметра принцип физического подобия и выразить оптимальные параметры d , η , r как функции площади сечения S катушки в безразмерной форме, т. е.

$$d^* = d/a = f_1(S^*), \eta^* = \eta/a = f_2(S^*), r^* = r/a = f_3(S^*),$$

где $S^* = S/a^2$.

Площадь S сечения катушки определяется значением м. д. с., необходимой для намагничивания ПМ заданного типоразмера.

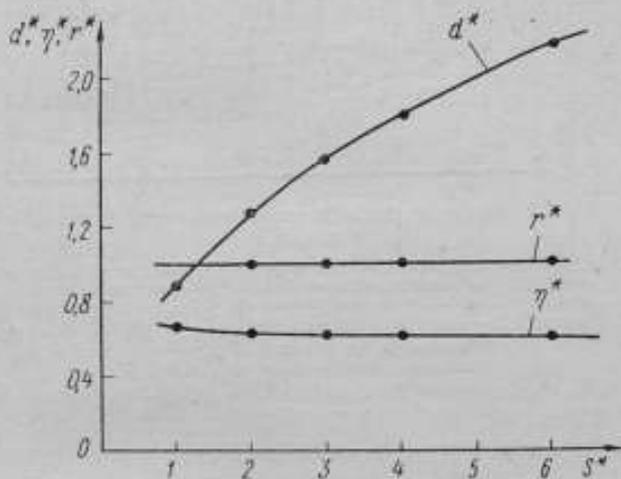


Рис. 2. Зависимость оптимальных значений параметров d , η , r от площади сечения катушки в безразмерной форме.

Как и размер полюса a , величина S определяется техническими условиями.

Учитывая накопленный опыт эксплуатации ДП и приведенные выше соображения, примем при конструировании его следующие значения безразмерных параметров (рис. 1): $\delta^* = 0,5$; $\gamma^* = 0,14$; $b^* = 1,25$; $n^* = 1,5$; $c^* = 0,3$; $u^* = 0,0625$; $i^* = 0,33$. Результаты оптимизационного расчета ДП представлены в виде графиков на рис. 2. С помощью этих графиков определяют оптимальные значения параметров d , η и r . Для определения остальных размеров конструкции следует использовать приведенные выше значения их в безразмерной форме. Отметим, что в оптимально сконструированных ДП с увеличением a и S^* значение разрешающей способности уменьшается. Эта способ-

ность автомата в целом зависит не только от разрешающей способности параметра, но и от характеристик преобразователя Холла и электронноизмерительного устройства (ЭИУ).

В разработанных нами конструкциях автоматов минимальная индукция, при воздействии которой на преобразователь Холла происходит срабатывание классифицирующего устройства автомата (КЭ), равна 0,2 мТ. При такой чувствительности электронноизмерительного устройства автомат, как правило, надеж-

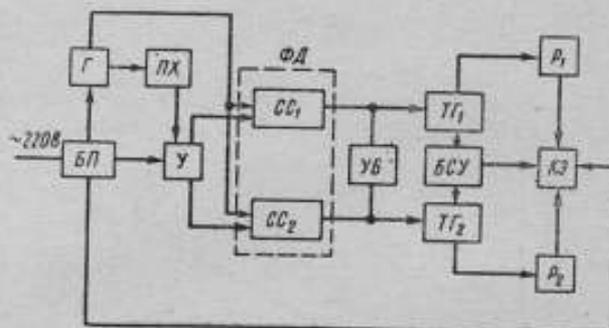


Рис. 3. Блочная схема электронного устройства автомата

БП — блок питания; Г — генератор синусоидального напряжения; ПХ — преобразователь Холла; У — усилитель напряжения; ФД — фазовый дискриминатор; СС₁₋₂ — схемы совпадения; УБ — указатель баланса; ТГ₁₋₂ — триггеры; БСУ — блок синхронизации и управления; Р₁₋₂ — выходные реле; КЭ — классифицирующий электромагнит.

но отбраковывает магниты, отличающиеся по потоку на $(165 \pm \pm 15) \cdot 10^{-8}$ Вб. Знаки плюс и минус учитывают изменение разрешающей способности автомата под воздействием колебаний температуры окружающей среды и напряжения сети.

В результате опыта, полученного в процессе эксплуатации автоматов, схема ЭИУ, управляющего работой классифицирующего устройства (рис. 3), была усовершенствована. Генератор Г (РС синусоидального напряжения) питает преобразователь Холла ПХ и цепь формирования опорных импульсов для схем совпадения СС₁ и СС₂. Частота генератора 4000 Гц. Усилитель напряжения У выполнен так, что его частотная характеристика имеет резкие завалы на низких и высоких частотах. Фазовый дискриминатор ФД, состоящий из двух схем совпадения СС₁ и СС₂, предназначен для фиксации фазы сигнала, поступающего от преобразователя Холла. Если напряжение на выходе усилителя совпадает по фазе с опорными импульсами одной из схем совпадения, то на выходе этой схемы совпадения появятся положительные импульсы. Поскольку опорные напряжения СС₁ и

CC_2 находятся в противофазе, то на выходе другой схемы совпадения напряжение равно нулю. Выходные напряжения CC_1 и CC_2 подаются соответственно на два идентичных триггера $ТГ_1$ и $ТГ_2$, нагрузкой которых являются выходные реле P_1 и P_2 . Схемы совпадения обеспечивают более четкую работу фазового дискриминатора, чем ранее применявшиеся фазочувствительные выпрямители.

Для настройки автомата необходимо вначале просимметризовать всю измерительную цепь, для чего служит указатель баланса УБ. Он представляет собой стрелочный прибор с «нулем»

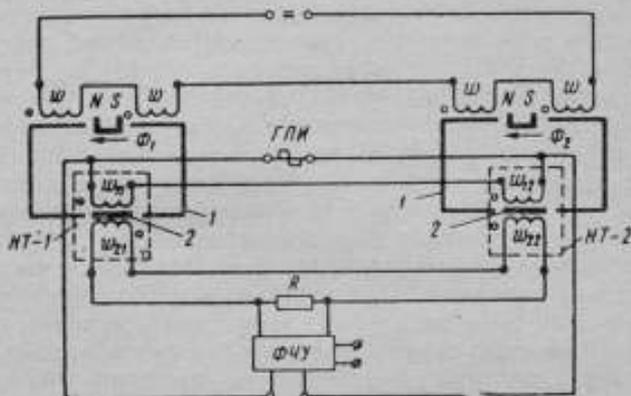


Рис. 4. Принципиальная схема контроля постоянных магнитов с помощью насыщающихся трансформаторов

1 — магнитоводы переметров; 2 — магнитоводы насыщающихся трансформаторов; w — силовые обмотки переметров; R — сопротивление нагрузки дифференциальной схемы; Φ_{1-2} — магнитные потоки испытуемого и образцового магнитов; w_{11} , w_{12} и w_{21} , w_{22} — первичные и вторичные обмотки насыщающихся трансформаторов; ФЧУ — фазочувствительный усилитель.

посередине, включенный между выходами схемы совпадения CC .

В настоящее время в эксплуатации находится автомат, электронноизмерительное устройство которого позволяет разделять контролируемые магниты не только на «брак» или «годен», но и вести разбраковку по группам: «брак по B_c », «брак по H_c », «брак по всей «спинке» ПМ», «годен». Такой способ разбраковки на заводах, производящих магниты, облегчает работу технологов и экономически очень выгоден.

Производительность автомата — 20—25 магнитов в минуту, т. е. порядка 10 000 штук в смену. Автомат может заменить труд 8—10 контролеров, работающих с неавтоматической аппаратурой.

Дальнейшие исследования показали, что в некоторых случаях, когда контролируют небольшие по объему ПМ, целесообразно

но сравнивать не сами магнитные потоки, а пропорциональные им электрические сигналы. Для этой цели был разработан новый принцип работы автоматов [4].

Особенностью новых автоматических устройств (рис. 4) является использование в качестве преобразователей магнитного потока насыщающихся трансформаторов (НТ), врезанных в магнитопроводы двух идентичных С-образных пермеаметров. В этих пермеаметрах одновременно намагничивают и размагничивают образцовый и испытуемый магниты. В рабочий зазор одного из пермеаметров помещают испытуемый магнит, в зазор другого — образцовый. Катушки пермеаметров включают последовательно и по ним пропускают один и тот же ток. Магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 , задаваемые испытуемым и образцовым магнитами, проходят через магнитопроводы соответствующих насыщающихся трансформаторов, которые питаются от одного и того же источника переменного напряжения прямоугольной формы ГПИ. Их первичные обмотки ω_{11} и ω_{12} включают последовательно и встречно. Если в зазоры С-образных пермеаметров поместить совершенно одинаковые магниты NS, то в процессе их размагничивания на выходе дифференциальной схемы разность электрических сигналов будет равна нулю. Если кривая размагничивания одного магнита лежит выше, чем у другого, то на выходе измерительного органа появятся знакопеременные импульсы тока, фаза которых изменяется на противоположную, если магниты поменять местами. На рис. 5 приведены графики, поясняющие физические процессы, протекающие в схеме.

Анализ работы насыщающихся трансформаторов (НТ) показал, что длительность импульса напряжения Δt на выходе дифференциальной схемы выражается формулой

$$\Delta t = \frac{\omega_1 r_{2экв}}{(U - H_c l_c r_1 / \omega_1) r_2} \Delta \Phi,$$

- где ω_1 — число витков первичной обмотки НТ;
 $r_{2экв}$ — эквивалентное активное сопротивление НТ, приведенное к его вторичной стороне;
 U — амплитуда напряжения прямоугольной формы генератора, питающего НТ;
 H_c — коэрцитивная сила материала для НТ;
 l_c — длина средней силовой линии преобразователя;
 r_1 — полное активное сопротивление первичной цепи НТ;
 r_2 — то же, вторичной обмотки НТ;
 $\Delta \Phi$ — разность потоков, подмагничивающих НТ-1 и НТ-2.

Разностный подмагничивающий поток, пропорциональный разности магнитных потоков образцового и испытуемого магнитов, управляет шириной выходных импульсов или их скважностью. Для того чтобы сравнить магнитные характеристики испытуемого и образцового ПМ, необходимо дифференциальную схему подключить на вход фазочувствительного усилителя

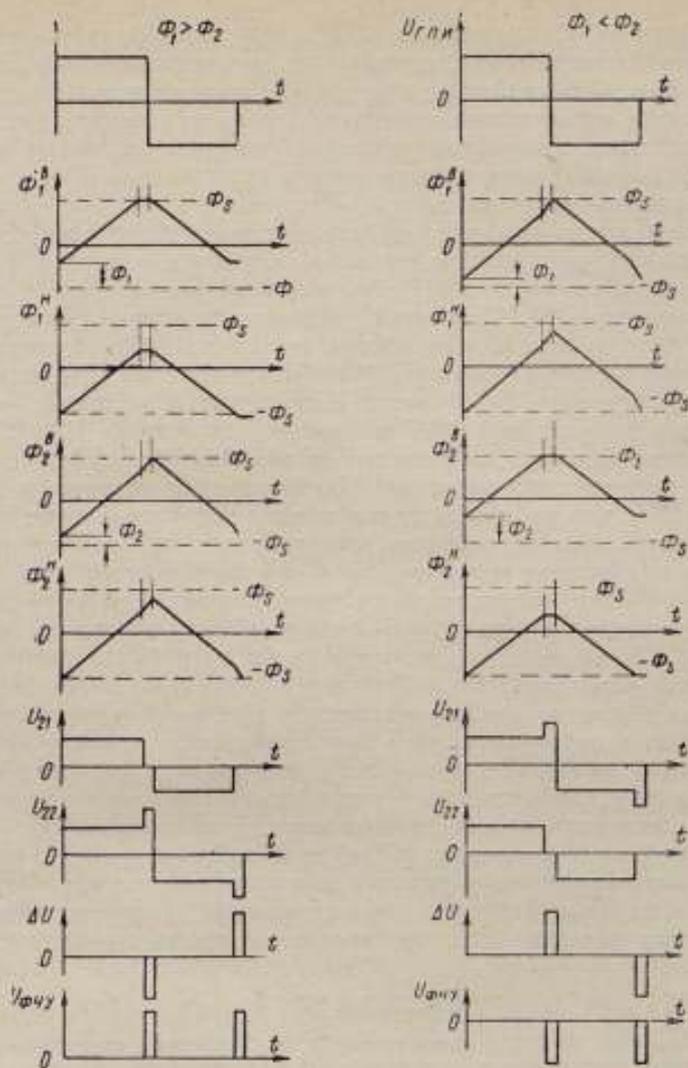


Рис. 5. Графики, поясняющие работу дифференциальной схемы на насыщающихся трансформаторах.

$U_{ГПН}$ — напряжение генератора прямоугольных импульсов; Φ_1^a , Φ_1^b , Φ_2^a , Φ_2^b — результирующие магнитные потоки соответственно в верхней и нижней половине преобразователей НТ-1 и НТ-2; U_{21} , U_{22} — вторичные напряжения соответственно преобразователей НТ-1 и НТ-2; ΔU — разность вторичных напряжений преобразователей; $U_{ФЧУ}$ — напряжение в нагрузке фазочувствительного усилителя; Φ_{1-2} — магнитные потоки, пропорциональные соответственно магнитным потокам образцового и испытываемого магнитов.

ФЧУ (рис. 4). Опорным для ФЧУ следует выбрать то же прямоугольное напряжение, которое питает насыщающиеся трансформаторы. ФЧУ работает в линейном режиме и в его нагрузке получают однополярные импульсы того или иного знака. Полярность этих импульсов указывает на знак разности между магнитными потоками испытуемого и образцового ПМ, а ширина импульса — на размер этой разности.

Поскольку по принципу действия схема реагирует на знак и длительность выходных импульсов, необходимо, чтобы период напряжения, питающего НТ, был намного меньше времени размагничивания ПМ. При этом условии контроль происходит практически в нескольких точках на кривой размагничивания. Опыт показывает, что на кривой размагничивания ПМ достаточно контролировать 10—20 точек. Исходя из этих условий, частоту источника напряжения ГПИ выбирают в диапазоне 100—300 Гц.

Чувствительность изготовленных нами преобразователей магнитного потока типа насыщающихся трансформаторов достигла 15—20 В/Т, что на два порядка выше чувствительности преобразователей Холла, серийно выпускаемых промышленностью.

При насыщении сердечников обоих преобразователей ток в первичной цепи насыщающихся трансформаторов резко возрастает, что может нарушить устойчивую работу источника напряжения ГПИ, от которого в этот момент потребовалась бы значительная мощность. Во избежание этого схема ГПИ (за счет введения обратной связи) выполнена так, что в момент резкого возрастания первичного тока насыщающихся трансформаторов происходит изменение полярности напряжения генератора. За исключением измерительного устройства блок-схема рассматриваемого автомата может быть выполнена аналогично [3].

Проведенные исследования и опыт промышленной эксплуатации автоматических устройств для контроля постоянных магнитов методом сравнения дают основания рекомендовать эти устройства для широкого применения в промышленности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пеккер И. И., Титаренко В. Н. Некоторые вопросы технического контроля постоянных магнитов. Труды институтов Комитета, вып. 64(124), Стандартгиз, 1962.
2. Пеккер И. И. Дифференциальный переметр. Авт. свид. № 131407, кл. 21e, Бюлл. изобр., 1960, № 17.
3. Пеккер И. И., Доманов А. Д., Шмойлов Н. Ф., Ковов А. Н. Автомат для разбраковки постоянных магнитов по магнитным свойствам. Труды институтов Комитета, вып. 64(124), Стандартгиз, 1962.
4. Пеккер И. И., Галикян Г. С. Устройство для массового контроля постоянных магнитов по их магнитным свойствам. Авт. свид. № 221167, кл. 21e, 37/10. Бюлл. изобр., 1968, № 21.
5. Иконников С. Н. Испытания магнитных элементов автоматических устройств. «Энергия», 1968.
6. Ермольев Ю. М. Методы решения нелинейных экстремальных задач. «Кибернетика», 1966, № 4.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ФЕРРОТЕСТЕРА

В настоящее время ферротестер нашел широкое применение для испытания постоянных магнитов при их периодическом перемагничивании на частоте 1 Гц. По данным Новочеркасского завода постоянных магнитов, на котором ферротестер эксплуатируется в течение 3 лет, производительность его в 20 раз выше, чем БУ-3. Установка позволяет в течение нескольких минут получить предельную петлю гистерезиса испытуемого образца и измерить B_c , H_c , а также значения B и H любой другой точки на кривой размагничивания. Максимальную магнитную энергию определяют косвенным методом — по измеренным значениям B и H .

Погрешность установки составляет $\pm 5\%$ как по каналу магнитной индукции, так и по каналу напряженности магнитного поля. Такая погрешность получена благодаря применению метода замещения, а также электроннолучевого индикатора с большими размерами экрана.

Одним из недостатков установки является необходимость наносить измерительную обмотку на испытуемый магнит. Устранить этот недостаток можно двумя способами: 1) применением постоянной измерительной катушки индукции и 2) разработкой специального преобразователя, располагаемого на полюсе электромагнита. Второй способ имеет большие преимущества, так как пригоден для испытания образцов с поперечным сечением различных форм и размеров.

Кроме того, при массовых испытаниях образцов желательно иметь прямой отсчет значения максимальной магнитной энергии.

Преобразователь магнитной индукции

Преобразователь (рис. 1) выполнен в виде приставного к электромагниту полюсного наконечника 1 из Армко. Измерительные и корректирующие обмотки расположены в двух кольцевых пазах 2 и 4 на поверхности полюсного наконечника, обращенной к образцу 3.

Перед испытанием образец (без обмотки B) вставляют в зазор электромагнита с преобразователем. По шкале корректирующей приставки 5 выставляют сечение испытуемого образца. Оптимальные размеры обмоток преобразователя выбраны на основании экспериментальных исследований с помощью миниатюрного преобразователя Холла картины поля вокруг образца в электромагните.

Максимальный диаметр d_2 внешнего и минимальный диаметр

d_1 внутреннего паза определены из условия, чтобы обмотки преобразователя (даже при наличии в зазоре образцов с максимальными длиной и сечением) находились внутри области поля с неравномерностью менее $\pm 1\%$. Эта область имеет вид кольца на поверхности полюсного наконечника, а ее размеры ограни-

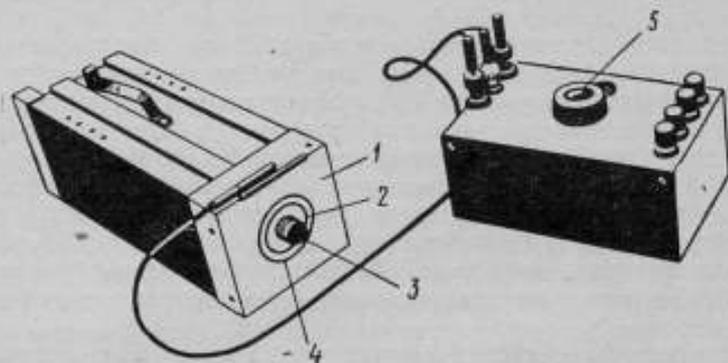


Рис. 1. Внешний вид преобразователя с корректирующей приставкой

1 — полюсный наконечник; 2 и 4 — кольцевые пазы; 3 — образец; 5 — корректирующая приставка

чены снаружи влиянием краев наконечника, а внутри — искажениями поля, вносимыми образцом. Например, при использовании электромагнита сильных полей установки БУ-3 указанное выше условие выполняется для максимальных размеров образца $l_m = 50$ мм и $S_m = 7$ см² при $d_1 = 33$ мм и $d_2 = 50$ мм.

Искажения поля в межполюсном пространстве электромагнита от пазов самого преобразователя исследовали на модели из токопроводящей бумаги. Искажения имеют локальный характер и не изменяют условий намагничивания образца. Однако в результате этих искажений потокосцепление каждой обмотки преобразователя будет пропорционально не действительной площади обмотки, а площади круга с диаметром, равным среднему диаметру соответствующего паза. Это учитывают при расчете преобразователя. Влиянием зазора между шлифованными поверхностями преобразователя и полюса электромагнита можно пренебречь. Этот зазор можно и полностью устранить, изготавливая преобразователь совместно с полюсом.

С ферротестером используют преобразователи двух типов. Преобразователь ИД-2 отличается от первого варианта [1] линейностью шкалы установки сечений и постоянным числом витков. Измерительная обмотка w_1 расположена во внутреннем пазу преобразователя, а корректирующая обмотка w_2 разделена на две секции, одна из которых w_2' размещена во внешнем па-

зу, а другая ω_2' находится во внутреннем (вместе с ω_1). Числа витков выбирают из соотношений

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 S_1 &= \omega_2 (S_2 - S_1) \\ \omega_2' &= \omega_2 = \omega_2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где S_1 и S_2 — сечения соответственно внутренней и внешней обмоток.

Покажем, что э.д.с. преобразователя пропорциональна производной индукции образца. Допустим: а) что при отсутствии образца намагничивающее поле равномерно в пределах объема, ограниченного цилиндром с основанием S_2 и полюсами электромагнита, и б) что поток рассеяния образца входит в полюс только в пределах площади S_1 . Учитывая, что обмотки преобразователя охватывают как поток Φ_m образца сечением S_m

$$\Phi_m = BS_m = \mu_0 (H + J) S_m,$$

так и часть потока намагничивающих катушек, выражения для потокоцеплений обмоток ω_1 , ω_2 и секций ω_2' , ω_2'' будут

$$\Psi_1 = \mu_0 \omega_1 [H(S_1 - S_m) + (H + J) S_m],$$

$$\Psi_2' = \mu_0 \omega_2 [H(S_2 - S_m) + (H + J) S_m],$$

$$\Psi_2'' = \mu_0 \omega_2' [H(S_1 - S_m) + (H + J) S_m],$$

$$\Psi_2 = \Psi_2' - \Psi_2'' = \mu_0 \omega_2 H (S_2 - S_1) = \mu_0 H \omega_1 S_1.$$

В этих выражениях:

$\Psi_1, \Psi_2', \Psi_2'', \Psi_2$ — потокоцепления соответственно обмоток $\omega_1, \omega_2', \omega_2'', \omega_2$;

B и J — индукция и намагниченность образца в нейтральном сечении.

При перемагничивании образца результирующий сигнал e преобразователя получается как разность э.д.с. e_1 обмотки ω_1 и части э.д.с. e обмотки

$$e = - \frac{d\Psi_1}{dt} + k \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (2)$$

где k — коэффициент коррекции, зависящий от сечения образца.

Подставив в выражение (2) значения Ψ_1 и Ψ_2 , получим

$$e = \frac{d}{dt} [k\mu_0 H \omega_1 S_1 - \omega_1 \mu_0 (H S_1 + J S_m)]. \quad (3)$$

Чтобы э.д.с. e была пропорциональна производной индукции образца, необходимо выполнить равенство

$$\omega_1 S_1 (k - 1) = - S_m \omega_1.$$

Тогда

$$k = \frac{S_1 - S_m}{S_1}, \quad (4)$$

$$e = -\omega_1 S_M \mu_0 \frac{d}{dt} (H + J),$$

или, после интегрирования,

$$B = -\frac{\int_0^t e dt}{\omega_1 S_M}.$$

Погрешность преобразователя в основном определяется тем, что измеряемый им поток Φ_n отличается от потока Φ_m в нейтральном сечении образца. Эта погрешность сложно зависит от формы, размеров и магнитного состояния образца. Отбросив ранее сделанное допущение (б), можно записать

$$\Phi_m = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_S,$$

$$\Phi_n = \Phi_1 - k\Phi_2,$$

- где Φ_1 — часть потока образца, сцепленная с обмоткой ω_1 ;
 Φ_2 — часть потока рассеяния образца, сцепленная с обмоткой ω_2 ;
 Φ_S — часть потока рассеяния образца, не входящая в полюс в пределах площади S_2 .

При этом указанная погрешность будет равна

$$\xi = \frac{\Phi_m - \Phi_n}{\Phi_m} = \frac{\Phi_2(k+1) + \Phi_S}{\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_S}.$$

Испытания, проведенные центральной заводской лабораторией Новочеркасского завода постоянных магнитов, показали, что, например, для образцов из сплава ЮНДК-24 суммарная погрешность не превышает $\pm 2\%$.

Последующие исследования привели к созданию преобразователя ИД-3, имеющего

$$\omega_n S_M = \text{const},$$

что позволяет получать на экране индикатора в одинаковом масштабе характеристики образцов различного сечения.

Получение «фиксированной спинки»

Одним из возможных путей повышения точности отсчета по ферротестеру является получение не всей петли гистерезиса, а только кривой размагничивания. В работе [2] описано получение этой кривой способом «фиксированной спинки». Дальнейшие исследования привели к усовершенствованию предложенного способа, заключающегося в следующем. В начальный момент времени образец характеризуется точкой ($H=0, B=-B_r$), интегратор канала «H» закорочен, а интегратор канала «B» (с нулевым напряжением на выходе) подключен к измеритель-

ной обмотке B образца. Кратковременное включение размагничивающего тока перематывает образец от $-B_r$ до $+B_r$, и на выходе интегратора « B » запоминается напряжение, пропорциональное $2B_r$. На экране индикатора луч при этом проходит путь $0-1-2-3$ (рис. 2). Затем напряжение на выходе интегратора « B » снижают

вдвое (на экране луч проходит отрезок $3-4$) и его значение становится соответствующим B_r . После этого к измерительной катушке поля подключают интегратор « H » и в обмотки электромагнита подают размагничивающий ток другой полярности. Рабочая точка образца проходит по «спинке» петли, что соответствует пути $4-5$ луча на экране. В момент $H = -H_c$ напряжение на выходе интегратора « B » проходит через нуль, и специальная цепь сравнения с помощью электронного ключа закорачивает интегратор « B ». На экране

луч продолжает двигаться по пути $5-6$. При выключении размагничивающего тока луч по пути $6-0$ возвращается в начальную точку. Таким образом, за один ход луча на экране получается «спинка» предельной гистерезисной петли и оси координат. Характеристику фотографируют с экрана или снимают по точкам с помощью стрелочных приборов.

Дополнительная (по сравнению с обычной схемой ферротестера) погрешность измерения напряженности поля ξ_H вызывается тем, что при отсутствии намагничивающего тока напряженность поля в центре образца не равна нулю из-за наличия зазора между торцами образца и полюса. Эта погрешность является систематической и вызывает уменьшение измеренных значений B и H точек петли на постоянную величину. Погрешность ξ_H легко компенсируют включением дополнительного небольшого намагничивающего тока, снижающего до нуля напряженность поля в нейтрали образца. Необходимое значение компенсирующего тока подбирают так, чтобы выходное напряжение интегратора « H » возвращалось к нулевому значению

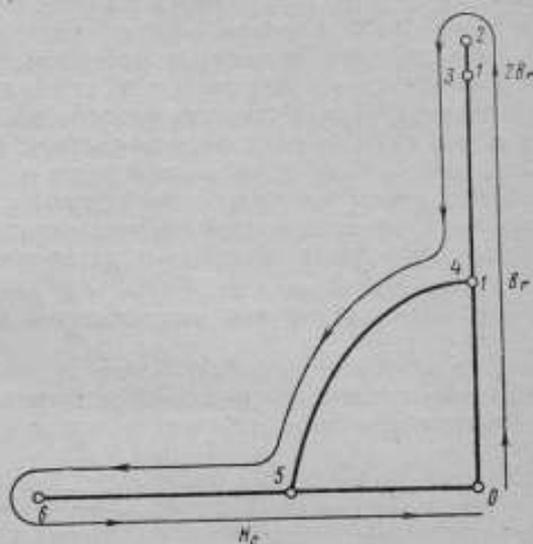


Рис. 2. Путь луча на экране индикатора при получении «фиксированной спинки»

при перемагничивании образца от $-B_r$ до $+B_r$. Полярность компенсирующего тока при этом соответственно изменяется.

Нечувствительность схемы фиксации перехода через нуль, хотя и вызывает некоторое запаздывание при закорачивании выхода интегратора «В», но на точность измерений не влияет, поскольку луч, возвращаясь по пути $b-0$, пересекает «спинку» в точке $B=0$ независимо от времени запаздывания.

Получаемая описанным способом характеристика жестко фиксирована по отношению к осям координат. Исключается влияние дрейфа нуля интеграторов на точность измерений, так как время получения характеристики составляет десятые доли секунды. Это облегчает испытание и повышает их точность. Малое время интегрирования позволяет также снизить требования к качеству применяемых усилителей постоянного тока при сохранении точности интегрирования.

Схема измерения максимальной магнитной энергии

Электронное устройство, позволяющее отсчитывать значения магнитной энергии непосредственно без подсчетов и графических построений, работает в комплексе с электромагнитом и

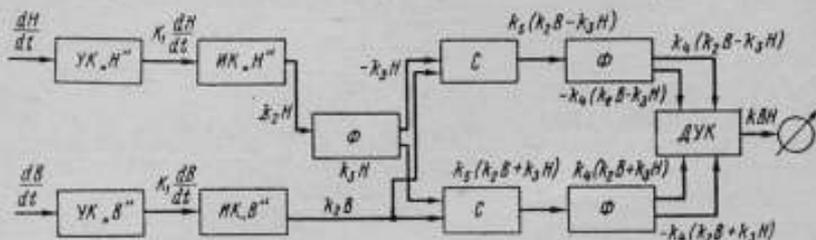


Рис. 3. Блок-схема электронного устройства для измерения максимальной магнитной энергии

УК_H и УК_B — входные усилители каналов «H» и «B»; ИК_H и ИК_B — интеграторы каналов «H» и «B»; Ф — фазоинверторы; С — сумматоры; ДУК — двухтактный умножающий каскад

источником переменного тока частотой 1 Гц. Индукцию и напряженность поля в образце измеряют с помощью соответствующих катушек, расположенных в его нейтрали.

Блок-схема устройства представлена на рис. 3. Основными узлами являются: 1) входные усилители каналов «H» и «B»; 2) интеграторы каналов «H» и «B»; 3) блок умножения, который включает в себя фазоинверторы, сумматоры и квадраторы.

Сигналы с катушки напряженности поля (dH/dt) и катушки индукции (dB/dt) поступают соответственно на входы усилителей каналов «H» и «B».

Усиленные сигналы подаются на интеграторы, которые представляют собой усилители с параллельной отрицательной ем-

костной обратной связью. Постоянная интегрирования интеграторов равна

$$\tau_n = RC(1+k) = 25 \text{ с.}$$

С выходов интеграторов сигналы, пропорциональные H и B , поступают на блок умножения. В основу построения схемы для перемножения этих сигналов положено соотношение

$$HB = \frac{1}{4} [(H+B)^2 - (H-B)^2].$$

Противофазные сигналы получаются с помощью фазоинвертеров, которые выполнены по схеме каскада с катодно-анодной нагрузкой. Для получения суммы и разности сигналов служат схемы параллельного суммирования.

Квадрат суммы и разности H и B можно получить при помощи элементов, ток i через которые нелинейно зависит от приложенного напряжения u и может быть представлен уравнением

$$i = a_1 u + a_2 u^2.$$

Такого вида функцию передачи позволяют получить некоторые электронные лампы, у которых в ограниченной области изменения потенциала сетки и анодного тока крутизна характеристики изменяется по закону, близкому к линейному. В рассматриваемом устройстве квадраторы выполнены на лампе 6Н2П, так как эта лампа обладает наибольшим динамическим диапазоном возводимых в квадрат напряжений.

Напряжение u на выходе квадратора равно

$$u = k_0 u_{\text{вх}} + k_1 u_{\text{вх}}^2.$$

Первый член этого выражения исключается благодаря применению вычитающего каскада. Таким образом, общее изменение выходного напряжения описывается зависимостью

$$u = 2k_1 u_{\text{вх}}^2.$$

Погрешность устройства для измерения максимальной магнитной энергии определяется погрешностями интегрирования и умножения.

Погрешность интегрирования определяется как [3]

$$\delta_n \approx \frac{1}{2} \frac{t}{\tau_n} \cdot 100\%,$$

где t — длительность сигнала, равная 1 с,

τ_n — постоянная интегрирования, равная 25 с.

Таким образом,

$$\delta_n = 2\%.$$

Погрешность умножения определяется погрешностью суммирования и погрешностью возведения в квадрат. Эти погреш-

ности в основном вызваны неидентичностью характеристик ламп. Экспериментально установленная для данного блока умножения погрешность не превышает $\pm 3\%$. Суммарная погрешность устройства для измерения максимальной магнитной энергии не превышает $\pm 5\%$. Электронное устройство позволяет измерять максимальную магнитную энергию до $30\,000 \text{ Дж/м}^3$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мартынов В. В. Датчик индукции и намагниченности образцов магнитотвердых материалов. Известия вузов. Электромеханика, 1966, № 5.
2. Мартынов В. В., Маркин П. П., Богуш И. А. Получение фиксированной на экране осциллографа «спинки» гистерезисной петли магнитотвердых материалов. Известия вузов, Электромеханика, 1966, № 9.
3. Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. «Наука», 1966.

УДК 621.318.1.001.4 : 621.317.7.087.92

А. З. ВЕКСЛЕР, М. Я. ЛЮБИМЦЕВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Во многих случаях импульсное намагничивание материалов происходит при заданной скорости изменения потока. Подобные условия создаются, например, при работе импульсных трансформаторов, элементов магнитных формирователей импульсов, преобразователей и т. д. [1, 2]. Магнитные свойства материалов, намагничиваемых в таком режиме, определяются максимальным приростом магнитной индукции за время прохождения импульса напряжения. Следует отметить, что поток не может все время изменяться монотонно, так как сразу по окончании импульса напряжения генератора начинается снижение индукции (по абсолютному значению) от максимального значения до остаточного, а импульс э. д. с. получается разнополярным. Поэтому при определении свойств магнитных материалов в режиме заданного изменения потока невозможно использовать методы, основанные на измерении суммарного заряда [3], так как они позволяют найти разность между остаточной индукцией и начальной, а не максимальный прирост последней.

Наиболее приемлемым способом определения максимального прироста индукции при малой длительности импульсов является прямое интегрирование сигнала э. д. с., наведенной в измерительной обмотке:

ход через усилитель, так что выходное напряжение искажается по форме. Представление об искажениях выходного сигнала можно получить, полагая, что $Y_{вх}$ и $Y_{н}$ характеризуют параллельно соединенные емкости и сопротивления, а коэффициент усиления $K(p) = K_0 / (1 + p\tau_0)$. Тогда, пренебрегая величинами второго порядка малости, можно представить формулу (2) в виде

$$W(p) = \frac{\tau_0 \tau_0 p^2 + \tau_0 p - K_0}{\tau_0 \tau_1 \tau_2 p^2 + \tau_1 (\tau_0 + \tau_2) p + [\tau_0 + \tau_2 (K_0 + 1)] p + 1}, \quad (3)$$

$$\text{где } \tau_0 = C_1 R_{вх}, \tau_1 = C_1 R_1, \tau_2 = C_0 R_{вх}, C_0 = C_{вх} + C_{н}.$$

Оценка величин, входящих в формулу (3), показывает, что, если на вход интегратора подается скачок напряжения, равный ΔU_1 , то на выходе получаются затухающие колебания, наложенные на линейно нарастающий во времени сигнал. Наибольший выброс $\Delta U_{вх}$ может быть оценен, если положить $\tau_2 = 0$:

$$\Delta U_{вх} = \frac{\Delta U_1}{R_1 G_{вх}}. \quad (4)$$

Если длительность входного сигнала прямоугольной формы равна τ , то амплитуда напряжения на выходе определяется выражением

$$U_{вх.мах} = \frac{\Delta U_1 \tau}{R_1 C_1}. \quad (5)$$

Погрешность, связанная с выбросом, равна

$$\epsilon_1 = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх.мах}} = \frac{C_1}{\tau G_{вх}}. \quad (6)$$

Таким образом, для уменьшения погрешности желательно брать емкость C_1 небольшой. При $C_1 = 10^{-10}$ Ф, $G_{вх} = 10^{-2}$ Ом⁻¹, $\tau = 10^{-7}$ с погрешность $\epsilon_1 = 10\%$. Хотя в реальных условиях эта погрешность будет заметно ниже, ибо практически невозможно получить идеальный перепад напряжения на входе, порядок погрешности правильно оценивается формулой (6).

Уменьшение этой погрешности может быть достигнуто применением в цепи обратной связи дополнительного четырехплюсника, не обладающего свойством взаимности, но сохраняющего ее характер. При такой структуре интегратора прямое прохождение входного сигнала через цепь обратной связи со входа на выход очень сильно уменьшается, а погрешность ϵ_1 резко снижается.

Другим способом снижения ϵ_1 является применение элементов цепи обратной связи, которые затрудняли бы прямое прохождение перепадов входного сигнала на выход.

Рассмотрим погрешность интегрирования импульсов большой длительности применительно к периодической последовательности разнополярных импульсов:

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} U_1 & \text{для } nT \leq t < nT + \tau \\ -U_2 & \text{для } nT + \tau \leq t < (n+1)T, \end{cases} \quad (7)$$

причем $U_1\tau = U_2(T-\tau)$. Нетрудно показать, что при $(K_0+1)\tau_1 \gg T$ погрешность интегрирования импульсов большой длительности определяется выражением

$$\epsilon_2^r = \frac{(m-1)\tau^2}{12(K_0\tau_1)^2}, \quad (8)$$

где $m = T/\tau$, а при $\tau \ll (K_0+1)\tau_1 \ll T$ обычно имеем

$$\epsilon^r = \frac{\tau}{2\tau_1 K_0}. \quad (8')$$

Оценка величин, входящих в формулы (8) и (8'), показывает, что удовлетворительные результаты могут быть получены либо при скважности, не превышающей нескольких десятков, либо при $m > 200 \div 300$.

Приведенные результаты показывают возможность применения усилителей с отрицательной обратной связью для интегрирования импульсов длительностью от 0,1 мкс и более.

Усилитель с большим динамическим сопротивлением

На рис. 2 показана упрощенная принципиальная схема интегратора с большим динамическим сопротивлением. Заряжается конденсатор C_1 током, протекающим через сопротивление $R_{к1}$. Напряжение на конденсаторе в этом случае равно

$$U_C = \frac{K_n}{R_{к1}C_1} \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \quad (9)$$

где $K_n = U_k U_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи по напряжению катодного повторителя лампы L_1 .

Погрешность, обусловленная тем, что часть тока не попадает на конденсатор C_1 , для входного сигнала прямоугольной формы равна:

$$\epsilon_2 = \frac{\tau}{2R_2 C_1}, \quad (10)$$

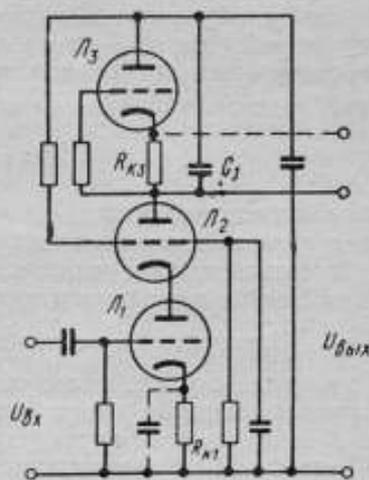


Рис. 2. Упрощенная схема интегратора с большим динамическим сопротивлением

где $R_d = R_{i2} + (\mu_3 + 1)R_{e3}$ [4]; R_{e3}, μ_3 — сопротивление в цепи катод лампы J_3 и ее коэффициент усиления соответственно. Значение R_d может быть доведено до 10^5 Ом и более.

Весьма важным параметром интегратора является отношение погрешности ϵ_3 к «коэффициенту передачи» $q = \frac{U_{\text{вых}}(\tau)}{U_{\text{вх}}(\tau)}$. Для импульса $U_{\text{вх}}(t)$ прямоугольной формы эта величина равна $\sigma = \frac{R_{\text{кт}}}{2R_d K_{\text{п}}}$, в то время как рассмотренный выше интегратор имеет $\sigma = \frac{1}{2(K_0 + 1)}$, а у простой RC-цепи $\sigma = 0,5$. Так, для $K_{\text{п}} = 0,8$, $R_{\text{кт}} = 500$ Ом, $R_d = 10^5$ Ом, $K_0 = 50$ имеем в первом случае $\sigma = 0,03$, а во втором $\sigma = 0,01$.

Искажение выходного импульса в первом случае обусловлено главным образом прохождением тока через емкость $C_{\text{вс}}$ между сеткой лампы J_1 и анодом J_2 . Если принять для простоты проводимость R_d^{-1} равной нулю, то погрешность, обусловленная этой емкостью, будет иметь порядок

$$\epsilon_4 = \frac{R_{\text{кт}} C_{\text{вс}}}{K_{\text{п}} \tau} \quad (11)$$

Приведенные данные показывают хорошие возможности интегрирования коротких импульсов. Вместе с тем следует отметить недостаток такого усилителя, обусловленный ограниченным динамическим диапазоном интегратора.

Интеграторы, построенные на пассивных элементах

В ряде случаев целесообразно использовать пассивные интеграторы, которые имеют известные преимущества по сравнению с рассмотренными выше устройствами. При использовании интеграторов на пассивных элементах не возникает ограничения значения выходного напряжения и отсутствуют погрешности, вносимые параметрами электронных ламп или транзисторов. Обычно интеграторы на пассивных элементах используют в виде RC-цепи или резонансного контура [5], однако их характеристики далеки от наилучших. Построение схем, имеющих оптимальные в определенном смысле слова переходные характеристики, является типичной задачей, решаемой методами синтеза цепей [6].

Рассмотрим простейший случай, когда интегратор должен реализовать «гладкую» аппроксимацию [6], т. е. когда погрешность интегрирования должна монотонно увеличиваться с ростом τ , но быть при этом минимальной. Для этого передаточная функция интегрирующей цепи

$$K_m(p) = \frac{\sum_{k=0}^n a_k p^k}{\sum_{k=0}^m b_k p^k} \quad (12)$$

должна мало отличаться от $K_n(p) = \alpha/p$. Нетрудно показать, что $K_m(p)$ должна удовлетворять условию

$$K_m(p) = \frac{1}{\frac{b_m}{a_{m-1}p} + \frac{b_0}{\sum_{k=0}^{m-1} a_k p^k}} \quad (13)$$

Ограничиваясь рассмотрением интеграторов, выполненных только на сопротивлениях и конденсаторах, можно показать, что при $K(0) = 1$ выражение оптимальной функции $K_m(p)$, параметры которой нормализованы [6], должно как можно меньше отличаться от выражения

$$K_m(p) = \frac{(p+1)^m - 1}{mp(p+1)^m} \quad (14)$$

$$K_1(p) = \frac{1}{p+1}; K_2(p) = \frac{p+2}{2(p+1)^2}; K_3 = \frac{p^2+3p+3}{3(p+1)^3} \text{ и т. д.}$$

Такая функция может быть реализована лишь приближенно, так как все полюсы передаточных функций RC -цепей являются простыми.

Относительная погрешность интегрирования импульсов прямоугольной формы в этом случае определяется формулой

$$\epsilon_m = \frac{\tau^m}{(m+1)!} \quad (15)$$

Вид формулы (14) объясняется нормализацией параметров.

С другой стороны, отношение напряжения $U_{\text{вых}}(\tau)$ на выходе интегратора ко входному U_0 , имеющему прямоугольную форму, равно

$$\eta_m = \frac{U_{\text{вых}}(\tau)}{U_0} = \frac{\tau}{m} \quad (16)$$

отсюда нетрудно найти

$$\eta_m = \frac{1}{m} \sqrt[m]{(m+1)!} \epsilon_m \quad (17)$$

Так, взяв $\epsilon_m = 0,5\%$, находим, что $\eta_1 = 0,01$, $\eta_2 = 0,085$, $\eta_3 = 0,16$, $\eta_4 = 0,18$ и т. д. Таким образом, переход от простейшей RC -цепи ($m=1$) к более сложным схемам позволяет увеличить выходное напряжение в 8,5 раза для $m=2$, в 16 раз при $m=3$ и т. д., если максимально допустимая погрешность $\epsilon_m = 0,5\%$.

Способы реализации схем, имеющих заданные передаточные функции, известны достаточно хорошо, поэтому на рис. 3 приведен без пояснений возможный вариант схемы интегратора при $m=2$.

Следует отметить, что подобные устройства можно использовать совместно с усилителями, причем по сравнению с известны-

ми интеграторами [7—12] мы имеем оптимальные характеристики.

Интегрирование коротких импульсов обычно связано с тем, что низкочастотное напряжение «помехи» U_n , поступающее на вход, усиливается несравненно сильнее полезного сигнала.

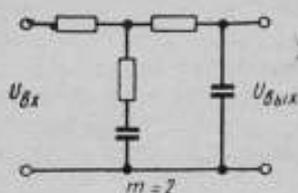


Рис. 3. Схема RC-интегратора на пассивных элементах

Так, для усилителя с отрицательной обратной связью относительное возрастание «помехи» на выходе интегратора равно приблизительно $(\epsilon_2^*)^{-1} \gg 1$. Поэтому даже небольшое напряжение на входе интегратора может быть причиной появления большой дополнительной погрешности при измерении амплитуды выходного напряжения.

Резкого снижения этой погрешности можно достигнуть, применив многозвенные RC-фильтры высших частот, которые позволяют уменьшить содержание низкочастотных составляющих

спектра сигнала при незначительном искажении полезного сигнала. Эффективность таких фильтров тем выше, чем меньше величина $\omega_n \tau$ (здесь ω_n — частота сигнала «помехи»). Отметим, что фильтр, содержащий 4 звена, позволяет снизить амплитуду помехи в обычных условиях испытаний при $\tau \approx 1$ мкс на 2—3 порядка, не создавая при этом сколько-нибудь значительного искажения полезного сигнала.

Приведенные соображения, проверенные экспериментально, показывают возможность рассмотренных интегрирующих устройств при определении характеристик магнитных материалов в импульсном режиме и особенно при заданном изменении магнитного потока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматизации и вычислительной техники. «Наука», 1966.
2. Ицхони Я. С. Импульсная техника, «Советское радио», 1959.
3. Тарасов С. И. Резонансный способ измерения приращения магнитной индукции при импульсном перематывании сердечников. Изд. Вычислительный центр АН СССР, 1964.
4. Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. «Наука», 1966.
5. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. «Советское радио», 1964.
6. Балабанян Н. Синтез электрических цепей. ГЭИ, 1961.
7. Wittke H., «Frequenz», 1955, Bd. 9, H. 2, S. 49—57.
8. Wittke H., «Electronische Rundschau», 1957, Bd. 11, H. 3, S. 73—74.
9. Wiegand D., Hansen W. AIEE Transaction, 1947, v. 66, p. 119—133.
10. Gossel D., Archiv. f. Electricisches Übertragung», 1959, Bd. 13, H. 12, S. 525.

11. Berger W., Howelmann F., Kossel H. «Electronische Rundschau», 1959, Bd. 13, S. 336.
 12. Mindnev D., Zippe W. «Nachrichtentechnik», 1956, Bd. II, S. 416—425.

УДК 621.317.444 : 681.332.35

Н. П. ГОРЯЧЕВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИНТЕГРАТОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БЫСТРО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ

Широкое использование малогабаритных тороидальных магнитных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, миниатюрных интегральных сердечников и других магнитных элементов с переключаемым потоком от 1 до 10^{-3} мкВб поставило задачу об измерении малых потоков с погрешностью порядка 1—2%. В реальных схемах, где используют миниатюрные сердечники, общая продолжительность цикла их переключения составляет обычно от 0,1 до 20 мкс.

Чтобы измерить переключаемый поток в условиях, близких к реальным, необходимо проинтегрировать электрический сигнал микросекундной длительности, имеющий амплитуду от нескольких десятков до нескольких сотен милливольт. Эту операцию выполняют с помощью широкополосных активных интеграторов. В настоящее время для этой цели обычно используют электронные интеграторы двух типов: интегратор с емкостной обратной связью и компенсированную RC-цепь.

В статье устанавливается зависимость между частотными и временными характеристиками и производится сравнение интеграторов обоих типов.

Интегратор с емкостной обратной связью

Передаточная функция интегратора с емкостной обратной связью (рис. 1) имеет вид

$$W(p) = \frac{e_{(p) \max}}{e_{(p) \text{вх}}} = \frac{K}{pRC(1+a-K) + 1 + R/R_1} \quad (1)$$

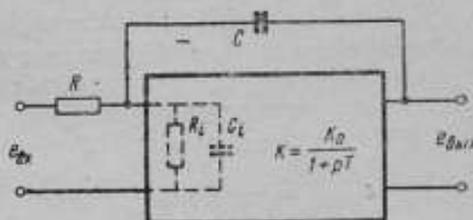


Рис. 1. Схема интегратора с емкостной обратной связью

С учетом комплексного характера коэффициента усиления

$$K = -K_0/(1 + pT)$$

имеем

$$W(p) = \frac{-K_0}{p^2 RCT(1+a) + p[RC(K_0+1+a) + T(1+b)] + 1+b}. \quad (2)$$

Здесь K_0 — коэффициент усиления на низкой частоте; обычно в таких схемах $K_0 \gg 1$;

T — постоянная времени усилителя; $a = \frac{C_i}{C} \ll 1$,

$$\sigma = \frac{R}{R_i} \ll 1;$$

p — оператор преобразования по Лапласу.

Выражение (2) можно переписать следующим образом:

$$W(p) = \frac{-K_0}{RCT(1+a)} \cdot \frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)}, \quad (3)$$

где p_1 и p_2 — корни характеристического уравнения (2).

Изображение реакции системы на единичное ступенчатое воздействие $e_{(p)max} = p^{-1}$ будет

$$e_{(p)max} = \frac{-K_0}{RCT(1+a)(p_1-p_2)} \left[\frac{1}{p(p-p_1)} - \frac{1}{p(p-p_2)} \right]. \quad (4)$$

Переходя к оригиналу, имеем

$$e_{(t)max} = \frac{-K_0}{RCT(1+a)(p_1-p_2)} \left[\frac{1-e^{p_1 t}}{p_1} - \frac{1-e^{p_2 t}}{p_2} \right]. \quad (5)$$

Рассмотрим поведение системы при малых t .

Воспользуемся тем обстоятельством, что вблизи $t=0$ каждая из экспонент выражения (5) может быть разложена в ряд Тейлора:

$$e_{i(max)} = \frac{K_0}{RCT(1+a)(p_1-p_2)} \sum_2^{\infty} (p_1^{n-1} - p_2^{n-1}) \frac{t^n}{n!}. \quad (6)$$

Ограничиваясь первым членом суммы, получаем

$$e_{(t)max} = \frac{K_0}{RCT(1+a)} \cdot \frac{t^2}{2}. \quad (7)$$

Из выражения (7) нетрудно видеть, что в области малых t рассматриваемая система не является интегратором. К аналогичному выводу можно прийти, рассматривая реакцию системы на другие стандартные испытательные сигналы [1].

Для определения интервала времени, в пределах которого рассматриваемая система способна выполнять функцию интегрирования с заданной точностью, перепишем выражение (3) в виде

$$W(p) = \frac{-K_0}{RCT(1+a)(p_1-p_2)} \left[\frac{1}{p-p_1} - \frac{1}{p-p_2} \right] = F(K_0) G(p), \quad (8)$$

где $F(K_0) = \frac{-K_0}{RC(1+a)(p_1-p_2)}$ — масштабный множитель интегратора;

$G(p) = \frac{1}{p-p_1} - \frac{1}{p-p_2}$ — изображение весовой функции интегратора.

Оригиналом весовой функции будет

$$g(t) = e^{p_1 t} - e^{p_2 t}.$$

Будем рассматривать интервал времени $t_{\min} \leq t \leq t_{\max}$, в пределах которого возможно точное интегрирование, как об-

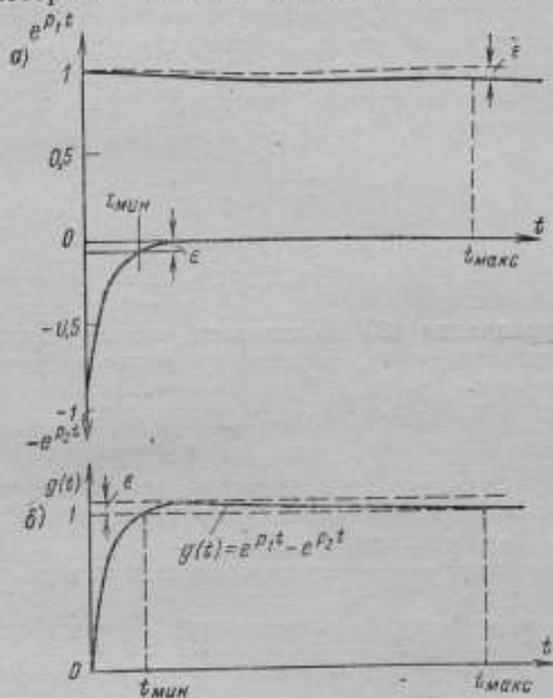


Рис. 2. Весовая функция системы

ласть, где $g(t) = 1$ с погрешностью до заданного значения ϵ , определяющего допустимую погрешность.

С учетом сделанных выше допущений, а также того, что коэффициент при p^2 в характеристическом уравнении (2) на много порядков меньше, чем коэффициент при p , который, в свою очередь, значительно меньше свободного члена, найдены приближенные значения p_1 и p_2 :

$$p_1 \approx \frac{-1}{RC(K_0 + 1)}; \quad (9)$$

$$p_2 \approx -\frac{1}{1+a} \left(\frac{K_0}{RC(K_0+1)} + \frac{K_0+1}{T} \right) \approx -\left(\frac{K_0}{T} + \frac{1}{RC} \right). \quad (10)$$

На рис. 2, а показана весовая функция системы, состоящая из суммы двух экспонент, одна из которых сравнительно медленно убывает от 1 до 0, а вторая очень быстро изменяется от -1 до 0. Весовая функция $g(t)$ (рис. 2, б) будет равна единице с погрешностью до заданного значения ϵ в некотором интервале времени, который снизу ограничен значением t_{\min} , а сверху — значением t_{\max} . При этом нижний предел соответствует времени, в течение которого быстро изменяющаяся экспонента примет значение $e^{p_2 t} \leq \epsilon$, а верхний предел определяет время, за которое медленно убывающая экспонента примет значение $e^{p_1 t} \geq 1 - \epsilon$. Отсюда легко найти значения t_{\min} и t_{\max} , выраженные через допустимую погрешность ϵ и корни характеристического уравнения p_1 и p_2 , которые связаны с параметрами системы уравнениями (9) и (10):

$$t_{\min} \geq \frac{\ln \epsilon^{-1}}{K_0/T + (RC)^{-1}} \quad (11)$$

и

$$t_{\max} \leq RC(K_0 + 1) \ln \frac{1}{1 - \epsilon}. \quad (12)$$

Анализ уравнения (8) показывает, что погрешность интегрирования не может быть задана произвольно малой:

$$\epsilon \gg 1 - g(t)_{\max} = 1 - \frac{m-1}{m^{\frac{m}{m-1}}}$$

где $g(t)_{\max}$ — максимальное значение весовой функции;
 $m = p_2/p_1$ — отношение корней характеристического уравнения системы.

Отсюда следует, что интегрирование тем точнее, чем больше величина m .

Для определения стабильности коэффициента системы при колебаниях K_0 рассмотрим постоянный множитель уравнения (8) как функцию K_0 :

$$F(K_0) = \frac{-K_0}{RCT(1+a)(p_1-p_2)} = \frac{-K_0}{RC(K_0+1)+T \left(1-2\frac{1+a}{K_0+1}\right)}. \quad (13)$$

При достаточно больших значениях K_0 имеем

$$F(K_0) = \frac{-K_0}{RC(K_0+1)+T}. \quad (14)$$

Нестабильность коэффициента передачи системы в этом случае определится как

$$\delta = \frac{\partial F / \partial K_0}{F(K_0)} = \frac{1}{1 + \frac{K_0 RC}{RC + T}} \approx \frac{1}{K_0 + 1}. \quad (15)$$

Из равенства (15) следует, что стабильность интегратора тем выше, чем больше K_0 .

Интегратор с положительной обратной связью

Для измерения быстро изменяющихся магнитных потоков нашел применение активный интегратор компенсированного типа, схема которого показана на рис. 3 [2—4].

Передаточная функция этой схемы имеет вид:

$$W(p) = \frac{e_{(p)вых}}{e_{(p)вх}} = \frac{K}{pR_1C - \frac{R_1}{R_2} \left(K - 1 - \frac{R_2}{R_{11}} \right)} \quad (16)$$

Подставляя $K = K_0(1 + pT)$ в уравнение (16), получим

$$W(p) = \frac{K_0}{p^2 R_1 CT + p \left[R_1 C + T \left(\frac{R_1}{R_{11}} + \frac{R_1}{R_2} \right) \right] + \frac{R_1}{R_2} (1 - K_0) + \frac{R_1}{R_2}} \quad (17)$$

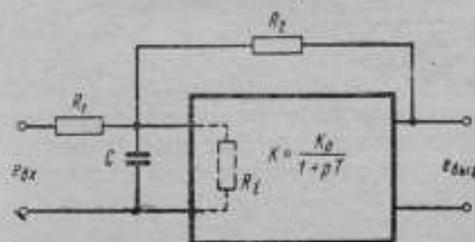


Рис. 3. Схема активного интегратора компенсированного типа

где $R_{11} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$; значения относительных символов ясны из схемы рис. 3.

Для ламповых, а также для полупроводниковых усилителей при надлежащем их исполнении легко выполняется условие $R_1 \gg R_2$. Тогда выражение (17) можно переписать следующим образом:

$$W(p) = \frac{K_0}{p^2 R_1 CT + p \left[R_1 C + T \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right] + \frac{R_1}{R_2} (1 - K_0) + 1} \quad (18)$$

Рассмотрение этого упрощенного выражения дает в общем те же результаты, что и анализ полной передаточной функции (17).

Для определения интервала времени ($t_{мин} \leq t \leq t_{макс}$), в пределах которого возможно точное интегрирование, перепишем уравнение (18) так, чтобы получить выражение $W(p)$ через корни характеристического уравнения

$$W(p) = \frac{K_0}{R_1 CT (p_1 - p_2) \left[\frac{1}{p - p_1} - \frac{1}{p - p_2} \right]} = F(K_0) \cdot G(p), \quad (19)$$

где $F(K_0) = \frac{K_0}{R_1 CT (p_1 - p_2)}$.

Применяя рассуждения, аналогичные использованным ра-

нее, найдем приближенные значения корней характеристического уравнения (18) p_1 и p_2 , а также значение $F(K_0)$:

$$p_1 = - \frac{1 - \frac{R_1}{R_2} (K_0 - 1)}{R_1 C}; \quad (20)$$

$$p_2 = - \left[\frac{1}{T} + \frac{1}{R_0 C} + p_1 \right] \approx - \frac{1}{T}, \quad (21)$$

где $R_0 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$;

$$F(K_0) = \frac{K_0}{R_1 C + T \left[\frac{R_1}{R_2} (2K_0 - 1) - 1 \right]} \approx \frac{K_0}{R_1 C}. \quad (22)$$

Отсюда находим границы интервалов точного интегрирования

$$t_{\min} > T \ln e^{-1}, \quad (23)$$

$$t_{\max} \leq \frac{R_1 C \ln \frac{1}{1 - \varepsilon}}{1 - \frac{R_1}{R_2} (K_0 - 1)}. \quad (24)$$

Для сохранения устойчивости системы знаменатель выражения (24) должен оставаться положительным при любых изменениях K_0 , которые могут произойти при работе этой системы. Поэтому обычно выбирают

$$1 - \frac{R_1}{R_2} (K_0 - 1) = (0,1 \div 0,05). \quad (25)$$

Нестабильность коэффициента передачи интегратора определится как

$$\delta = \frac{\partial F / \partial K_0}{F / K_0} = \frac{1}{1 + 2K_0 T / R_2 C} \approx 1. \quad (26)$$

Равенство (26) означает, что выходной сигнал интегратора практически пропорционален величине K_0 . Это обстоятельство совместно с условием (25) налагает высокие требования на стабильность K_0 . Как правило, эти требования легко выполняются путем введения глубокой отрицательной обратной связи (о.с.). Если коэффициент о.с. $\gamma = \frac{K_0}{K_0^*} \gg 1$, то коэффициент передачи усилителя с о.с. K_0^* определяется в основном только свойствами цепи обратной связи и не зависит от параметров исходного усилителя:

$$\frac{dK_0^*}{K_0^*} = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{dK_0}{K_0}. \quad (27)$$

Для определения коэффициента неустойчивости интегратора с о.с. заменим в уравнении (22) K_0 на $K_0^* = K_0 / \gamma$:

$$F(K_0) = \frac{K_0^*}{R_1 C} = \frac{K_0}{\gamma R_1 C}, \quad (28)$$

тогда имеем

$$\delta^* = \frac{\partial F / \partial K_0}{F / K_0^*} = \frac{1 / \gamma R_1 C}{1 / R_1 C} = \frac{1}{\gamma}. \quad (29)$$

Из сравнения выражений (15) и (29) видно, что если в интеграторе этого типа γ численно равна значению K_0 интегратора первого типа, то обе схемы в отношении стабильности равноценны при K_0^* , близком к единице. Если K_0^* несколько меньше единицы, например

в случае использования в качестве усилителя катодного или эмиттерного повторителя, то делитель, состоящий из сопротивлений R_1 и R_2 , становится ненужным. В этом варианте схему можно реализовать только при условии отсутствия общей точки у входных и выходных зажимов (рис. 4). Коэффициент передачи интегратора с катодным или эмиттерным повторителем при этом имеет вид:

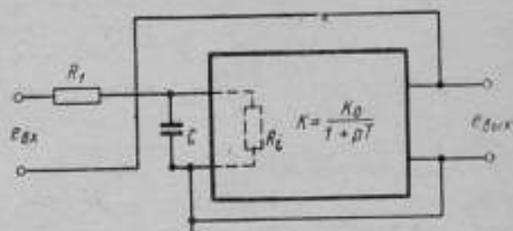


Рис. 4. Схема интегратора с «плавящимся» входом

$$W(p) = \frac{K_0^*}{p R_1 C T + p (R_1 C + T) + 1 - K_0^*}. \quad (30)$$

Из выражений (25) и (30) с очевидностью вытекает, что при $K_0^* = 1$ схему вообще нельзя реализовать.

Сопоставление выражений (11) и (23), связывающих минимальное время интегрирования с заданной погрешностью для обеих схем, говорит казалось бы о явном преимуществе схемы первого типа. Однако это не так. Рассмотрим это более подробно.

Из теории усилителей [5, 6] известно, что постоянная времени T усилителя определяется через так называемую граничную частоту $\omega_b = 2\pi f_b$, при которой модуль коэффициента усиления $|K|$ достигает значения $|K| = 0,707 K_0$; $T = \omega_b^{-1}$. Граничная частота ω_b в случае использования усилительных элементов с достаточно малой собственной постоянной времени τ обратно пропорциональна K_0 . Но так как K_0 усилителей в схемах первого и второго типа различны, то примерно во столько же различаются и их постоянные времени T . Введение отрицательной о.с. для стабилизации K_0 уменьшает также и постоянную времени усилителя: $T^* = T/\gamma$.

Таким образом, в отношении минимального времени интегрирования $t_{\text{мин}}$ обе схемы также практически равноценны.

При построении практических схем обоих типов обычно используют усилители, имеющие n каскадов. В этом случае для нахождения эквивалентной постоянной времени $T_{\text{э}}$ с достаточной точностью может быть применен закон геометрического суммирования постоянных времени отдельных каскадов

$$T_{\text{э}} = \sqrt{T_1^2 + T_2^2 + \dots + T_n^2}. \quad (31)$$

Расчеты показывают, что этот закон справедлив не только для однотипных реостатных каскадов, но и для любой последовательности различных каскадов, в том числе и для каскадов с взаимной коррекцией. Единственное ограничение состоит в том, что переходные характеристики отдельных каскадов не должны иметь заметных выбросов (более 1—2%).

Заключение

1. Рассмотренные схемы эквивалентны по двум основным показателям, характеризующим стабильность коэффициента передачи и быстродействие.

2. Первый тип схемы предпочтительнее для реализации в ламповом варианте, так как транзисторные усилители постоянного тока с $K_0 > 100$ чувствительны к колебаниям окружающей температуры.

Второй тип интегратора одинаково легко выполним как на лампах, так и на транзисторах, если их граничная частота достаточно высока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Amitay N., Wagner R. W. IRE Trans. on instr., 1962, № 1, v. 1—11.
2. Смолон В. Б., Лебедев А. Н. и др. Вычислительные машины непрерывного действия. «Высшая школа», 1964.
3. Берглунд С., Вестерлунд С. Зонды с широкополосными интеграторами для исследования плазмы. «Электроника», 1962, № 24, (русский перевод).
4. Горячев Н. П. Широкополосный интегратор для магнитных измерений. Сообщение на XI Всесоюзном совещании по магнитным элементам автоматики, телемеханики и вычислительной техники. Таллин, 1966, сентябрь. Изд. АН СССР, 1966.
5. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. «Наука», 1964.
6. Мамонкин М. Г. Усилительные устройства. «Связь», 1966.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИНТЕГРАТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ
В МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

При измерении потока индукции миниатюрных магнитных сердечников наибольшее распространение получили RC - и LC -интеграторы, так как они имеют принципиально более высокую чувствительность, чем другие типы интеграторов (электро-механические, электролитические и пр.). Однако уже сейчас чувствительность обычных RC - и LC -интеграторов оказывается недостаточной. Поэтому естественны поиски новых схем интеграторов и путей повышения чувствительности известных интеграторов.

Один из возможных путей повышения чувствительности — накопление (суммирование) энергии при интегрировании периодически повторяющегося сигнала. Такой принцип был применен в предложенном С. И. Тарасовым резонансным способе измерения приращений потока [1]. Этот способ предполагает использование в качестве интегратора колебательного контура и раскачку его интегрируемыми импульсами, следующими с частотой, кратной резонансной частоте контура. Недостатком способа является зависимость чувствительности интегрирующего колебательного контура от частоты. С понижением частоты повторения интегрируемых импульсов чувствительность LC -интегратора падает, что делает невозможным эффективно применять его при измерении свойств сердечников с малыми потоками, перематываемых в квазистатическом режиме. В этом плане определенный интерес представляют нелинейные RC -интеграторы, в которых также используется принцип накопления энергии. Не имея собственной резонансной частоты, такие интеграторы могут с одинаковым успехом служить для измерения приращений потока сердечников, перематываемых как в динамическом (импульсном), так и в квазистатическом режиме.

Настоящая статья посвящена результатам исследования простейших нелинейных RC -интеграторов и перспективам их применения в магнитонизмерительной аппаратуре.

Принцип работы нелинейного RC -интегратора заключается в выделении из непрерывной последовательности определенных импульсов и использовании их для заряда интегрирующей емкости. В простейшем случае в качестве нелинейного элемента, выделяющего импульсы только одной полярности, можно применять диод [2]. Схема нелинейного интегратора такого типа приведена на рис. 1. За счет заряда емкости C однополярными импульсами тока через прямое сопротивление диода D и медленного разряда емкости через большое входное сопротивление

последующих усилительных каскадов R на выходе схемы в процессе интегрирования появляется постоянное напряжение. Анализ схемы показывает, что интегрирование может происходить только при достаточно большой постоянной времени заряда,

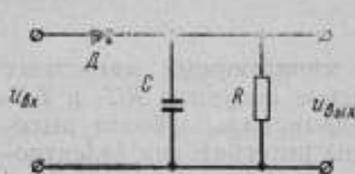


Рис. 1. Схема диодного интегратора

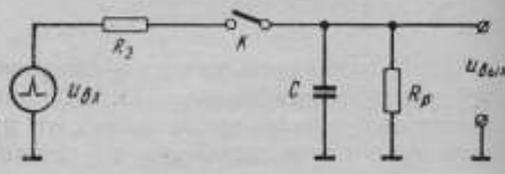


Рис. 2. Принципиальная схема управляемого нелинейного интегратора

равной произведению значения интегрирующей емкости C на прямое сопротивление диода D . При малых значениях постоянной времени схема работает как пик-детектор. Применение диодного интегратора возможно только в тех случаях, когда заранее известна и строго постоянна форма импульсов, так как в противном случае между выходным напряжением и площадью входных импульсов не будет однозначной зависимости. Это объясняется отсечкой входного сигнала на уровне выходного напряжения. Интегрируемая верхушка импульса должна составлять определенную, заранее известную часть от полной площади импульса, так как только в этом случае входной и выходной сигналы будут связаны однозначно.

Описанные в литературе схемы нелинейных интеграторов, содержащих активные элементы [3, 4], также имеют ряд недостатков. Наиболее серьезными из них являются принципиальная нелинейность передаточной характеристики и связанная с этим невозможность работы с входными сигналами малой площади.

В 1966 г. Д. П. Добромыслов и Г. Б. Зброжек предложили использовать для интегрирования слабых сигналов RC -цепочку с управляемым ключом, имеющим двустороннюю проводимость. Упрощенная принципиальная схема такого интегратора приведена на рис. 2. Интегрирующая емкость заряжается от источника входных сигналов $u_{вх}$ через сопротивление R_3 , а разряд емкости происходит через большое разрядное сопротивление R_p . Для обеспечения такого режима работы ключ K должен замыкаться на время прохождения интегрируемых импульсов и размыкаться после его окончания. Временные диаграммы работы схемы приведены на рис. 3.

Строб-импульсы, управляющие ключом, расположены так, что во время действия импульсов (или группы их), которые мы хотим проинтегрировать, ключ оказывается открытым. В промежутках между строб-импульсами ключ закрыт. Выделяя из

непрерывной последовательности импульсы только одной полярности, получим на выходе постоянное напряжение. Выбрав достаточно большое разрядное сопротивление R_p , можно добиться, чтобы в промежутках между стробами интегрирующая емкость практически не разряжалась. Если за время действия строб-импульса емкость не успеет разрядиться (скорость разряда здесь будет зависеть от значения зарядного сопротивления R_a , в которое должно включаться внутреннее сопротивление источника сигналов), то напряжение на ней будет нарастать до тех пор, пока приращение напряжения во время интегрирования входных импульсов не сравняется с напряжением, на которое успевает разрядиться емкость в промежутках между импульсами. Таким образом, переключение постоянных времени может дать эффект усиления выходного сигнала.

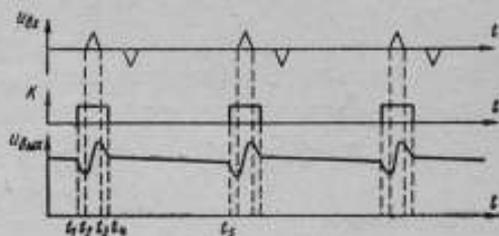


Рис. 3. Диаграммы напряжений в управляемом нелинейном интеграторе

Двусторонняя проводимость ключа, обеспечивающая линейность схемы во время действия строба, позволяет получить на выходе напряжение, пропорциональное площади интегрируемых импульсов и не зависящее от их формы (в схеме рис. 2 нет отсечки входного сигнала, характерной для схемы рис. 1).

Линейность схемы в каждом из промежутков времени между моментами замыкания и размыкания ключа позволяет получить точное решение уравнения интегратора, если применить метод «сшивания». С этой целью весь цикл работы интегратора следует разбить на два участка. Для удобства выкладок прием следующие допущения:

- 1) сопротивление разомкнутого ключа равно бесконечности либо учтено в разрядном сопротивлении R_p ;
- 2) разрядное сопротивление R_p намного больше зарядного R_a , так что при замкнутом ключе R_p можно не учитывать;
- 3) внутреннее сопротивление генератора входных сигналов учтено в R_a ;
- 4) начало отсчета времени — в точке t_1 .

Обозначим длительность интегрируемого импульса через t_n , длительность строб-импульса — через t_c , период следования импульсов — через T ($t_n = t_3 - t_2$, $t_c = t_4 - t_1$, $T = t_5 - t_1$). Обозначим напряжение на емкости в начальный момент времени (t_1 на рис. 3) через u_1 , а напряжение в момент окончания строба — через u_2 (момент t_4 на рис. 3). Введем еще одно обозначение:

$$t' = t_2 - t_1.$$

Тогда в интервале времени от 0 до t_c справедливы уравнения

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вых}} &= u_1 + \frac{1}{C} \int_0^t i dt, \\ i &= \frac{u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}}{R_s}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Решая систему (1) относительно $u_{\text{вых}}$, получим

$$u_{\text{вых}}(t) = u_1 e^{-\frac{t}{R_s C}} + \frac{1}{R_s C} \int_{t'}^{t+t_n} u_{\text{вх}}(x) e^{-\frac{t-x}{R_s C}} dx. \quad (2)$$

Обозначим

$$R_s C = \tau_1.$$

Будем полагать, что входной импульс имеет прямоугольную форму, а площадь его равна q :

$$u_{\text{вх}} = \begin{cases} 0 & \text{при } x \geq t' + t_n \\ \frac{q}{t_n} & \text{при } t' \leq x < t' + t_n, \\ 0 & \text{при } x < t' \end{cases}$$

Введя выражение для $u_{\text{вх}}$ в уравнение (2) и считая, что τ_1 много больше t_n , получим

$$u_{\text{вх}}(t > t' + t_n) = u_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \frac{q}{\tau_1} \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_1}\right) e^{-\frac{t-t'-t_n}{\tau_1}}. \quad (3)$$

Напряжение на выходе в момент окончания строба выразится формулой

$$u_{\text{вых}}(t_c) = u_2 = u_1 e^{-\frac{t_c}{\tau_1}} + \frac{q}{\tau_1} \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_1}\right) e^{-\frac{t_c-t'-t_n}{\tau_1}}. \quad (4)$$

В интервале времени от t_c до T разряд интегрирующей емкости происходит через сопротивление R_p с постоянной времени τ_2 , равной $R_p C$:

$$u_{\text{вых}}(t_c \leq t < T) = u_2 e^{-\frac{t-t_c}{\tau_2}}. \quad (5)$$

В момент открывания ключа выходное напряжение будет равно

$$u_{\text{вых}}(T) = u_1 = u_2 e^{-\frac{T-t_c}{\tau_2}}. \quad (6)$$

Решая совместно уравнения (4) и (6), найдем

$$u_2 = \frac{q}{\tau_1} \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_1}\right) \frac{e^{-\frac{t_c-t'-t_n}{\tau_1}}}{1 - e^{-\frac{T-t_c}{\tau_2}} e^{-\frac{t_c}{\tau_1}}}. \quad (7)$$

Полагая, что τ_1 много больше t_c , а τ_2 много больше T , преобразуем уравнение (7):

$$u_2 = \frac{q \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_1}\right)}{\tau_1 \left(\frac{T-t_c}{\tau_1} + \frac{t_c}{\tau_1}\right)} = \frac{q \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_1}\right)}{t_c + (T-t_c) \frac{\tau_1}{\tau_2}}$$

При достаточно большом отношении τ_2/T разряд интегрирующей емкости за период T будет незначительным, и среднее значение выходного напряжения будет примерно равно u_2 :

$$u_{\text{вых.ср}} \approx \frac{q}{t_c + (T-t_c) \frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_1}\right). \quad (8)$$

Из формулы (8) видно, что при достаточно малом отношении τ_1/τ_2 (равном отношению сопротивлений R_s/R_p) нелинейный интегратор осредняет входное напряжение за время, равное длительности строба t_c . По сравнению с вольтметром средних значений, осредняющим напряжение сигнала за период T , мы получим выигрыш в T/t_c раз. В тех случаях, когда второй член знаменателя в выражении (8) соизмерим с t_c , выигрыш получается меньшим в $\frac{T}{t_c + (T-t_c) \tau_1/\tau_2}$ раз. По сравнению с обычной цепочкой получаемый выигрыш в выходном напряжении оказывается равным отношению $\left(\frac{T-t_c}{\tau_2} + \frac{t_c}{\tau_1}\right)^{-1}$.

Из формулы (8) видно, что погрешность интегрирования прямоугольного импульса равна $t_n/2\tau_1$. Максимальная погрешность интегрирования определяется, как и для обычной RC-цепочки, формулой

$$\Delta_{\text{max}} = \frac{t_n}{\tau_1}.$$

В общем виде формула (8) переписывается так

$$u_{\text{вых.ср}} = \frac{q(1+\Delta)}{t_c + (T-t_c) \frac{R_s}{R_p}}. \quad (9)$$

Анализируя выражение (9), можно отметить, что уменьшение длительности строба способствует повышению чувствительности интегратора. Увеличение отношения R_p/R_s повышает чувствительность только до определенного предела, когда второй член знаменателя становится заметно меньше t_c . Из выражения (9) следует, что для прямых измерений необходимо точно знать ряд различных параметров схемы. Гораздо проще реализовать с помощью нелинейного управляемого интегратора измерение площади входных импульсов способом сравнения или компен-

саци. При реализации способа сравнения к схеме предъявляется требование стабильности длительности строб-импульса (достаточна хотя бы кратковременная стабильность). При реализации компенсационного способа довольно жесткие требования предъявляются к устройствам, применяемым для контроля постоянного выходного напряжения интегратора.

Практически в нелинейном управляемом интеграторе в качестве ключа можно использовать диодные мостовые схемы [5] либо транзисторные ключи [6].

При экспериментальной проверке диодного интегратора и нелинейного управляемого интегратора полностью подтверди-

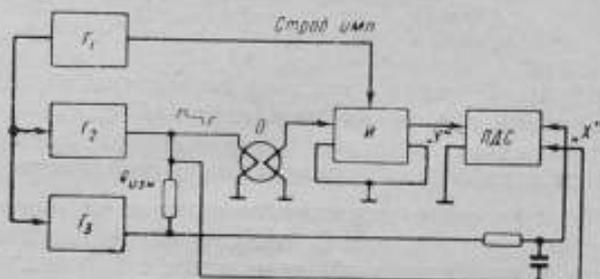


Рис. 4. Блок-схема устройства для записи петель гистерезиса с помощью управляемого нелинейного интегратора

G_1 — генератор строб-импульсов; G_2 и G_3 — генераторы переменных импульсов; O — образец; $И$ — нелинейный управляемый интегратор; $ПДС$ — двухкоординатный самописец

лись правильность основных теоретических выводов и справедливость полученных формул.

Для проверки возможности применения нелинейного управляемого интегратора при измерении потоков миниатюрных сердечников была использована установка, блок-схема которой приведена на рис. 4.

Генераторы переменных импульсов G_2 и G_3 синхронизируются с задержкой от генератора строб-импульсов G_1 . Сигнал с измерительной обмотки испытуемого образца O интегрируется нелинейным управляемым интегратором $И$, а выходное постоянное напряжение интегратора поступает на вход « Y » двухкоординатного самописца $ПДС$. На вход « X » подается напряжение, пропорциональное амплитуде прямоугольных импульсов тока, формируемых генератором G_3 .

В нелинейном управляемом интеграторе был использован транзисторный ключ с двусторонней проводимостью [6]. В качестве генераторов G_1 — G_3 использованы импульсные генераторы G_2-15 ; в качестве записывающего устройства — двухкоординатный самопишущий потенциометр $ПДС-021$. С помощью ус-

тановки была записана динамическая петля гистерезиса (кривая остаточных потоков) для сердечников различных типоразмеров при нескольких фиксированных значениях длительности импульсов записи (формируемых генератором G_3).

Отличительным свойством описанного выше нелинейного управляемого интегратора является нелинейное изменение во

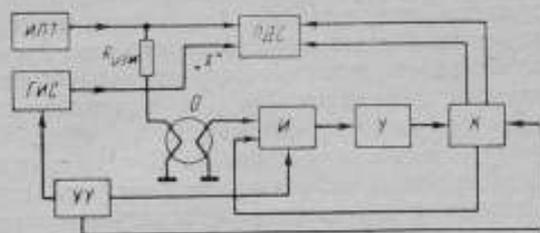


Рис. 5. Блок-схема автокомпенсационного флюксметра

ИПГ — источник постоянного тока записи;
ПДС — двухкоординатный самоиндукс; *G₃* — генератор импульсов считывания; *УУ* — управляющее устройство; *О* — образец; *И* — интегратор; *У* — усилитель; *К* — калибратор

времени его параметров под действием управляющего сигнала. Этот интегратор не является единственно возможным типом интегратора с изменяющимися параметрами. Другие, более сложные типы управляемых интеграторов имеют еще более высокую чувствительность и разрешающую способность, намного превышающую разрешающую способность интеграторов с неизменяющимися параметрами. Для всех типов нелинейных управляемых интеграторов (с переменными во времени параметрами) характерны постоянное (либо легко преобразуемое в постоянное) выходное напряжение и возможность стробирования входной цепи интегратора. Эти свойства делают подобные интеграторы весьма удобным средством измерения приращений потока. Высокая чувствительность и разрешающая способность позволяют использовать их в качестве нуль-органов автокомпенсационных схем измерения потока. Автокомпенсационные схемы с интегратором в качестве нуль-органа можно применять не только для измерения приращений потока, но и в других случаях, где измеряется поток (измерение параметров петли гистерезиса, измерение времени перемангничивания и характеристики перемангничивания).

На рис. 5 приведена простейшая автокомпенсационная блок-схема флюксметра для квазистатических измерений. Управляющее устройство *УУ* синхронизирует работу всей схемы. Генератор импульсов считывания *G₃* и источник постоянного тока *ИПГ* обеспечивают перемангничивание испытуемого образца

О в квазистатическом режиме [7]. Измерение потока осуществляется электронной следящей системой, состоящей из интегратора I , используемого в качестве нуля-органа, усилителя U и калибратора K . В схеме удобно использовать калибратор, в котором импульсы известной площади формируются с помощью дифференцирующей RC -цепочки [8]. Постоянное напряжение питания калибратора, пропорциональное площади формируемых им импульсов, используется для записи измеряемого потока по координате Y самописца. Напряжение, пропорциональное магнитодвижущей силе записи, поступает на вход «Х» двухкоординатного самописца ПДС с измерительного сопротивления $R_{изм}$, включенного между источником постоянного тока и обмоткой испытуемого образца. Для автоматической записи петли гистерезиса источник постоянного тока должен иметь устройство для автоматического регулирования тока записи от нуля до максимального значения.

Аналогично может быть построена блок-схема автокомпенсационного флюксметра для измерения динамических петель гистерезиса при фиксированной длительности импульсов записи. В этом случае вместо источника постоянного тока необходимо использовать генератор импульсов записи, формирующий прямоугольные импульсы тока калиброванной длительности. Для записи координаты X импульсы напряжения на измерительном сопротивлении должны быть преобразованы в постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде импульсов тока записи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тарасов С. И. Измерение параметров магнитных сердечников. Изд. вычислительного центра АН СССР, 1967.
2. Warn L. O. Designing Nonlinear Resistance—Capacitance Integrators, «Electronic Design», 1964, v. 12, N. 18.
3. Nielsen W. F. How to Design an Adjustable Pulse Integrator, «Electronic Design», 1960, v. 8, VI, N. 8.
4. Russel D. J. Transistor Bipolar Integrator, Pat. USA, 307—385. № 3 119 029, 21.1.1964.
5. Fallside F. and The dchanamoorthy N. A Precision Diode Gate for Analogue Computers, «Electronic Engineering», 1966, v. 38, IV, N. 458.
6. Юдич М. З. Схемы транзисторной электроники, «Энергия», 1966.
7. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике, «Энергия», 1967.
8. Картавых Ю. В., Кракау Т. К. Аппаратура для определения характеристик малогабаритных ферромагнитных сердечников из материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Труды метрологических институтов СССР, вып. 95(155), Стандартгиз, 1967.

УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ ПРИ ОДНОКРАТНОМ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИИ

Для измерения малых магнитных потоков при однократном перемагничивании малогабаритного сердечника можно использовать импульсный милливольтметр В4-3 с импульс-интегрирующими приставками, которые целесообразно строить на основе

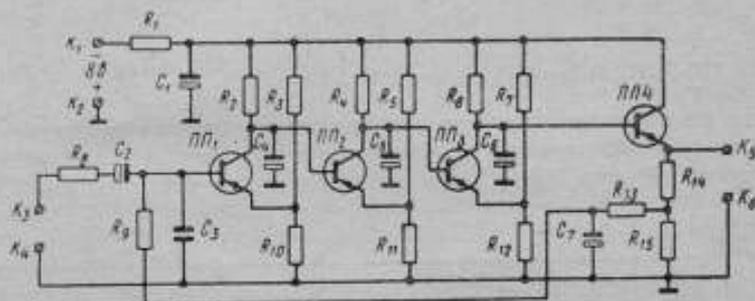


Рис. 1. Схема приставки на основе четырехкаскадной интегрирующей RC -цепочки

многокаскадной интегрирующей RC -цепочки или колебательного LC -контура*.

На рис. 1 показана схема такой приставки, построенной на основе четырехкаскадной интегрирующей RC -цепочки, значения ее элементов приведены в табл. 1. Если исключить из этой схемы R_8 , C_3 , C_4 , C_5 и C_6 , то она превратится в обычный трехкаскадный (не считая эмиттерного повторителя ПП4) усилитель, который через фильтр R_{13} , C_7 охвачен отрицательной обратной связью по постоянному току. Добавление указанных элементов создает четыре интегрирующих RC -цепочки, постоянные времени которых равны примерно 1 мс. Измерительную обмотку испытуемого сердечника включают на зажимы K_3 , K_4 , а милливольтметр В4-3 — на зажимы K_5 , K_6 . При воздействии на сердечник измеряемого одиночного импульса на выходе схемы появляется плавно нарастающий и плавно спадающий импульс, длительность которого на уровне 0,5 амплитуды равна примерно 10 мс.

* Тарасов С. И. Измерение параметров магнитных сердечников. Изд. вычислительного центра АН СССР, М., 1967.

Элементы схемы рис. 1

Сопротивления				Емкости	
Обозначение	Значение, кОм	Обозначение	Значение, кОм	Обозначение	Значение, мкФ
R_1	0,22	R_8	1,5	C_1	1000
R_2	15	R_9	4,7	C_2	10
R_3	3,5	R_{10}	0,62	C_3	0,5
R_4	12	R_{11}	0,62	C_4	0,1
R_5	2,4	R_{12}	0,75	C_5	0,1
R_6	12	R_{13}	2	C_6	0,1
R_7	1,5	R_{14}	2,4	C_7	100
		R_{15}	1,1		

Триоды ПП₁, ПП₂, ПП₃ и ПП₄ — типа МП26 (или ПП13).

На рис. 2 показана схема приставки, которая является узкополосным усилителем с фильтрами в виде колебательных контуров. Контур Tr_1 , C_5 и слабо связанные контуры L_3 , C_9 и

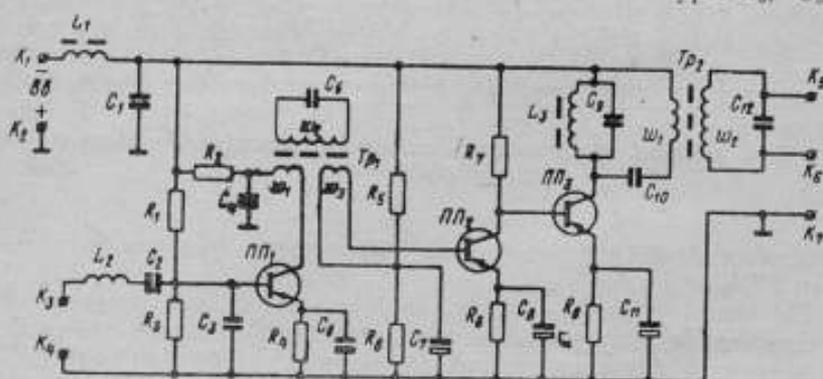


Рис. 2. Схема приставки на основе колебательного LC-контура.

Tr_2 , C_{11} настроены на 4,5 кГц. Входной контур L_2 , C_2 не является колебательным, так как он зашунтирован низким входным сопротивлением триода ПП₁, фильтр L_1 , C_1 стоит в цепи питания. Измерительную обмотку испытуемого сордечника включают на зажимы K_3 , K_4 , а милливольтметр В4-3 — на зажимы K_5 , K_6 . К зажимному K_7 присоединяют «землю» милливольтметра. При воздействии измеряемого одиночного импульса на выходе схемы появляются колебания с частотой 4,5 кГц, амплитуда которых плавно нарастает и плавно спадает. Примерно в 30 периодах амплитуда превышает уровень 0,5. Значения элементов схемы рис. 2 приведены в табл. 2.

Элементы схемы рис. 2

Сопротивления		Емкости			
Обозначение	Значение, кОм	Обозначение	Значение, мкФ	Обозначение	Значение, мкФ
R_1	0,82	C_1	100	C_9	0,5
R_2	1,5	C_2	10	C_{10}	0,001
R_3	12	C_3	0,25		
R_4	0,68	C_4	100	C_{11}	10
R_5	8,2	C_5	0,0036		
R_6	3,6	C_6	10		
R_7	0,68	C_7	10		
R_8	0,22	C_8	10		

Триоды ПП₁, ПП₂, ПП₃ и ПП₄ — типа МП25 (или П13).

Индуктивности L_1 , L_2 и трансформаторы Tr_1 , Tr_2 намотаны на двух альсиферовых кольцах марки ВЧК-22, средним диаметром 3,6 см, площадью сечения 0,5 см². Числа витков: L_1 —500; L_2 —200; Tr_1 —200, 2000 и 20; Tr_2 —200 и 2000. Индуктивность L_2 без сердечника (намотка «универсаль») 300 мкГ, сопротивление обмотки 20 Ом.

При измерении стрелка милливольтметра отклоняется до соответствующего деления и затем медленно возвращается к нулю. При этом, так же как и в баллистическом гальванометре, можно сделать отсчет максимального отклонения. Показания милливольтметра при работе с первой приставкой примерно в 5 раз меньше амплитуды одиночного импульса, подаваемого на его вход, а со второй приставкой — меньше примерно в 3 раза. Однако в обоих случаях эти показания пропорциональны площади измеряемого импульса, если длительность его достаточно мала. При измерении импульсов с крутым передним фронтом и экспоненциальным спадом дополнительная погрешность за счет изменения длительности импульса не превышает 1%, если постоянная времени экспоненты не превышает 400 и 3 мкс соответственно для первой и второй приставок.

О воспроизводимости результатов измерения и чувствительности устройства можно судить по следующим данным. Схема рис. 1 при 30 измерениях однократного приращения $\Delta\Phi = 1,5 \cdot 10^{-6}$ Вб магнитного потока позволила получить среднее квадратическое отклонение от среднего арифметического, не превышающее 1,7%. Аналогично со схемой рис. 2, для $\Delta\Phi = 2 \cdot 10^{-8}$ Вб указанное выше отклонение не превышало 0,9%. При измерении еще меньших значений собственные шумы схем существенно увеличивают разброс наблюдений. Например, со второй приставкой при $\Delta\Phi = 0,5 \cdot 10^{-8}$ Вб среднее квадратическое отклонение от среднего арифметического получилось равным

2,5%. При периодическом перемагничивании испытуемого сердечника с частотой 10 Гц чувствительность возрастает примерно в 5 раз для первой приставки и в 3 раза для второй.

УДК 621.317.32 : 681.332.35.088

Ю. В. КАРТАВЫХ

О ПОГРЕШНОСТИ ИНТЕГРИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ RC-ИНТЕГРАТОРАМИ

Магнитный поток сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса измеряют, интегрируя импульсы э. д. с., индуцируемой на обмотке сердечника при его перемагничивании. Перемагничивание прямоугольными импульсами тока позволяет получить на измерительной обмотке короткие (длительностью 0,1—2 мкс) импульсы э. д. с., что дает возможность применять интеграторы с малой постоянной времени, имеющие более высокую чувствительность. Уменьшение постоянной легко осуществляется в интегрирующих RC- и LC-цепях, что обусловило их широкое применение при измерении малых приращений потока.

Пассивные RC-интеграторы

Простейшим RC-интегратором является цепочка, изображенная на рис. 1. Передаточная функция цепочки в операторной форме имеет вид [1]:

$$Y(p) = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{RC}} \quad (1)$$

Выходное напряжение RC-цепочки выражается формулой

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p) \cdot Y(p). \quad (2)$$

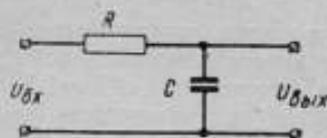


Рис. 1. Интегрирующая RC-цепочка

Поскольку на практике приходится интегрировать импульсы конечной длительности, имеет смысл определить напряжение на выходе цепочки после окончания импульса. Такой прием позволяет отвлечься от конкретного соотношения постоянной цепочки и длительности импульса (которое неизбежно приходится учитывать при вычислении амплитуды выходного напряжения RC-цепочки) и провести анализ в более общем виде. Для удобства сравнения реакций RC-цепочки на импульсы на-

пряжения различной формы будем считать, что все рассматриваемые далее импульсы имеют одинаковую вольт-секундную площадь (интеграл напряжения по времени) q и одинаковую длительность τ . Будем также считать, что выполняется неравенство

$$\tau \ll T, \quad (3)$$

где $T = RC$ — постоянная времени цепочки.

В случае интегрирования симметричных импульсов напряжения прямоугольной, треугольной и колоколообразной формы выходной сигнал с учетом неравенства (3) оказывается равным

$$u_{\text{вых}_1}(t > \tau) = u_{\text{вых}_2}(t > \tau) = u_{\text{вых}_3}(t > \tau) = \frac{q}{T} \left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) e^{-\frac{t-\tau}{T}}. \quad (4)$$

Относительные погрешности интегрирования составляют

$$\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_3 = -\frac{\tau}{2T}.$$

(5)

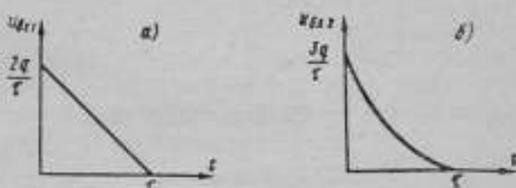


Рис. 2. Несимметричные импульсы убывающего напряжения:

Можно показать, что для симметричных импульсов любой формы погрешности интегрирования одинаковы и равны погрешности интегрирования прямоугольного импульса той же длительности.

Небезынтересен вопрос о максимальной погрешности интегрирования импульсов. С целью ее определения была исследована реакция RC -цепочки на несимметричные импульсы различной формы с максимально выраженной асимметрией.

Выходное напряжение RC -цепочки при убывающем напряжении на входе, линейном $u_{\text{вх}_1}$ (рис. 2а) и квадратичном $u_{\text{вх}_2}$ (рис. 2, б), определяется формулами

$$u_{\text{вых}_1}(t > \tau) = \frac{q}{T} \left(1 - \frac{2}{3} \frac{\tau}{T}\right) e^{-\frac{t-\tau}{T}}, \quad (6)$$

$$u_{\text{вых}_2}(t > \tau) = \frac{q}{T} \left(1 - \frac{3}{4} \frac{\tau}{T}\right) e^{-\frac{t-\tau}{T}}. \quad (7)$$

Соответствующие погрешности интегрирования будут

$$\Delta_4 = -\frac{2}{3} \frac{\tau}{T}, \quad (8)$$

$$\Delta_5 = -\frac{3}{4} \frac{\tau}{T}. \quad (9)$$

Для импульсов напряжения, убывающего быстрее, напри-

мер, по кубическому закону, погрешность интегрирования оказывается еще больше и приближается по мере увеличения степени к максимальной погрешности интегрирования, равной

$$\Delta_m = -\frac{\tau}{T} \quad (10)$$

Было выяснено, что погрешность, близкая к максимальной, имеет место при интегрировании экспоненциальных импульсов (с коротким фронтом и экспоненциальным спадом).

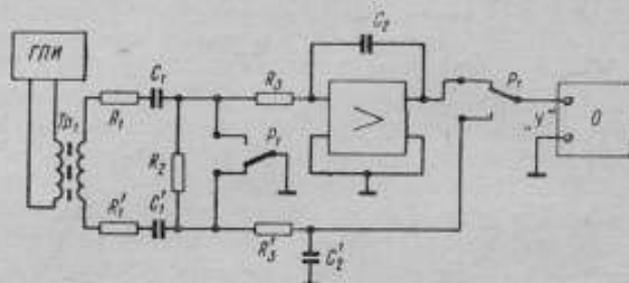


Рис. 3. Принципиальная схема установки для определения погрешности интегрирования импульсов напряжения цепочкой

С целью проверки правильности теоретических выводов был поставлен эксперимент по определению погрешности интегрирования пассивной RC -цепочкой экспоненциальных импульсов

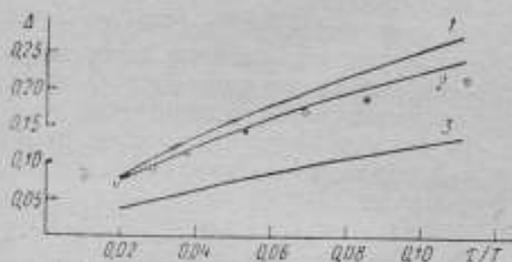


Рис. 4. Погрешности интегрирования импульсов напряжения

Расчетные погрешности интегрирования:

1 — максимальная, импульсов соответствующей длительности; 2 — экспоненциальных импульсов; 3 — прямоугольных импульсов соответствующей длительности

Экспериментально полученная погрешность интегрирования экспоненциальных импульсов обозначена кружками

выбраны равными ($R_3 C_2 = R'_3 C'_2$). Экспоненциальные импульсы напряжения формировали дифференцированием вы-

ходного напряжения генератора прямоугольных импульсов ГПИ симметричной дифференцирующей цепочкой $R_1 C_1 R_2 C_2 R_1$. Для устранения ошибки вследствие прохождения сигнала через паразитные емкости, в ходе эксперимента концы вторичной обмотки трансформатора Tp_1 переключали и погрешность интегрирования определяли по усредненной разности выходных импульсов. На рис. 4 приведены данные о теоретической и экспериментальной погрешности интегрирования в зависимости от отношения постоянной времени экспоненты к постоянной времени интегратора τ/T . Там же для сравнения приведены кривые 2 и 3 расчетных погрешностей интегрирования импульсов, длительность которых равна расстоянию от начала интегрирования до максимума напряжения на выходе RC-цепочки. Из рис. 4 видно, что отличие экспериментальных результатов от расчетных не превышает 10%. Погрешность интегрирования экспоненциальных импульсов ближе к максимальной погрешности интегрирования, вычисленной по формуле (10), чем к погрешности интегрирования прямоугольных импульсов. Таким образом, справедливость сделанных ранее выводов можно считать установленной.

Активные RC-интеграторы

С целью повышения точности и чувствительности интегрирующего устройства вместо пассивной RC-цепочки часто применяют активные RC-интеграторы.

Один из возможных путей повышения точности интегрирования — коррекция тока заряда интегрирующей емкости. Схема интегратора, основанного на этом принципе (интегратор с положительной обратной связью), приведена на рис. 5. В интеграторе применен неинвертирующий усилитель Y с коэффициентом усиления K , как правило, не превышающим нескольких десятков. Можно

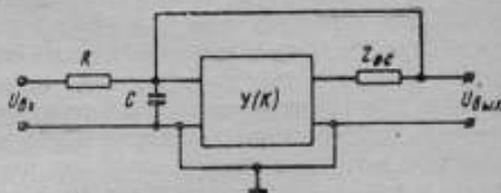


Рис. 5. Интегратор с коррекцией зарядного тока

показать, что при определенном соотношении между коэффициентом K и сопротивлением обратной связи Z_{OC} схема будет производить идеальное интегрирование. На практике же точную коррекцию получить не удастся, так как схема из-за наличия в ней положительной обратной связи оказывается склонной к самовозбуждению. Максимально достижимая компенсация зависит от стабильности K . Однако даже в случае применения стабильного усилителя результаты оказы-

ваются хуже ожидаемых. Поскольку общий коэффициент передачи схемы близок к единице, то в ней при поступлении на вход интегрируемого импульса могут возникнуть медленно затухающие колебания. Кроме того, схема может быть непригодной для точного интегрирования прямоугольных импульсов напряжения из-за отсечки конца входного импульса. Эта отсечка объясняется прекращением заряда интегрирующей емкости после достижения выходным напряжением текущего значения входного сигнала, что особенно сильно сказывается при малых

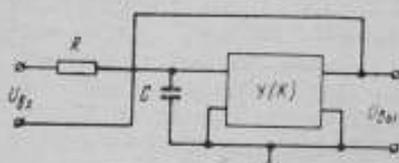


Рис. 6. Интегратор с компенсацией напряжения на интегрирующей емкости

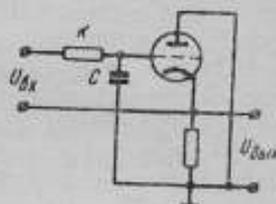


Рис. 7. Принципиальная схема интегратора с компенсацией напряжения на емкости

постоянных интегрирования и прямоугольном входном напряжении, например вида рис. 2, а и б. Поскольку повышение чувствительности интегратора с положительной обратной связью возможно только путем уменьшения постоянной интегрирования, наличие отсечки входного сигнала не позволяет достичь высокой чувствительности при хорошей точности интегрирования, что ограничивает применение интегратора.

Другой принцип лежит в основе интегратора, изображенного на рис. 6. В нем усилитель должен иметь коэффициент усиления как можно более близкий к единице, но меньше нее. В качестве такого усилителя используют катодный или эмиттерный повторитель, имеющий коэффициент передачи принципиально меньше единицы. В некоторых случаях схему усилителя усложняют, но основой схемы по-прежнему является эмиттерный (катодный) повторитель [2]. Можно показать, что при использовании катодного повторителя схема интегратора рис. 6 эквивалентна схеме интегратора с емкостной отрицательной обратной связью (рис. 8, а), содержащей инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, большим единицы. Упрощенная схема (по переменному току) интегратора с компенсацией напряжения на интегрирующей емкости, содержащего катодный повторитель, изображена на рис. 7. Заземлив один конец генератора интегрируемым сигналом, мы приходим к схеме, которая эквивалентна рис. 8, а. Косвенным подтверждением идентичности схем рис. 6 и 8, а является весьма близкий вид передаточных функций этих систем.

В большинстве случаев оказывается необходимым или весьма желательным иметь заземленный входной зажим. Интегрирование же выходного сигнала, как правило, имеет меньшее значение. Поэтому интеграторы с отрицательной емкостной обратной связью (рис. 8, а) получили наиболее широкое распространение.

Обязательным условием для активных RC-интеграторов, используемых для интегрирования коротких импульсов напряжения, является широкополосность применяемых в них усилителей. Обычно ширина полосы пропускания составляет несколь-

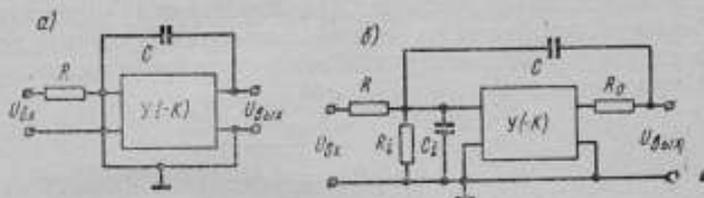


Рис. 8. Интегратор с емкостной отрицательной обратной связью:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема, учитывающая неидеальность усилителя

ко мегагерц. Широкополосность усилителей связана с опасностью самовозбуждения интегратора из-за дополнительного (паразитного) сдвига фаз в усилительных каскадах. Поэтому широкополосные интеграторы с емкостной обратной связью, как правило, содержат усилитель только с одним усилительным каскадом. Однокаскадный усилитель может считаться апериодическим звеном первого порядка с коэффициентом передачи (в операторном виде)

$$K = \frac{K_0}{1 + pT_n}, \quad (11)$$

где K_0 — коэффициент усиления на низких частотах;

T_n — паразитная высокочастотная постоянная усилителя.

Принципиальная схема интегратора, учитывающая входное R_i и выходное R_o сопротивления усилителя и входную емкость C_i , приведена на рис. 8, б. Составив уравнения Кирхгофа для интегратора рис. 8, б и учитывая выражение (11), можно вывести выражение для его передаточной функции [3]

$$Y(p) = - \frac{K_0 - pTf - p^2 TT_n f}{h + pT \left(K_0 + a + h \frac{T_n}{T} \right) + p^2 T (T_n a + Tfd) + p^3 T^2 T_n fd}, \quad (12)$$

где $T = R \cdot C$ — постоянная интегрирования;

$$h = 1 + \frac{R}{R_i}, \quad d = \frac{C_i}{C}, \quad f = \frac{R_o}{R}, \quad a = 1 + d + fh -$$

— безразмерные коэффициенты, введенные для упрощения выкладок.

Реакцию интегратора на импульсы напряжения можно вычислить с помощью интеграла Дюамеля, но для этого необходимо найти оригинал передаточной функции (12). Оригиналу легко найти разложением на простейшие дроби, если известны корни характеристического уравнения

$$\rho^3 T^2 T_n f d + \rho^2 T (T_n a + T f d) + \rho T \left(K_0 + a + h \frac{T_n}{T} \right) + h = 0. \quad (13)$$

Прямое вычисление корней кубического уравнения (13) — достаточно сложный процесс. Однако можно упростить его, если принять, что один из корней совпадает с корнем характеристического уравнения передаточной функции интегратора для более простого случая (при $R_0 = 0$)

$$\rho_1 = - \frac{h}{T \left(K_0 + a + h \frac{T_n}{T} \right)}. \quad (14)$$

Вычисления показывают, что этот корень равен истинному корню уравнения (13) с погрешностью, не превышающей 10^{-3} .

После выделения корня (14) уравнение (13) превращается в квадратное, корни которого ρ_2 и ρ_3 легко найти

$$\rho_2 = - \frac{K_0 + a + h \frac{T_n}{T}}{a T_n}, \quad (15)$$

$$\rho_3 = - \frac{a}{T f d} + \frac{K_0 + a + h \frac{T_n}{T}}{a T_n}. \quad (16)$$

При этом передаточная функция (12) примет вид

$$Y(p) = \frac{A_1}{p - \rho_1} + \frac{A_2}{p - \rho_2} + \frac{A_3}{p - \rho_3}, \quad (17)$$

где A_1, A_2, A_3 можно найти, приравняв выражения (12) и (17).

Задавшись длительностью интегрируемого импульса τ , запишем выходное напряжение интегратора в виде интеграла Дюамеля:

$$u_{\text{вых}}(t > \tau) = \int_0^{\tau} u_{\text{вх}}(x) [A_1 e^{\rho_1(t-x)} + A_2 e^{\rho_2(t-x)} + A_3 e^{\rho_3(t-x)}] dx. \quad (18)$$

Легко можно доказать, что для любой формы интегрируемого импульса выходное напряжение будет описываться формулой

$$u_{\text{вых}}(t > \tau) = S_1(\tau) e^{\rho_1(t-\tau)} + S_2(\tau) e^{\rho_2(t-\tau)} + S_3(\tau) e^{\rho_3(t-\tau)}, \quad (19)$$

где S_1, S_2, S_3 — коэффициенты, имеющие размерность напряжения.

Так как для практически встречающихся сочетаний параметров корни p_2 и p_3 по абсолютному значению примерно на четыре порядка больше p_1 , то второй и третий члены выражения (19), определяющие погрешность интегратора из-за неидеальности усилителя (конечность полосы пропускания и выходного сопротивления и т. д.), быстро убывают со временем, тогда как первый член почти не изменяется. Как правило, для того чтобы второй и третий члены выражения (19) стали на 2—3 порядка меньше первого, достаточно выполнить неравенство

$$|p_2(t - \tau)| > 10, \quad (20)$$

так как корень p_3 больше p_2 по абсолютному значению.

Таким образом, выходное напряжение будет определяться формулой

$$u_{\text{вых}}(t > \tau + \delta) = S_1 e^{p_1(t-\tau)} = A_1 \int_0^{\tau} u_{\text{вх}}(x) e^{p_1(t-x)} dx, \quad (21)$$

где $\delta = \frac{10}{|p_2|} \approx \frac{10T_n}{K_0}$ — время задержки.

Практически время задержки измеряется десятими или сотыми долями микросекунды.

При комплексных корнях p_2 и p_3 затухание будет определяться произведением $R_0 C_i$. Интервал δ при этом следует вычислять по формуле

$$\delta = \frac{20 T f d}{a} = \frac{20 R_0 C_i}{a} \approx 20 R_0 C_i.$$

Таким образом, ошибка интегрирования, появляющаяся вследствие неидеальности усилителя, может быть устранена в случае интегрирования импульсного сигнала, если выходное напряжение измерять не в момент окончания интегрируемого импульса, а с задержкой δ , достаточной для окончания переходных процессов. Этот вывод проверен экспериментально. При изменении паразитной постоянной усилителя от 0 до 4 мкс наблюдалось изменение длительности переходного процесса, но значение напряжения на выходе интегратора после завершения переходного процесса не изменялось.

Решая уравнение (21) для конкретных форм импульсов, приходим к следующему выражению для выходного напряжения:

$$u_{\text{вых}}(t > \tau + \delta) = \frac{q}{T} (1 - \Delta) e^{-\frac{h(t-\tau)}{K_0 T}}. \quad (22)$$

Максимальная погрешность, равная

$$\Delta'_m = -\frac{h\tau}{K_0 T}, \quad (23)$$

будет при интегрировании импульсов убывающего напряжения сложной формы.

Выводы

1. Амплитуда реакции RC -интегратора на импульсы напряжения, имеющие площадь q , независимо от формы импульса, равна q/T .

2. Ошибка интегрирования симметричных импульсов напряжения зависит только от длительности импульса и не зависит от их формы.

3. Максимальная ошибка интегрирования наблюдается при интегрировании несимметричных импульсов убывающего напряжения сложной формы и равна τ/T для пассивного и $h\tau/K_0T$ для активного интеграторов.

4. При использовании активного интегратора для интегрирования импульсов можно уменьшить практически до нуля погрешность, обусловленную неидеальностью усилителя. Для этого необходимо выходное напряжение измерять не в момент окончания входного импульса, а с задержкой δ , достаточной для завершения переходных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гомоюнов К. К., Элементы дискретного действия, Изд. ЛПИ, Л., 1965.
2. Куркин Ю. Л., Куркина Н. С. Прецизионный транзисторный интегратор», «Автоматика и телемеханика», 1961, № 7.
3. Amitay N., Wagner R. W. Low-Pass Amplification in Electronic Integrators for Small Flux Measurements, «IEEE Transactions on Instrumentation», 1962, v. 1-11, VI, N. 1.

УДК 621.317.75

А. З. ВЕКСЛЕР, Ю. И. ДИДИК

К ИЗМЕРЕНИЮ АМПЛИТУДЫ ИМПУЛЬСОВ НЕПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

При испытаниях магнитных материалов в режиме импульсного намагничивания определение прироста индукции или напряженности поля требует измерения амплитуд сигналов, как правило, прямоугольной формы, причем последнюю в большинстве случаев нельзя аналитически выразить какой-либо простой зависимостью. Между тем серийно выпускаемые приборы предназначены для определения амплитуды напряжения синусоидальной или прямоугольной формы.

Выход из этого затруднения можно найти, применяя пороговые устройства, используемые в качестве амплитудных дискриминаторов в ядерной физике. В схемах — это, как правило, задержанные релаксационные генераторы. Наибольшей стабильностью характеристик обладают схемы, где лампы работа-

ют в линейном режиме, а пороговая характеристика создается включением дополнительного нелинейного элемента (диода).

Типичным устройством такого вида является дискриминатор Кандиа*, упрощенная схема которого показана на рис. 1.

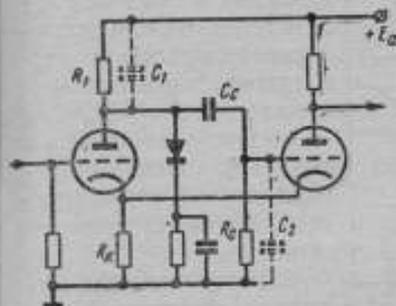


Рис. 1. Дискриминатор Кандиа (упрощенная схема)

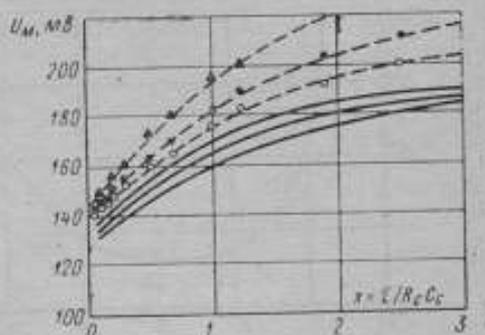


Рис. 2. Зависимость чувствительности порогового устройства от параметров схемы $Z = R_2 C_2 \tau$

Пунктирные линии — эксперимент, сплошные — расчет

Это устройство можно использовать либо непосредственно для определения амплитуды сигнала (при изменении смещения диода), либо в качестве индикатора на выходе схемы сравнения. Вольт-амперная характеристика диода аппроксимируется функцией

$$i = I_0 (e^{ku} - 1), \quad (1)$$

где

$$I_0 = I_0 e^{-ku_{cm}} \quad (2)$$

с учетом начального смещения диода, если I_0 — обратный ток.

Поведение идеализированной схемы без учета нелинейности ламп описывается дифференциальным уравнением вида

$$i + Y_{\text{вых}} u = Y_{\text{пер}} u_{\text{вх}}, \quad (3)$$

где $Y_{\text{вых}}$ и $Y_{\text{пер}}$ — дифференциальные операторы, соответствующие выходной и передаточной проводимостям линейной части схемы.

Подстановка выражения (1) и (3) приводит к трансцендентному уравнению, не разрешимому относительно u . Однако можно использовать следующий прием: задавая форму напряжения u на диоде, найти напряжение на входе схемы, приняв, что при $u = u_0$ происходит срабатывание схемы.

На рис. 2 приведены результаты расчета и эксперименталь-

* Kandiah K. Proceedings of the IEEE (London), 1954, v. 11, No. 101, p. 239.

ного определения зависимости порога срабатывания от параметров схемы C_1 и C_2 (согласно рис. 1). Вычисления проводили для линейно изменяющегося напряжения на диоде. При эксперименте на вход схемы подавали пилообразные импульсы с

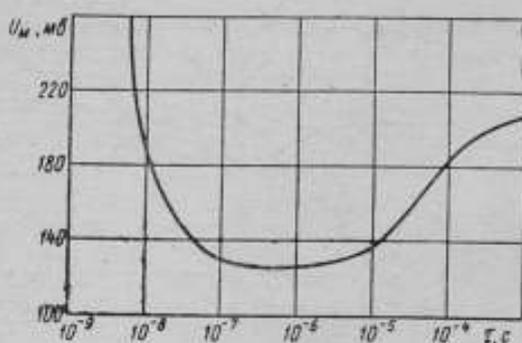


Рис. 3. Влияние длительности импульса на характеристики порогового устройства

экспоненциальными фронтом и спадом. Расхождение между экспериментальными и расчетными данными составляет 10—15%, что является удовлетворительным, если учесть сделанные в том и другом случаях допущения.

Использованная методика позволяет найти зависимость порога срабатывания от длительности импульса (точнее, от времени достижения максимума τ), а также оценить влияние его формы. График этой зависимости приведен на рис. 3. На кривой $U_m = f(\tau)$ можно выделить рабочую область, где порог имеет минимальное значение. Границы этой области, как оказалось, описываются достаточно простыми выражениями. При малых длительностях

$$U_m = u_{п0} + u_0 \frac{S_1 + S_2 + g_k}{S_1(S_2 + g_k)} (C_1 + C_2) \cdot \frac{1}{\tau}, \quad (4)$$

при больших длительностях

$$U_m = u_{п0} + u_0 \frac{1}{1 + g_k/S_2} \cdot \left(1 - \frac{T_c}{\tau}\right), \quad (5)$$

где

$$u_{п0} = I_0(1 - e^{-k u_0}) + u_0 \left[\frac{g_c(1 + C_1/C_c) - \frac{S_1 S_2}{S_1 + S_2 + g_k}}{1 + C_2/C_c} \right] - \quad (6)$$

— предельная чувствительность порогового устройства;

u_0 — напряжение на диоде в момент срабатывания порогового устройства;

S_1, S_2 — крутизна ламп;

g_1, g_c, C_1, C_2, C_c — параметры схемы.

Полученные результаты нетрудно распространить и на другие схемы пороговых устройств с реостатно-емкостной связью. Ухудшение чувствительности в области малых времен обусловлено теми же причинами, что и ограничение полосы пропускания

усилителей на высоких частотах. Следует оговориться, однако, что в случае пороговых устройств анодные нагрузки ламп роли не играют, а существенно важным параметром является крутизна.

В области больших времен возрастание порога определяется постоянной времени T_C переходной цепи. При этом необходимо учитывать, что увеличение T_C приводит к соответственному росту времени восстановления порогового устройства в исходное состояние. Эту трудность можно преодолеть только усложнением схемы за счет вспомогательных устройств для разряда переходной емкости.

Экспериментально полученные результаты находятся в полном соответствии с изложенными выводами. В заключение следует отметить, что метод анализа, использованный в данной работе, применим к любым электронным цепям, которые можно представить в виде комбинации линейного и нелинейного двухполюсников.

УДК 621.317.43.042.1

С. А. МИЛЕНИНА, А. И. ПИРОГОВ

УСТАНОВКА ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАЛОГАБАРИТНЫХ МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ ПРИ ПОЛНОМ И НЕПОЛНОМ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИИ

Известно, что при измерении статических характеристик малогабаритных магнитных сердечников очень эффективным, а в ряде случаев единственно возможным, является метод импульсного считывания. Этот метод может быть использован для получения статических характеристик единичного малогабаритного сердечника как при перемагничивании по циклу, близкому к предельному, так и в режиме частичного намагничивания [1—4].

Программа и принцип измерения

Для измерения гистерезисных циклов указанным методом необходимо воздействовать на сердечник импульсами напряженности, следующими по определенной программе.

Необходимая программа воздействующих импульсов поля при измерении частных циклов [2—4] обычно оказывается сложнее, чем при снятии циклов, близких к предельным [1]. Может

быть предложено несколько различных вариантов программы намагничивающих импульсов, позволяющих снимать конкретные частные циклы. Наиболее общая, на наш взгляд, программа должна содержать n установочных импульсов, в общем случае

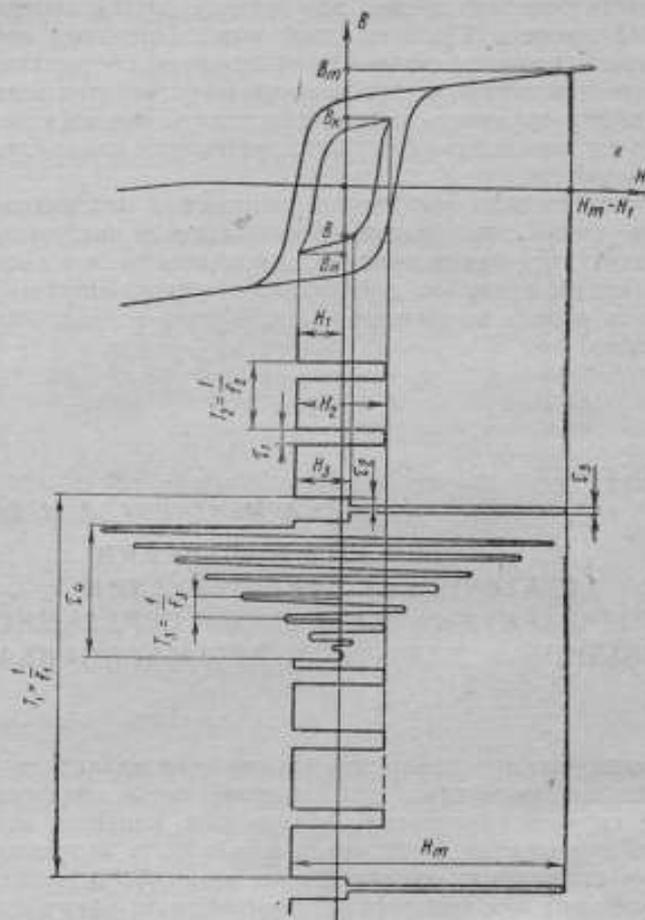


Рис. 1. Программа импульсов напряженности магнитного поля

двухполярных, следующих с частотой f_2 , которые перемагничивают сердечник по заданному частному циклу из состояния с индукцией B_n в состояние B_k (рис. 1). Двухполярное перемагничивание проще всего осуществить, комбинируя однополярные импульсы H_2 с постоянным полем H_1 . Количество установочных импульсов n должно быть достаточным для стабилизации цикла.

За n установочными импульсами, после воздействия которых сердечник находится в состоянии B_m , идет импульс записи H_2 , перемагничивающий образец из состояния B_m в промежуточное состояние на частом цикле V . Индукция V зависит от H_2 и при изменении H_2 от 0 до H_2 меняется в пределах $B_m - B_c$. Это промежуточное значение V , соответствующее полю H_2 , и необходимо измерить. Для этого до окончания импульса H_2 на сердечник подают импульс считывания, перемагничивающий его из состояния V в состояние технического насыщения. Преимущество данного способа считывания состоит в том, что, во-первых, имеется возможность сократить длительность считывания, а следовательно, облегчить интегрирование соответствующего импульса э. д. с., и, во-вторых, определение индукции насыщения B_m сравнительно несложно. Из всей последовательности импульсов э. д. с., наводимых в измерительной обмотке образца, выбирают при считывании лишь наводимые. Их вольт-секундная площадь пропорциональна разности $(B_m - V)$ и при неизменной индукции B_m зависит лишь от V . Поэтому выбранные импульсы э. д. с. интегрируют и подают на индикаторное устройство (пиковый вольтметр или осциллограф). По показаниям индикатора для различных значений поля записи H_2 строят зависимость $(B_m - V) = f(H)$, где $H = H_2 - H_1$, которая при известной опорной индукции B_m может быть перестроена в зависимость $V(H)$.

За импульсом считывания в общем случае следует размагничивающее поле, назначение которого — исключить влияние поля считывания на процесс установления измеряемого частного цикла. В том случае, когда необходимо снять цикл, который устанавливается в образце при переходе из состояния технического насыщения, размагничивающее поле не требуется.

В результате экспериментального исследования размагничивающих полей различной конфигурации найдено, что самым надежным видом размагничивания является воздействие на сердечник поля синусоидальной формы с затухающей амплитудой. Рассмотренная последовательность импульсов периодически повторяется с частотой f_1 .

Параметры намагничивающих импульсов выбирают, основываясь на требованиях получения статических гистерезисных циклов. Поэтому частота следования импульсов должна быть достаточно низкой, а длительность импульсов τ_1, τ_2, τ_3 (рис.1) такой, чтобы успевали закончиться соответствующие процессы перемагничивания. Причем τ_1 и τ_2 выбирают, исходя из условия перемагничивания образца в слабых полях [6]. Значение считывающего импульса H_m и его длительность τ_3 должны удовлетворять условию перемагничивания сердечника в сильном поле, которое определяется неравенствами [1]

$$\begin{aligned} H_m - H_1 &> H_{rp}, \\ (H_m - H_1 - H_{02}) \tau_3 &\geq S_w. \end{aligned}$$

Рассмотренная программа позволяет измерять как симметричные, так и несимметричные произвольные частные циклы, а также цикл, близкий к предельному. Кроме этого, ее можно ис-

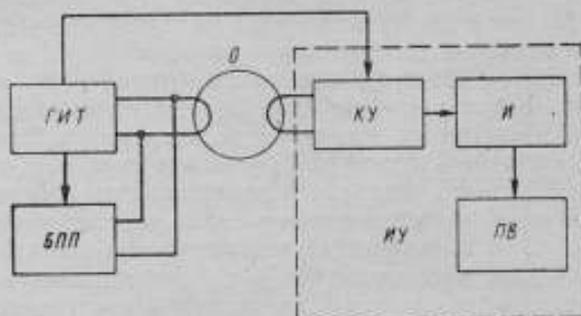


Рис. 2. Блок-схема установки

БПП — блок постоянного подмагничивания; *ГИТ* — генератор импульсов тока; *O* — образец; *КУ* — ключевое устройство; *И* — интегратор; *ИУ* — измерительное устройство; *ПВ* — пиковый вольтметр

пользовать и при снятии кривой первоначального намагничивания, если исключить и установочных импульсов и постоянное подмагничивание.

На рис. 2 изображена блок-схема установки, реализующей данную программу и принцип измерения. Генератор намагничивающих импульсов вместе с блоком постоянного подмагничивания обеспечивает перемагничивание сердечника по рассмотренной программе. Импульсы э. д. с. с измерительной обмотки образца подаются на ключевое устройство. Последнее выбирает из всей последовательности импульсов э. д. с. лишь наводимые при считывании и подает их на интегратор. Проинтегрированные импульсы подаются на индикаторное устройство — пиковый вольтметр. Управление ключом, а также блоком постоянного подмагничивания (отключение его на время размагничивания) осуществляется с помощью генератора импульсов.

Установка собрана в основном на полупроводниках, за исключением каскада формирования считывающего импульса тока. Последний собран на тиратроне с формирующей линией в аноде.

Технические данные установки

Параметры намагничивающих импульсов. Количество установочных импульсов $n=15$ (возможно исключение любого из n импульсов), их частота $f_2=500$ Гц, длительность $\tau_1=500$ мкс. Частота считывания $f_1=30$ Гц. Длительности импульсов записи $\tau_2=450$ мкс, импульсов считывания $\tau_3=10$ мкс. Длительности переднего и заднего фронтов импульса считывания 0,15 и 0,3 мкс

соответственно. Амплитуды импульсов установки (I_2) и записи (I_3) могут плавно меняться в пределах 0—0,5 А, а значение тока считывания I_m — в пределах 0—3,5 А.

Параметры размагничивающего поля. Частота $f_3 = 10 \div 15$ кГц (предусмотрена регулировка в указанных пределах). Максимальная амплитуда размагничивающего тока I_p (создающего $H_{p \text{ макс}}$) составляет 0,75 А, время воздействия размагничивающего поля $\tau_4 = 2000 \div 3000$ мкс; форма огибающей близка к экспоненте.

Параметры интегратора. В качестве интегратора служила RC-цепь, $RC = 15$ мкс. Ключевое устройство, стоящее на входе интегратора, аналогично приведенному в работе [5].

В качестве индикатора использован пиковый вольтметр В4-1А. Намагничивающие импульсы токов I_2 , I_3 , I_m измеряли также вольтметром В4-1А по падению напряжения на образцовых сопротивлениях в 1 Ом. Постоянный ток I_1 измеряли прибором класса 0,5.

Чувствительность установки составляет примерно $0,15 \cdot 10^{-8}$ В/мВ. Более подробное описание и принципиальная схема установки приведены в работах [3, 4].

Градуировка установки

Точность измерений на данной установке в большой степени зависит от градуировки. Ее градуировали по магнитному потоку двумя способами.

Первый способ заключается в простом пересчете показаний импульсного милливольтметра U в приращение магнитного потока $\Delta\Phi$

$$\Delta\Phi = \frac{RCU}{W_n}$$

При этом погрешность калибровки включает в себя погрешность определения R и C (R и C измеряли с погрешностью $\pm 0,5\%$) и погрешность измерения U милливольтметром В4-1А. Последняя по паспортным данным составляет не менее $\pm 4\%$.

Гораздо большую точность дает второй способ градуировки при помощи нескольких миниатюрных сердечников с ППГ, для которых предварительно был определен полный перепад потока Φ_0 с погрешностью, не превышающей 2%. Измеряли Φ_0 на аппаратуре для измерения среднего значения напряжения [5]. При этом образцовые сердечники подвергали воздействию симметричных синусоидальных полей с амплитудой H_s , превышающей коэрцитивную силу приблизительно в 5 раз. Результаты измерения полных потоков образцовых сердечников приведены в таблице.

Параметры	Тип сердечника и его размеры					
	0,37 ВТ (Н-85) (2×1,3× ×0,7)	0,44ВТ (Н-44) (3×2×1,0)	1,3ВТ (ВТ-1) (2×1,4× ×0,9)	1,5ВТ (К-28) (3×2×1,3)	К-222 (3×2×1,5)	0,37ВТ (4×2,5× 1,6)
Амплитуда намагничивающей силы						
$F_a = H_a \cdot l_{cp} [A]$	1,0	1,5	2,5	3,0	1,5	1,0
$\Phi_0 = 10^{-9} [Вб]$	70	143	175	330	414	547

В импульсной установке указанные сердечники подвергались воздействию постоянного тока $H_1 = -H_a$ и импульсов считывания $H_m = 2H_a$. Импульсы э. д. с., наводимые при этом в измерительной обмотке образца, подавались на измерительный блок. Индикаторный прибор В4-1А реагировал лишь на импульсы, возникающие при считывании. Показания В4-1А отмечались при различных числах витков в измерительной обмотке образцовых сердечников. Их сопоставляли с известными значениями потокосцеплений $\Delta\Phi = \Phi_0 W_n$ и строили градуировочную зависимость $\Delta\Phi(U)$. Погрешность измерения потока при таком способе градуировки составляет 3—4%.

Шкалу прибора В4-1А при измерении прямоугольных импульсов тока (I_2, I_3) градуировали также при помощи образцового сердечника с ППГ. Для этого сердечника предварительно с высокой степенью точности было определено поле трогания $H_{тр}$. При градуировке в обмотку образцового сердечника подают прямоугольные импульсы тока I_2 (или I_3) и постоянный ток I_{10} . Для каждого конкретного значения I_2 полярность и значение I_{10} подбирают так, чтобы результирующее поле, действующее на сердечник, было равно $H_{тр}$. Момент трогания фиксируют по осциллографу. Измерение импульсного тока I_2 (или I_3) в этом случае сводится фактически к измерению постоянного тока I_{10} , а погрешность определения I_2 (I_3) составляет $\sim 1\%$.

Результаты измерений

На данной установке были сняты семейства симметричных и несимметричных, опирающихся на предельный, циклов, а также кривые первоначального намагничивания для малогабаритных сердечников различных типоразмеров, в основном с наружным диаметром 2—3 мм.

На рис. 3 приведены полученные семейства частных циклов для ферритового сердечника К-65 размером 10×6×5 мм. Для образца было снято также семейство симметричных циклов и

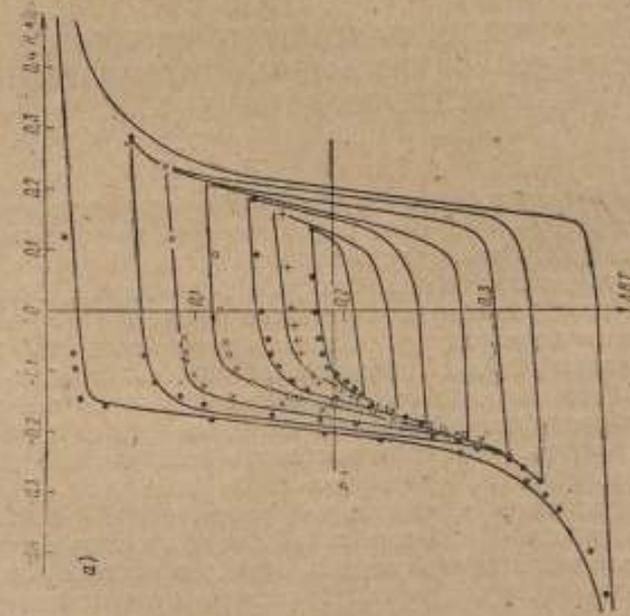
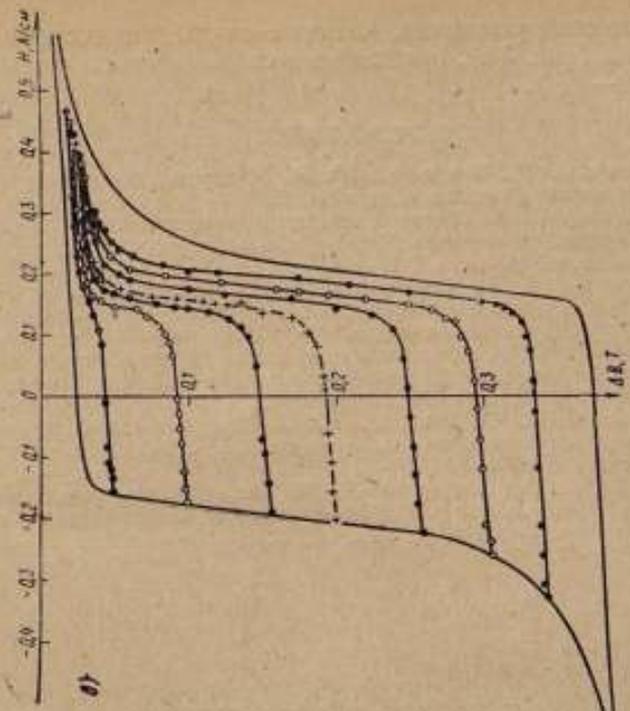


Рис. 3. Гистерезисные циклы образца К-65 (10×6×5)
 Циклы: а — симметричные (кривые построены по результатам измерений на импульсной установке, и точки — на базальтовой); б — несимметричные

на баллистической установке. Частные циклы, полученные обоими методами (рис. 3а), практически совпали (расхождение не превышало 2—4%).

ЛИТЕРАТУРА

1. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике. «Энергия», 1967.
2. Миленина С. А. О снятии частных гистерезисных циклов малогабаритных ферритовых сердечников. Труды Рязанского радиотехнического института, вып. 7, Рязань, 1966, стр. 128—135.
3. Миленина С. А., Пирогов А. И. Установка для измерения частных гистерезисных циклов миниатюрных магнитных сердечников. Труды Рязанского радиотехнического института, вып. 13, Рязань, 1968, стр. 174—185.
4. Миленина С. А. Измерение статических характеристик малогабаритных магнитных сердечников при перемагничивании по произвольным частым циклам. Автореф. дисс., Рязань, РРТИ, 1968.
5. Крайченко В. Б., Липман Р. А. Построение аппаратуры контроля параметров ферромагнитных сердечников. Труды МЭИ, доклады НТК, секция АВТ, подсекция ИЭФ, 1967.
6. Немцов М. В., Шамаев Ю. М. Исследование процессов переключения кольцевых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса в слабых магнитных полях. Труды МЭИ, вып. LX, Цифровые магнитные элементы, ч. II, 1965, стр. 87—99.

УДК 621.317.444

О. П. КОЗЛОВ, В. Б. КРАВЧЕНКО, А. А. ЛИПМАН

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ И ВРЕМЕНИ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ

Магнитные потоки в сердечниках с ППГ измеряют по напряжению, наводимому на обмотке при изменении магнитного состояния сердечника. Переходят к искомой величине потока, интегрируя тем или иным методом импульс напряжения. Использование для этого измерителя среднего значения позволяет получить достаточно высокую чувствительность и точность измерений [1]. Лучших результатов можно достигнуть, применяя управляемое выпрямление, но собрать соответствующую схему из серийных приборов сложно. Однако применение серийных многопредельных приборов позволяет построить весьма универсальную установку. Высокой чувствительности достигают за счет увеличения частоты измеряемого напряжения. Высокая точность может быть обеспечена калибровкой на синусоидальном напряжении вольтметра среднего значения напряжения по образцовому вольтметру. При калибровке по напряжению, час-

тока которого равна частоте измеряемого напряжения, а среднее значение близко к среднему значению последнего, метод измерения приближается к методу замещения, когда вольтметр используют для сравнения образцового и измеряемого напряжений. На таком принципе основана разработанная в МЭИ установка, предназначенная для измерения:

а) полного перепада потока намагниченности тороидальных сердечников в условиях периодического перемагничивания по симметричному циклу при заданном значении амплитуды намагничивающей силы;

б) среднего и максимального значений намагничивающей силы в условиях периодического перемагничивания сердечника по симметричному циклу при заданном значении полного перепада потока;

в) перепада потока в условиях перемагничивания сердечника на насыщенном участке характеристики, вызываемого периоди-

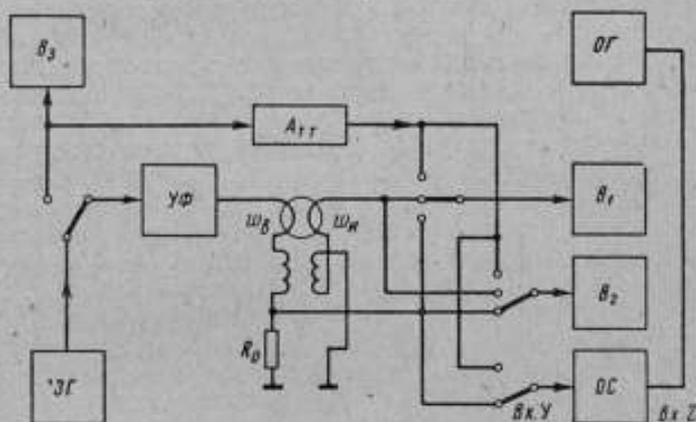


Рис. 1. Блок-схема установки

ЗГ — задающий генератор; Атг — аттенюатор; УФ — усилитель-формирователь сигнала возбуждения сердечника; ОГ — образцовый кварцевый генератор; B_1 , B_2 , B_3 — вольтметры соответственно среднего и амплитудного значений и образцовый; ОС — осциллограф

ческим изменением намагничивающей силы от 0 до F_n (изменение «потока помехи»).

Блок-схема установки приведена на рис. 1. Задающий генератор ЗГ подключен ко входу блока УФ усиления и формирования сигнала возбуждения сердечника. С измерительной обмотки w_n напряжение подается на вход вольтметра среднего значения B_1 , показания которого соответствуют полному перепаду потока в установленном режиме измерения. В режиме калибровки на выход задающего генератора подключают образцовый вольтметр B_3 и калиброванный сигнал через аттенюатор Атг подается на вольтметр B_1 .

Для измерения среднего и максимального значений намагничивающего тока в режиме перемагничивания по симметричному циклу используют падение напряжения на сопротивлении R_0 . Среднее значение этого напряжения измеряют вольтметром B_1 , амплитудное — вольтметром B_2 , который можно откалибровать по образцовому вольтметру B_3 .

Полный перепад потока $\Delta\Phi$ и среднее значение напряжения U_{cp} связаны формулой

$$\Delta\Phi = \frac{U_{cp}}{2f\omega_n},$$

где ω_n — число витков измерительной обмотки;
 f — частота сигнала возбуждения.

Погрешность установки частоты прямо входит в результирующую погрешность измерения. Для уменьшения этой составляющей погрешности предусмотрена установка частоты задающего генератора $3Г$ по образцовому кварцевому генератору $ОГ$ с помощью осциллографа $ОС$. Частоту устанавливают по нулевым биениям.

В установке использованы следующие стандартные и нестандартные приборы: задающий генератор $3Г-12$, образцовый вольтметр $B3-9$, образцовый генератор — счетчиковый делитель ИКЗ-1 с собственным кварцевым генератором, вольтметр амплитудного значения $B4-1A$, вольтметр среднего значения — переделанный прибор $B3-6$, осциллограф $С1-19$, усилитель-формирователь, изготовленный с частичным использованием конструкции и схемы трансляционного усилителя УМ-50.

При переделке вольтметра $B3-6$ отключена квадратирующая цепь детектора, заменен показывающий прибор на более точный, введено демпфирующее сопротивление в цепь индуктивной коррекции частотной характеристики усилителя, увеличены емкости фильтров питания. Погрешность, которую может внести в результат измерения вольтметр при использовании его для сравнения калибровочного и измеряемого напряжений, не превышает $1-1,5\%$ (при $K_n = \frac{U_m}{U_{cp}} < 4$).

Усилитель-формирователь должен обеспечить сигнал требуемой формы и достаточной мощности. Для получения высокой точности измерения необходимо выполнить условие $K_n < 4$.

В режиме измерения по симметричному циклу на петле гистерезиса, близкой к предельной, ограничения кратности амплитуды достигают применением источника сигнала возбуждения с малым внутренним сопротивлением [1]. При испытании сердечников с потоком больше 1 мкВб этого оказывается недостаточно и поэтому применяют шунтирование витка возбуждения сердечника низкоомным сопротивлением.

При измерениях по п. «в» однополярный сигнал возбуждения формируют суммированием постоянного и синусоидального переменного токов [1]. Момент достижения нулевого значения ми-

нимумом намагничивающей силы фиксируют по появлению обратного напряжения на диоде, включенном последовательно в цепь возбуждения.

Главная форма тока возбуждения и безынерционность сердечника на насыщенном участке характеристики обеспечивают достаточно малую кратность амплитуды напряжения на измерительной обмотке сердечника (в большинстве случаев $K_a < 4 \div 5$).

Для испытания сердечников в широком диапазоне габаритных размеров и потоков установка укомплектована двумя измерительными столиками. В каждый столик входят разъемные обмотки — возбуждения и измерительная, схемы индуктивной компенсации помехи, состоящие из двух катушек с переменной индуктивной связью и подвижного короткозамкнутого витка, и измерительное сопротивление R_0 .

В конструкции столика для измерения малогабаритных сердечников предусмотрена возможность установки сопротивления, шунтирующего виток возбуждения для уменьшения внутреннего сопротивления источника тока возбуждения. Сопротивление участка цепи возбуждения, охватываемого этим шунтом, не превышает 20 мОм.

Эксплуатационные параметры установки следующие:

1. Диапазон частот тракта возбуждения 1 Гц — 100 кГц. Погрешность калибровки по частоте не более 0,1%.

2. Чувствительность по потоку на частоте 100 кГц при отношении сигнал — шум, равном единице, — около 0,1 нВб.

Общая погрешность измерения потока при кратности амплитуды напряжения на измерительной обмотке $K_a < 4$ не превышает 2,0%.

3. Максимальный ток на выходе тракта возбуждения:

а) при низкоомном выходе — не менее 7 А на частотах от 1 до 20 кГц и не менее 2 А на частоте 100 кГц;

б) при высокоомном выходе — не менее 0,5 А на частотах до 1 кГц;

в) не менее 1,7 А (по амплитуде) при измерении по п. «в».

Установка позволяет измерять магнитные потоки в диапазоне от 1 нВб до 1 мВб.

Сложность калибровки установки, недостаточная чувствительность, громоздкость не позволяют использовать ее для производственного контроля сердечников. В то же время для узкого диапазона измерения контролируемых параметров достаточно просто выполнить специализированный прибор по схеме с управляемым выпрямителем (УВ).

Управляемое выпрямление дает следующие преимущества:

1. Характеристика УВ — линейная в области малых коммутируемых сигналов, что позволяет:

а) отказаться от предварительного усилителя, являющегося наиболее сложной, неточной и ненадежной частью приборов с неуправляемым выпрямлением;

б) получить более точную компенсацию наводки во входной цепи, поскольку необходимо компенсировать не все мгновенные значения, а лишь среднее за интервал времени напряжение помехи;

в) учитывать остаточное значение помех и шумы прибора, вычитая их из результатов измерения, поскольку средние значения помехи и полезного сигнала в схеме с управляемым выпрямлением складываются линейно;

г) производить измерения разностным методом, так как знакопеременный характер разностного сигнала при линейной характеристике УВ не сказывается на результатах измерений.

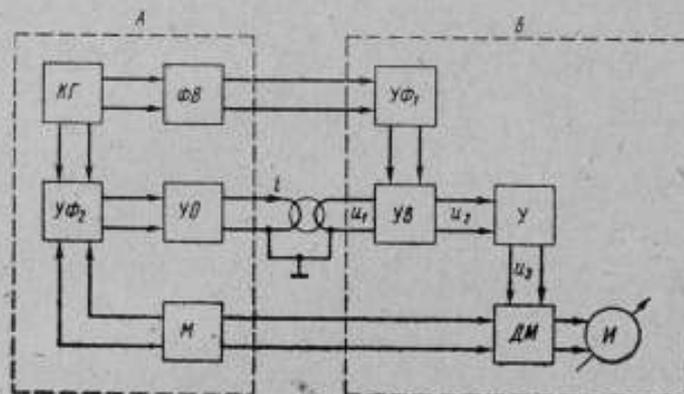


Рис. 2. Блок-схема прибора ИПП-2

КГ — задающий генератор; *ФВ* — фазообращающая цепь; *УФ₁*, *УФ₂* — усилители-формирователи; *УО* — усилительно-ограничивающий каскад; *УВ* — управляемый выпрямитель; *У* — низкочастотный усилитель; *ДМ* — демодулятор; *И* — магнитоэлектрический прибор; *М* — модулятор

А — схема возбуждения; *Б* — схема измерения

2. Схема с управляемым выпрямлением дает возможность измерять мгновенные значения потока, в частности — построить на этом принципе прибор для измерения времени перемагничивания сердечника с ИПГ.

Развитием схемы с управляемым выпрямлением является схема с двойным преобразованием частоты, которая позволяет значительно уменьшить влияние шумов схемы на порог чувствительности прибора путем резкого сужения полосы пропускания.

Такая схема применена в разработанном МЭИ лабораторном макете прибора ИПП-2 для измерения малых магнитных потоков. Описываемый ниже вариант прибора (рис. 2) предназначен для измерения потока в зоне технического насыщения сердечника $\Delta\Phi_n = \Phi_m - \Phi_r$ — потока помехи). Обмотка возбуждения измеряемого сердечника является нагрузкой усилительно-ограничительного каскада *УО*, частота возбуждения которого *f* опре-

деляется задающим генератором $KГ$. Напряжение, наводимое на измерительной обмотке, выпрямляется управляемым выпрямителем $УВ$. Сигнал управления на $УВ$ поступает с усилителя-формирователя $УФ_1$. Коммутация управляемого выпрямителя происходит в моменты времени, когда ток возбуждения не изменяется (на вершинах импульсов тока и в паузах между ними). Соответствующая фазировка обеспечивается фазовращающей цепью $ФВ$. Процессы, происходящие в этой части схемы за период частоты f , иллюстрирует рис. 3.

Среднее значение напряжения на выходе управляемого выпрямителя U_{cp} определяется формулой

$$U_{cp} = f \Delta \Phi,$$

где $\Delta \Phi$ — изменение потока намагниченности испытуемого сердечника за интервал детектирования. В рассматриваемом случае $\Delta \Phi$ — поток помехи. Даже при установленной в макете частоте возбуждения $f = 100$ кГц потоку помехи, $\Delta \Phi_n = 1$ нВб соответствует значение U_{cp} , равное всего лишь 100 мкВ — соизмеримое с дрейфом нуля высокочастотного управляемого выпрямителя.

Для того чтобы выделить напряжение полезного сигнала на фоне дрейфа $УВ$, применена модуляция тока возбуждения с частотой f_m , осуществляемая в усилителе-формирователе $УФ_2$ сигналом модулятора M . Модулированный ток возбуждения имеет вид, показанный на рис. 4. Полезный сигнал на выходе $УВ$ приобретает вид меандра с частотой f_m . Переменная составляющая его с амплитудой $U_m = = 1/2 f \Delta \Phi$ усиливается низкочастотным усилителем $У$. Коэффициент усиления должен быть весьма значительным (при названных выше условиях и первой шкале прибора 0,5 нВб сигнал на входе усилителя имеет амплитуду 25 мкВ), но задача построения усилителя существенно упрощается тем, что частота сигнала относительно низ-

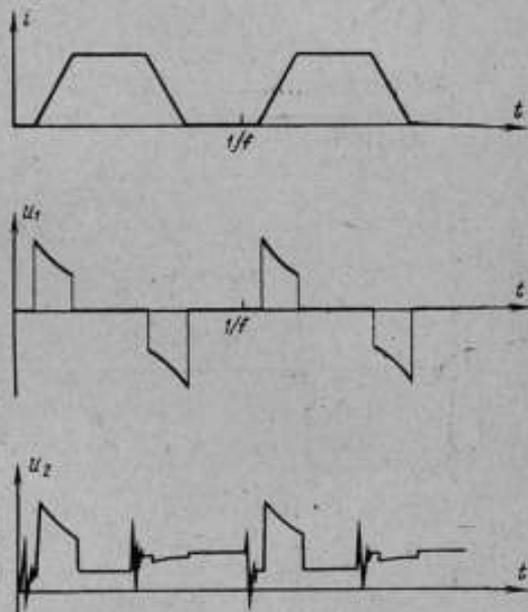


Рис. 3. Графики процессов, происходящих с частотой f

кая, форма сигнала — фиксированная, кратность амплитуды (отношение амплитудного значения к среднему) равна единице. В макете частота модуляции $f_M = 1000$ Гц. Это значение выбрано как наиболее удобное для построения высокостабильного усилителя.

Усиленное напряжение подается на синхронный детектор — демодулятор ДМ, управляемый сигналом с модулятора, к выходу которого подключен магнитоэлектрический прибор И.

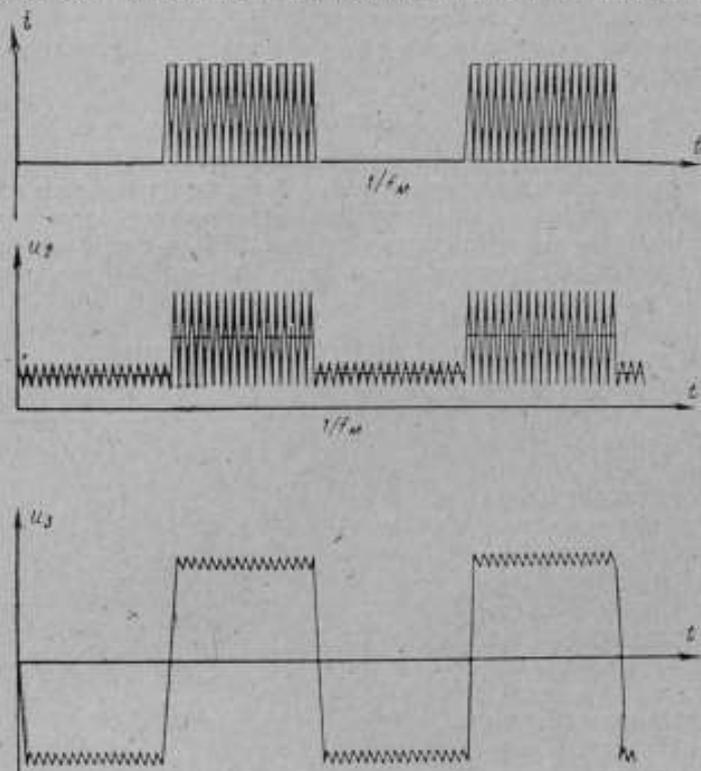


Рис. 4. Графики процесса, происходящих с частотой f_M

Двойное преобразование частоты (в управляемом выпрямителе УВ и демодуляторе ДМ) сужает полосу пропускания тракта УВ—У—ДМ—И и уменьшает приведенный ко входу уровень шумов.

В макете управляемый выпрямитель собран на импульсных диодах; входная часть усилителя выполнена на лампах. Уровень шумов и наводки, приведенный ко входу, не превышает 50 пВб ($50 \cdot 10^{-12}$ Вб). Быстрые вариации уровня шумов и наводки, которые нельзя учесть в результатах измерения как сдвиг нулевого уровня, не превышают 5 пВб.

Демодулятор, стабилизированный кварцем, задающий генератор, схемы усилителей-формирователей и усилителя-ограничителя выполнены полностью на транзисторах.

Испытания макета показали, что наибольшие осложнения вызывают:

а) наводка на управляемый выпрямитель от цепи возбуждения. Для борьбы с ней наиболее существенным оказалось исключение петель из системы заземления. Вся схема возбуждения заземляется лишь в одной точке — точке соединения витка возбуждения и измерительного витка;

б) наводка через паразитную модуляцию сигнала управления, поступающего с $V\Phi$, на $VВ$. Паразитная модуляция возникает вследствие связи по питанию схем возбуждения и измерительной, неполной развязки выходов задающего генератора и наводки на провода, по которым проходит сигнал управления;

в) разбаланс компенсации индуктивной наводки в разъемной системе измерительной обмотки и обмотки возбуждения.

При токе возбуждения 1 А и ширине витка возбуждения и измерительного витка 20 мм, неточность установки иглы по высоте в случае замыкания разъема на 0,1 мм вызывает разбаланс компенсации около 160 пВб.

Тщательным фиксированием замкнутого положения разъема удалось снизить влияние механического фактора приблизительно до 10 пВб.

Лабораторный макет прибора для измерения и контроля потока $\Delta\Phi_0$ в зоне технического насыщения кольцевых сердечников имеет следующие эксплуатационные характеристики:

Пределы измерения по потоку 0,5—1—2,5—5—10—
—25—50 пВб

Калибровка по внутреннему калибратору

Частота намагничивающего тока 100 кГц

Нестабильность нулевого уровня за время измерения, определяющая порог чувствительности 3% от предела измерения

Погрешность измерения по потоку 5% от предела измерения

Амплитуда тока возбуждения регулируется плавно на четырех диапазонах 0,25—0,75; 0,75—1,25; 1,25—1,75; 1,75—2,25 А

Установка амплитуды тока по собственному индикатору с погрешностью не более 0,05 А

Минимальный внутренний диаметр сердечника
 $d_{\text{мин}} = 1,5$ мм.

Решения, отработанные в макете, позволяют строить измерители для измерения потоков помехи с чувствительностью порядка 2—5 пВб и измерители полного потока переключения (потока сигнала) разностным методом с аналогичной чувствитель-

ностью и точностью, определяемой точностью опорного сигнала. При формировании сигнала с помощью образцовых конденсаторов погрешность измерения потока сигнала составит около 1%. Измерительная схема прибора ИПП-2 была использована

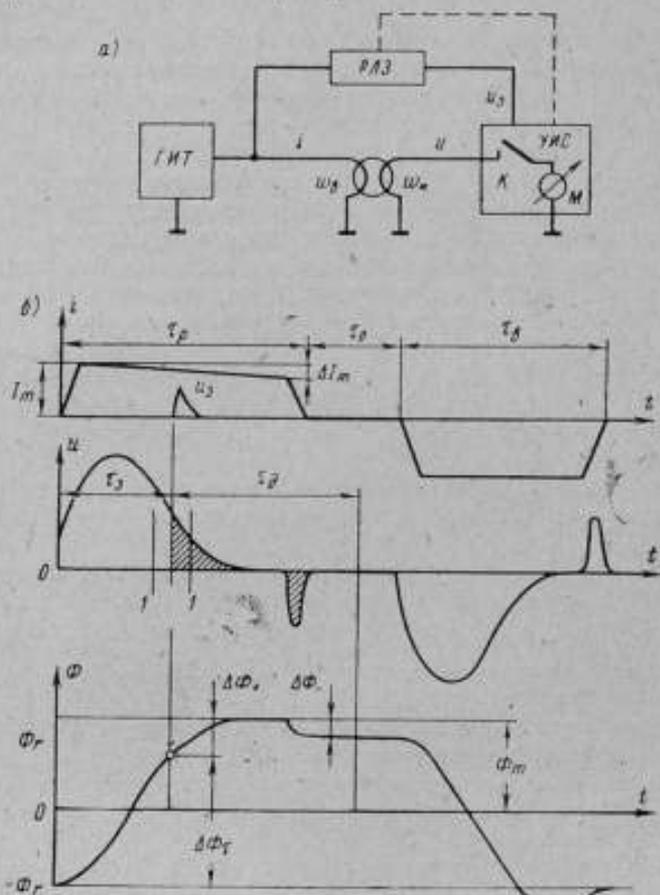


Рис. 5. Принцип измерения времени перемagnetизации

a — принципиальная схема измерений; ГИТ — генератор импульсов тока; РАЗ — результирующая калибровочная линия задержки; УИС — измеритель среднего значения напряжения с управляемым выпрямителем; К — ключ; М — измеритель среднего значения тока.

б — зависимость от времени тока, напряжения и потока

для построения измерителя времени перемagnetизации сердечника. Время полного перемagnetизации τ относится к ряду величин, характеризующих процесс переключения магнитных сердечников с ППГ. Особенно важно знать величину τ для ленточных сердечников. По этой величине необходимо контролировать

100% сердечников при приеме-сдаточных испытаниях. Известно [2], что, контролируя τ в процессе производства сердечников, можно выявить некоторые виды технологического брака.

Способ измерения условно полного времени перемагничивания сердечников с ППГ от уровня $-B_r$ до уровня $+B_r$ с помощью измерителя среднего значения напряжения с управляемым выпрямителем, описанный в литературе [1], методически более строг, чем осциллографические методы. Принцип измерения поясняет рис. 5. Генератор импульсов тока ГИТ задает в обмотку возбуждения двуполярную импульсную программу намагничивающего тока. Рабочий (положительный) импульс характеризуется нормированной амплитудой и достаточно малой длительностью переднего фронта. Длительность рабочего импульса τ_p и импульса возврата τ_v должна быть достаточной для полного перемагничивания сердечника. Управляемый синхронный детектор, показанный на рис. 5 условно в виде ключа K и измерителя среднего значения тока M , включается от переднего фронта рабочего импульса тока возбуждения через регулируемую калиброванную линию задержки РЛЗ.

Интервал детектирования τ_d (время замкнутого состояния ключа K) и время задержки τ_z должны удовлетворять условию

$$\tau_p + \tau_0 > \tau_z + \tau_x > \tau_p,$$

где τ_0 — пауза между рабочим импульсом и импульсом возврата. При этом показание U_d измерителя M будет пропорционально величине

$$U_d = f \cdot \int_{\tau_z}^{\tau_z + \tau_d} u dt = f (\Delta\Phi_+ - \Delta\Phi_-) = f (2\Phi_r - \Delta\Phi_\tau),$$

где f — частота тока возбуждения (остальные обозначения показаны на рис. 5).

Если $\tau_z = \tau$, то $\Delta\Phi_\tau = 2\Phi_r$ и $U_d = 0$. Таким образом, синхронный детектор выполняет в данном случае роль нуль-индикатора, а отсчет τ может осуществляться по отсчетному устройству линии задержки, когда ее установка соответствует нулевому показанию измерителя M .

Погрешность измерения τ обусловлена следующими основными факторами:

- 1) отклонением формы и амплитуды намагничивающего импульса от идеального прямоугольного;
- 2) дискретностью и погрешностью линии задержки и нестабильностью времени срабатывания элементов схемы;
- 3) неточностью определения момента перехода значения магнитного потока через уровень Φ_r .

Первый источник погрешности присутствует во всех схемах измерения τ , второй — во всех схемах измерения отрезка времени с помощью калиброванной линии задержки, поэтому ниже эти

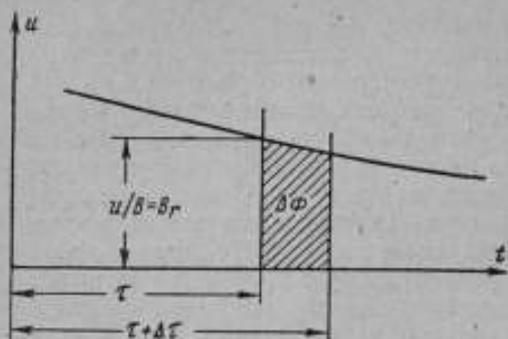


Рис. 6. График напряжения на измерительной обмотке в области точки $\Phi = \Phi_0$.

значение магнитного потока в сердечнике отклонится от Φ_0 на $\Delta\Phi$, соответствующее заштрихованной площадке на рис. 6. Величину $\Delta\Phi$ можно представить в виде

$$\Delta\Phi = u|_{B=B_r} \cdot \Delta\tau.$$

Тогда соответствующая составляющая погрешности будет

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{\Delta\Phi}{\tau u|_{B=B_r}}.$$

Учитывая, что [3]

$$u|_{B=B_r} = r_{m2} \left[1 - \left(\frac{B_r}{B_S} \right)^2 \right] (H - H_0) S,$$

и подставляя в это выражение

$$H - H_0 = \frac{S_W}{\tau} = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{B_S}{r_{m2}} \ln \frac{1 + B_r/B_S}{1 - B_r/B_S},$$

получим

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{\Delta\Phi}{\Phi_S} \cdot \frac{1}{(1-\alpha)^2 \ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha}},$$

где $\alpha = B_r/B_S$ — коэффициент прямоугольности.

Таким образом, составляющая погрешности измерения времени перемагничивания, обусловленная погрешностью фиксации нуля с помощью измерителя среднего значения напряжения, равна погрешности измерения тем же измерителем потока сердечника, умноженной на коэффициент, зависящий только от коэффициента прямоугольности α .

Лабораторный макет прибора служит для измерения времени перемагничивания ленточных сердечников М-2-1,5/1-30 из мате-

источники не рассматриваются. Третий источник погрешности специфичен для описываемого метода.

На рис. 6 показан в увеличенном виде участок (1-1) графика напряжения на измерительной обмотке сердечника (рис. 5). Нулевое показание индикатора может быть зафиксировано при коммутации УВ не в момент τ , а в момент $\tau + \Delta\tau$, когда

риала 77 НМД [2] в режиме $\tau \approx 1$ мкс, $\Delta\Phi_{\text{н}} = 75$ нВб. Сигнал возбуждения сердечника формируется с помощью транзисторной схемы. Амплитуда тока фиксируется с погрешностью не более 5%, фронт рабочего импульса — не более 0,1 мкс, завал вершины — не более 2%. Погрешность измерения τ , вызываемая неточностью параметров импульса тока, не превышает 10%. Погрешность, вносимая линией задержки и нестабильностью времени срабатывания элементов схемы, не более 5%. Чувствительность нуля-индикатора, собранного по схеме с двойным преобразованием частоты, равна 0,1 нВб, что соответствует составляющей погрешности измерения τ , равной 0,25%.

Результирующая погрешность измерения — не более 11%. Следует учесть, что основная часть этой погрешности обусловлена несовершенством цепи возбуждения и низким качеством линии задержки и не связана с методом измерения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кравченко В. Б., Липман Р. А. Построение аппаратуры контроля параметров ферромагнитных сердечников на основе измерителя среднего значения напряжения. Доклады на НТК МЭИ. Подсекция инженерной электрофизики, Изд. МЭИ, 1967.
2. Пирогов А. И. Статические и динамические характеристики малогабаритных сердечников с ППГ у ферромагнитной ленты толщиной 1,5–2 микрона. Доклады на НТК МЭИ. Подсекция инженерной электрофизики, 1967.
3. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике. «Энергия», 1967.

УДК 621.317.443.049

Д. П. ДОБРОМЫСЛОВ

УСТАНОВКА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ

Оценку пороговых свойства ферромагнитных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, применяемых в цифровых вычислительных машинах, в большинстве случаев производят по петле гистерезиса. При этом, во-первых, появляется необходимость вводить в цепь измерения сложные интегрирующие устройства, во-вторых, затрудняется непосредственный отсчет таких важных характеристик динамической петли гистерезиса, как напряженности поля «трогания» $H_{\text{тр}}$ и «финиша» $H_{\text{фин}}$ (рис. 1); особенно это неудобно при производственном контроле. Использование перематгивания нарастающими токами позволяет в

ряде случаев упростить измерительные схемы, автоматизировать процесс измерения или разбраковки сердечников.

Пусть ферромагнитный сердечник с петлей гистерезиса, близкой к прямоугольной, перемагничивается линейно нарастающим током I (рис. 2а) из состояния $-\Phi_r$ ($-B_r$) в состояние

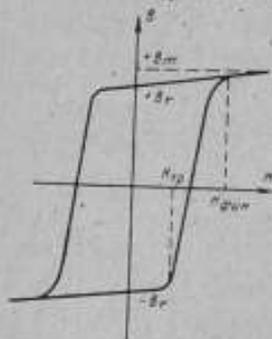


Рис. 1. Петля гистерезиса ферромагнитного сердечника

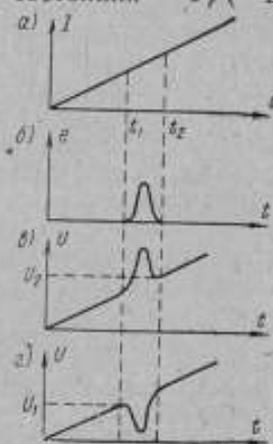


Рис. 2. Осциллограммы:

а — перемагничивающего тока, б — импульсы э.д.с., индуцированной в измерительной обмотке, в, г — напряжения на входе осциллографа

$+\Phi_m$ (B_m). Очевидно, что э. д. с. e , индуцируемая в измерительной обмотке, сравнительно невелика до момента времени t_1 , т. е. при $H < H_{тр}$, где H — напряженность поля тока I , и резко возрастает, когда сердечник начинает перемагничиваться по крутому участку петли гистерезиса. Наконец, в момент времени t_2 ,

когда перемагничивание фактически кончается, e снова становится незначительной (рис. 2б). В этот момент $H = H_{фин}$.

Отсюда следует первый способ определения $H_{тр}$ и $H_{фин}$ — измерение тока I в моменты времени t_1 и t_2 , определенные предварительно по осциллограмме э. д. с. e . Этот способ практически неудобен.

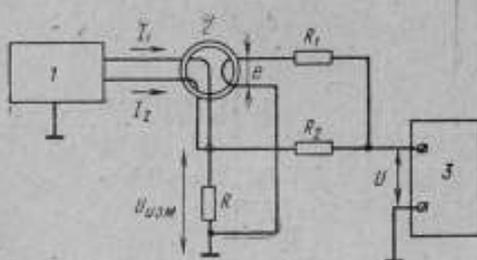


Рис. 3. Блок-схема установки для измерения м. д. с. «трогания» и «финиша»
1 — двухканальный генератор; 2 — испытуемый сердечник; 3 — осциллограф

Второй метод — суммирование с соответствующими весовыми коэффициентами э. д. с. e с напряжением, создаваемым током I на некотором измерительном сопротивлении R . При этом может оказаться, что э. д. с. и напряжение имеют одинаковый знак (рис. 2в) или разнополярны (рис. 2г). Выбором весовых коэффициентов можно добиться, чтобы на суммарной осциллограмме напря-

жение U в первом случае имело минимум при $t=t_2$, а во втором — максимум при $t=t_1$. Тогда $H_{\text{тр}}$ и $H_{\text{фин}}$ определяют по значениям U_2 и U_1 , соответствующим этим моментам времени.

На рис. 3 представлена блок-схема, реализующая описанное суммирование и измерение. Перемагничивание испытуемого сердечника 2 осуществляется импульсами тока треугольной формы, вырабатываемыми двухканальным генератором 1. Если $R \ll R_1, R_2$ и $R_1, R_2 \ll R_{\text{вх}}$, где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление осциллографа 3, то

$$U = e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + IR \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

При $t=t_1$ и $t=t_2$ э. д. с. $e=0$ и

$$I_{\text{тр}} = \frac{U_1}{R} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right), \quad (1)$$

$$I_{\text{фин}} = \frac{U_2}{R} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right), \quad (2)$$

$$\text{а } H_{\text{тр}} = \omega I_{\text{тр}} \text{ и } H_{\text{фин}} = \omega I_{\text{фин}},$$

где ω — число витков в перемагничивающей обмотке.

Соответствующие осциллограммы представлены на рис. 4. При выборе отношения R_2/R_1 следует учитывать изменение потока в сердечнике при перемагничивании и время перемагничивания ($t_2 - t_1$). В первом приближении, считая, что импульс э. д. с. e имеет форму, близкую к треугольной, и полагая обмотки одновитковыми, нетрудно получить

$$\frac{R_2}{R_1} \geq \frac{RS_w l}{4\Phi_r}, \quad (3)$$

где S_w — коэффициент переключения;

l — длина перемагничивающего магнитопровода.

Недостатком описанного способа измерений является зависимость результата от наклона петли гистерезиса на пологом ее

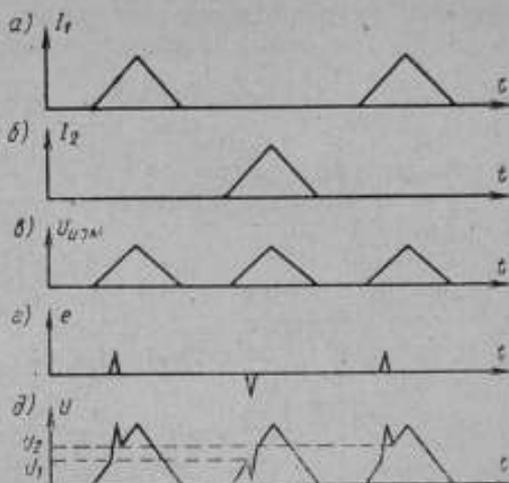


Рис. 4. Осциллограммы:

а и б — перемагничивающих токов, в — напряжения на измерительном сопротивлении $R_{\text{изм}}$, г — э. д. с. в измерительной обмотке сердечника, д — напряжения на входе осциллографа

участке. Для уменьшения этой погрешности необходимо выбрать R_2/R_1 так, чтобы выполнялось соотношение

$$\frac{R_2}{R_1} \ll \frac{RI_{\text{тр}} l}{S\mu\alpha} - 1, \quad (4)$$

где S — сечение сердечника;
 μ — магнитная проницаемость сердечника на пологом участке петли гистерезиса;
 $\alpha = dl/dt$.

Формулы (3) и (4) могут служить лишь для ориентировочной оценки отношения R_2/R_1 , поскольку оно зависит от параметров сердечника. Величину α , определяющую скорость перемагни-

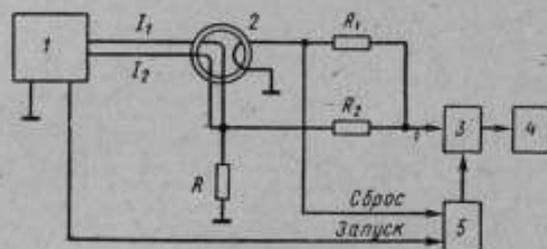


Рис. 5. Блок-схема установки для автоматического измерения м. д. с. «трогания»

1 — двухканальный генератор; 2 — испытуемый сердечник; 3 — ключ; 4 — вольтметр; 5 — триггер

чивания, выбирают так, чтобы время перемагничивания при измерении было приблизительно равно времени перемагничивания сердечника в схеме, для которой он предназначен.

Результат измерения не критичен к линейности нарастания перемагничивающего тока. Это позволяет упростить генератор, используя для перемагничивания ток синусоидальной формы. Для определения м. д. с. «трогания» и «финиша» необходимо ввести переключатель полярности измерительной обмотки.

Описанный способ позволяет сравнительно легко автоматизировать процесс измерения м. д. с. «трогания» и «финиша». Для примера приведена блок-схема (рис. 5) измерения м. д. с. «трогания». Она отличается от схемы рис. 3 тем, что введен триггер 5, запускающий одновременно с началом импульса тока I_2 и сбрасываемый импульсом э.д.с. с измерительной обмотки сердечника. Триггер управляет ключом 3, благодаря чему на вольтметр 4 (цифровой или стрелочный пиковый) поступает импульс напряжения, амплитуда которого пропорциональна м. д. с. «трогания».

Э. В. ЛЕЩЕВ, А. Л. ЛОГУТКО, Н. М. САЛАНСКИЙ, Г. И. ФРОЛОВ

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТИЧЕСКИХ
И ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТОНКИХ
МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК

Возможность перемагничивания тонких магнитных пленок (ТМП) за малые промежутки времени в импульсных и ВЧ полях представляет интерес как с точки зрения понимания физики процессов в этом новом типе магнитных материалов, так и для практического использования последних в радиоэлектронных, СВЧ и оптических устройствах. Для изучения движения магнитного момента в указанных режимах разработаны индукционные и магнитооптические методы исследования ТМП.

Для исследования динамики перемагничивания ТМП распространенным является индукционный метод. Изучение сигналов с продольного и поперечного витков дает информацию о времени перемагничивания и о некоторых механизмах скоростного перемагничивания тонких пленок. Эта методика позволила практически подтвердить теоретически предсказанную возможность перемагничивания ТМП за 1 нс ; она показала интересную зависимость скорости переключения ТМП от небольшого постоянного поля, включаемого вдоль оси трудного намагничивания (ОТН). С ее помощью был обнаружен новый механизм перемагничивания ТМП — неоднородное вращение вектора намагниченности насыщения M_s . Индукционный метод позволяет определять большинство статических первичных и вторичных параметров ТМП в режиме импульсного переключения: коэрцитивную силу H_c , дисперсию намагниченности α , параметр затухания λ , коэффициент переключения S_w и т. д.

Интересные возможности в поведении ТМП обнаружены с помощью этой методики в ВЧ синусоидальных и вращающихся полях: были замечены зависимость H_c и напряженности поля анизотропии H_k от частоты перемагничивающего поля, эффекты умножения частоты и возбуждения параметрических и субгармонических колебаний ТМП.

В ряде случаев информация, полученная с помощью индукционного метода, не позволяет однозначно судить о механизмах перемагничивания. В частности, невозможно сказать что-нибудь определенное о типах доменной структуры в процессе перемагничивания, невозможно различать процессы смещения границ от процессов симметричного двустороннего вращения и т. д. Поэтому наряду с индукционным методом в последнее время развиваются и другие методы.

Ниже остановимся подробнее на магнитооптическом и СВЧ

соответственно, его выходного тока. Импульсные измерения в этом случае сводятся к исследованию намагниченности пленки, спустя несколько секунд по окончании импульса поля.

Авторами создана установка, основанная на магнитооптическом эффекте Керра и объективной индикации состояния намагниченности пленки, которая позволяет определять:

- 1) статическую и импульсные петли гистерезиса при длительности перемагничивающего импульса 30—3000 нс;
- 2) кривые дисперсии намагниченности и амплитудной дисперсии анизотропии;
- 3) статическую и импульсные кривые намагничивания.

С применением соответствующей программы изменения напряженности поля установка позволяет автоматически записывать любую из указанных кривых со всей пленки и с ее локальных участков диаметром до 5 мкм. Погрешность определения состояний магнитного момента не превышает 2%.

Установку можно применять также для наблюдения и фотографирования статической и промежуточной динамической доменной структуры в процессе импульсного перемагничивания.

Блок-схема установки, состоящей из трех систем оптических и электронных блоков, приведена на рис. 1. Эти системы обеспечивают:

- 1) система блоков 1—18 — наблюдение и фотографирование доменной структуры всей пленки и относительно больших ее участков (минимальный размер исследуемого участка $0,2 \times 0,25$ мм, разрешение при фотографировании 10 мкм);
- 2) система блоков 19—29 — наблюдение состояния малых участков пленки ($4 \cdot 10^{-2}$ — $2,5 \cdot 10^{-5}$ мм²);
- 3) электронная часть установки (блоки 30—40) — в плоскости пленки соответствующую программу статических и импульсных полей и автоматическую запись определяемых характеристик ТМП.

ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТООПТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА КЕРРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ БОЛЬШИХ УЧАСТКОВ

Свет от источника 1—3 конденсируется линзами конденсора 4 и 5 в узкий параллельный пучок с углом расходимости меньше 1°.

В узле осветителя (блоки 1—3) предусмотрена возможность смены источников света различных типов (проекторная лампа, ртутная лампа ДРШ-250, лампа-вспышка типа ИСШ и др.). После отражения от зеркал 6 и 7 свет проходит через поляризатор 8 и попадает на исследуемую пленку. Предметный стол 9 и зеркала 6 и 7 можно поворачивать вокруг осей, перпендикулярных плоскости распространения света и проходящих через центры пленки и зеркал соответственно. Кроме того, зеркало 7 может поворачиваться вокруг оси вращения предметного стола, что позволяет

легко выбрать оптимальный угол падения света на поверхность пленки в пределах от 30° до 60° , причем отраженный луч во всех случаях распространяется вдоль одной и той же прямой, проходящей через центры анализатора 10 и фотоумножителя или электроннооптического преобразователя (ЭОП) 15. Линза 11 объектива с помощью убирающегося зеркала 12 дает увеличенное изображение пленки в плоскости камеры фотоаппарата 13 (увеличение изображения от $3\times$ до $20\times$) или ирисной диафрагмы 14 (увеличение изображения $2\times$). После соответствующей выборки локального участка с помощью ирисной диафрагмы свет попадает на катод ФЭУ 15. Ток ФЭУ усиливается электрометрическим усилителем 16 и поступает на регистратор 17. Схема меток 18 обеспечивает одинаковые небольшой амплитуды выбросы, накладывающиеся на исследуемые плавные кривые, и развязывает выход усилителя от нежелательных воздействий указанных импульсов. Для исследования динамической доменной структуры используют метод стробирования. В этом случае в качестве источника света применяют импульсную лампу-вспышку типа ИСШ, в качестве светоприемника — ЭОП с предельным усилением по яркости, а доменную структуру ТМП в процессе импульсного перемагничивания регистрируют с помощью фотоаппарата, установленного на выходе ЭОП.

Блок предметного стола обеспечивает компенсацию поля Земли, статические и импульсные поля в плоскости пленки в двух взаимно-перпендикулярных направлениях и плавный поворот предметного стола, необходимый для настройки легкой оси пленки.

ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТООПТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА КЕРРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МАЛЫХ УЧАСТКОВ ТМП

Свет от газового лазера 19 (рис. 1) проходит через линзу конденсора 20 и фокусируется в пятно диаметром 50—200 мкм на плоскость пленки. Узел предметного стола 21 включает в себя системы: 1) из четырех пар катушек Гельмгольца и полосковой линии для создания в плоскости пленки нужной программы статических и импульсных полей; 2) вращения образца для настройки оси легкого намагничивания пленки; 3) движения образца в двух взаимно-перпендикулярных направлениях; 4) поворота предметного стола вокруг оси, совпадающей с падающим лучом для подстройки угла, образованного плоскостью поляризации с плоскостью, в которой лежат падающий и отраженный лучи.

Объектив 22 дает увеличенное в 65 раз изображение освещенного участка пленки в плоскости ирисной диафрагмы 24, с помощью которой выбирают исследуемые участки. Линза 25 необходима для исключения зонных характеристик ФЭУ при исследовании различных участков пленки и обеспечивает фокусировку пропущенных диафрагмой лучей в одной и той же точке фото-

катода ФЭУ 26. Ток ФЭУ, усиленный электрометрическим усилителем 27, поступает на один из следующих регистраторов: стрелочный прибор, экран осциллографа или самописец 29. Генератор меток 28 аналогичен 18. Вся система экранируется от воздействия внешнего света экраном 42.

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОННЫХ БЛОКОВ

Совокупность электронных блоков обеспечивает компенсацию поля Земли и соответствующую программу статических и импульсных полей в плоскости пленки.

Программу запускающих импульсов задает блок управления 36, определяющий род работ (автоматический или ручной способ построения кривых) и тип снимаемой кривой. Блок 40 вырабатывает импульсы частотой 20 Гц, запускающие генератор сдвинутых импульсов 35. Время задержки между импульсами может изменяться в пределах 0—5 мс, амплитуда импульсов ~ 150 В. Блок управления направляет эти импульсы на вход генераторов статических квазиимпульсов 33. Генератор обеспечивает в соответствии с программой квазиимпульсное поле напряженностью до 2,4—3,2 кА/м (30—40 Э) вдоль легкой оси пленки, а другое — в перпендикулярном направлении. Длительность импульсов составляет 2—3 мс. С блока управления импульсы могут поступать также на вход генератора коротких импульсов 34. Генератор 32 обеспечивает линейное изменение во времени амплитуды напряженности поля, являющейся аргументом при определении соответствующей статической характеристики $M/M_1 = f(H)$, где M — измеряемое и M_1 — исходное состояние пленки, H — напряженность действующего поля.

Система блоков 30, 31, 34 создает импульсные поля в плоскости пленки. Импульсы, вырабатываемые генератором 34 типа Г5-13, усиливаются двухкаскадным усилителем мощности 30. Блок питания 31 подает на электроды ламп каскада необходимое постоянное напряжение и, кроме того, на анод выходного каскада — линейно нарастающее напряжение, которое определяет амплитуду выходного импульса тока и соответственно импульсного поля. Длительность импульсов определяется генератором Г5-13. Блоки 31, 37, 39 обеспечивают питание ФЭУ и генераторов квазиимпульсов, а блок 41 — программу запускающих импульсов при работе с ЭОП. Детальное описание отдельных блоков приведено в литературе.

Точность регистрации состояния ТМП в установках, в которых использован магнитооптический эффект Керра, определяется отношением сигнал-шум. Источниками шума являются:

- 1) шум дробового эффекта, появляющийся вследствие конечного значения фототока катода ФЭУ;
- 2) непостоянство чувствительности и усиления ФЭУ;
- 3) нестабильность светового потока источника света;

4) точность измерительного прибора в тракте ФЭУ.

Расчет показывает, что шум дробового эффекта при достаточно узкой полосе пропускания тракта индикации состояния ТМП ($\sim 0,1$ Гц) весьма мал и его влиянием можно пренебречь.

Стабилизация светового потока осветителя и использование ФЭУ в режиме малых выходных токов позволили настолько исключить помехи, связанные с источником света и ФЭУ, что погрешность измерений состояния магнитного момента ТМП опре-

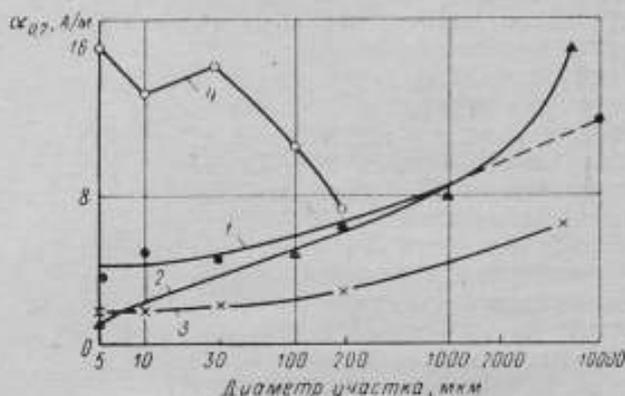


Рис. 2. Кривые зависимости дисперсии намагниченности от диаметра участка пленок 1—4

делялась погрешностью отсчета по стрелочному измерительному прибору и не превышала $\pm 1\%$.

Следует отметить, что относительная погрешность всех измерений была не больше 30% и, в основном, определялась невозможностью точной калибровки импульсных полей. По этой же причине имеет место систематическая погрешность. Эта погрешность не превышала 15%, однако здесь она не играет существенной роли, поскольку все сопоставления статических и импульсных характеристик будут относительными.

На рис. 2 приведены кривые 1—4 зависимости дисперсии намагниченности от диаметра участка четырех пленок. Эти кривые получены для участков пленки, центры которых совпадали, т. е. каждый меньший участок находился в центре большего.

Из рисунка видно, что с уменьшением диаметра исследуемого участка дисперсия намагниченности α пленок, как правило, монотонно уменьшается. Исключением является ход кривой 4, который свидетельствует о наличии в этой пленке микронеоднородностей.

Зависимость характера распределения скоса оси легкого намагничивателя (ОЛН) участка по отношению к ОЛН пленки по ее поверхности для участков разных диаметров иллюстрирует

рис. 3. Кривые 1—5 представляют собой зависимость скоса ОЛН локальных участков для участков диаметром 200, 100, 30, 10 и 5 мкм. Ось абсцисс параллельна ОЛН пленки. Ордината всех исследованных участков постоянна. Центры участков, имеющих одинаковую абсциссу, совпадают.

Из рисунка видно, что характер распределения скоса участков разного диаметра может быть самый различный. Участки

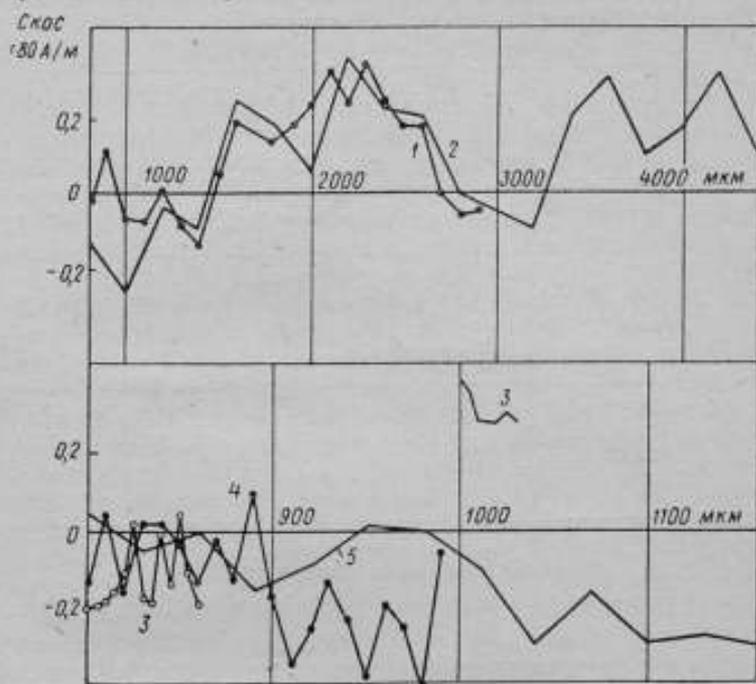


Рис. 3. Кривые зависимости скоса ОЛН участка по отношению к ОЛН пленки по поверхности пленки

1, 2, 3, 4, 5 — участки диаметром соответственно 200, 100, 30, 10 и 5 мкм

меньшего диаметра не повторяют закономерностей скоса участков большего диаметра, внутри которых они находятся. Исключение составляют лишь кривые 1 и 2, у которых общий ход с изменением абсциссы участка похож.

Все приведенное выше можно объяснить, предположив, что состояние магнитного момента в реальных пленках несколько отличается от модели, предсказываемой теорией Гоффмана, вследствие наличия в пленках различных технологических неоднородностей: пустот, царапин и т. д. Такие неоднородности могут приводить к изменениям положения ОЛН по большим областям поверхности пленки (например, вследствие технологических неоднородностей на краю пленки и др.). Тогда, поскольку умень-

шение размера участка приводит к большей неоднородности его свойств, становится понятным монотонный ход кривых $\alpha = f(\varnothing)$, где \varnothing — диаметр исследуемого участка.

С другой стороны, технологические неоднородности могут быть расположены на небольших расстояниях и привести к большой дисперсии α , измеренной для участков малых диаметров (см. кривую 4 рис. 2), и к выбросам для отдельных точек при общем монотонном ходе кривых дисперсии.

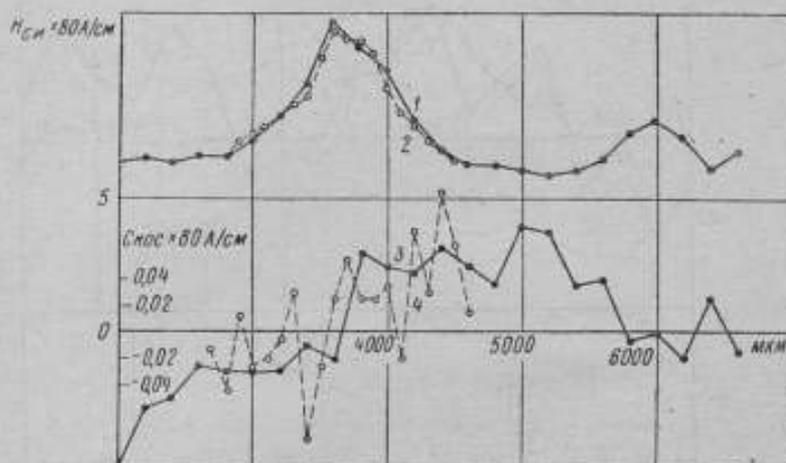


Рис. 4. Кривые зависимости скоса ОЛН:

1 и 2 — импульсной коэрцитивной силы, 3 и 4 — локальных участков пленки

Таким образом, наличие больших по площади участков, имеющих скос одного знака и целиком вращающихся при «развале» в одну сторону, должно полностью исключить обменное и магнитостатическое взаимодействие таких участков с окружением. Для указанных невзаимодействующих участков справедлива теория Кроутера. Наконец, разный ход кривых 1—4 рис. 2 указывает на неоднородность статических свойств в участках пленок, полученных по описанной выше технологии.

На рис. 4 приведены зависимости скоса ОЛН от размера локальных участков (кривые 3, 4) и их импульсные коэрцитивные силы $H_{сн}$ (кривые 1, 2) — для участков диаметром 200 и 100 мкм соответственно. Ординаты всех участков постоянны. Абсциссы центров каждого из участков приведены на рисунке в микрометрах.

На рис. 4 видно, что в том месте пленки, где скос локальных ОЛН меняет знак, имеется резкое возрастание $H_{сн}$. Причем существенный подъем $H_{сн}$ наблюдается уже на расстоянии $\sim 0,5$ мм от участков, в которых изменяется знак скоса.

Как сказано выше, в данной установке имеется возможность исследовать динамическую доменную структуру методом стробирования. Эта методика в настоящее время еще развивается. Однако уже начальные фотографии дают важную информацию о характере процессов перемагничивания. Например, в импульсных полях, меньших H_k , доказано наличие процессов вращения M_S .

Сверхвысокочастотная методика

Ни индукционный и ни магнитооптический методы в настоящее время не дают возможности исследовать все механизмы перемагничивания ТМП в области с промежуточными скоростями ($\sim 0,1$ мкс). Индукционный метод не позволяет отделять процессы смещения границ от процессов двустороннего вращения, а с помощью эффекта Керра исследуются в основном квазиравновесные состояния. Исследования же динамической доменной структуры методом стробирования, как показано выше, только начинают развиваться. Интересна методика исследования механизмов ТМП, в которой использована зависимость эффекта магнитосопротивления от механизма перемагничивания пленок.

Нами для исследования импульсного перемагничивания пленок дополнительно к индукционному был использован метод, основанный на изменении СВЧ восприимчивости ТМП в полях, далеких от ферромагнитного резонанса (ФМР). Если пленку поместить в резонатор, в который, кроме перемагничивающего поля, подается слабое пробное СВЧ поле, то сигнал от переключения пленки будет наблюдаться на выходе СВЧ детектора только в случае наличия процессов вращения (независимо от вращения одностороннего или двустороннего). Анализ этого сигнала совместно с сигналами с продольного и поперечного витков позволяет выделять все предполагаемые механизмы перемагничивания ТМП в импульсных полях.

Метод, основанный на изменении СВЧ восприимчивости, рассчитан для случая однодоменного состояния образца. Как известно, при импульсном перемагничивании образуется много доменных границ, поэтому необходимо было выяснить применимость этого метода для многодоменного состояния образца. Проведенный эксперимент показал, что сигнал с СВЧ детектора, обусловленный смещением границ, незначителен и данный метод применим для изучения скоростного перемагничивания ТМП. Этот метод был реализован на двух установках: на установке по импульсному перемагничиванию и на установке по перемагничиванию ТМП в ВЧ синусоидальных полях.

УСТАНОВКА ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ ТМП

Блок-схема установки представлена на рис. 5. В ней можно выделить следующие функциональные узлы: блок генераторов, СВЧ тракт, перематничивающее устройство и систему индикации.

Блок генераторов состоит из двух генераторов прямого и обратного каналов. Генератор каждого канала содержит запускающий генератор 8, 11 типа Г5-15 и ждущий генератор 9, 12. Частоты

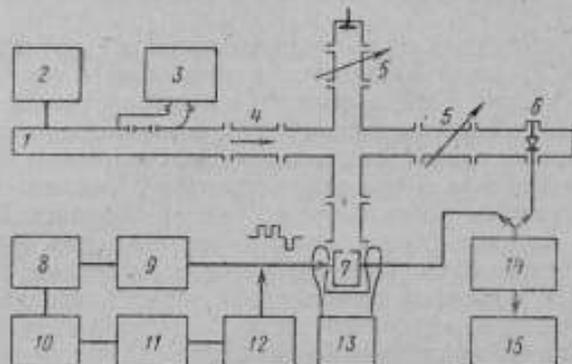


Рис. 5. Блок-схема установки для импульсного перематничивания ТМП

1 — генератор; 2 — блок питания; 3 — волномер; 4 — ферритовый вентиль; 5 — аттенюатор; 6 — детекторная секция; 7 — СВЧ резонатор; 8, 11 — запускающие генераторы типа Г5-15; 9, 12 — ждущий генератор; 10 — схема деления; 14 — усилитель; 15 — осциллограф

та следования импульсов обратного канала в два раза меньше, чем прямого, что обеспечивает схема деления 10. Таким образом, в перематничивающее устройство подается программа, состоящая из двух импульсов одной и одного импульса обратной полярности. Это облегчает анализ формы сигналов.

Амплитуда импульсов прямого и обратного каналов равна 20 А. Более подробно схема генератора прямого канала описана в литературе. Импульсы от генераторов прямого и обратного каналов подаются в перематничивающее устройство, расположенное в СВЧ резонаторе 7.

Сверхвысокочастотная мощность (9000 МГц) от генератора 1 с блоком питания 2 подается на двойной Т-образный мост через ферритовый вентиль 4. Нагрузкой одного из плеч моста является резонатор, в котором возбуждаются колебания типа H_{102} . Отраженная от резонатора СВЧ мощность попадает через аттенюатор 5 в детекторную секцию 6. Волномер 3 типа ШГВ-С служит для определения рабочей частоты клистрона.

В связи с тем, что перестройка собственной частоты резонатора при перемагничивании пленки незначительная, к стабильности СВЧ генератора предъявляются повышенные требования. Кроме того, желательно иметь большую выходную мощность СВЧ колебаний.

Как показали предварительные исследования, стандартные СВЧ генераторы типа ГЗ-14А невозможно использовать в установке, так как у них имеется паразитная амплитудная и частотная модуляция, что приводит к большому уровню шумов на выходе детектора. Поэтому был использован специальный клистрон со стабилизированным источником питания. Пульсация источника питания не превышала 2—3 мВ для выходных напряжений +400 В и —250 В. Для уменьшения влияния колебаний температуры окружающей среды на изменение частоты генератора и для уменьшения паразитной модуляции от наводок клистрон помещали в стальной кожух. Применено принудительное воздушное охлаждение, использован настроенный двойной Т-образный мост с широкополосной детекторной секцией. Широкополосность секции достигнута специальной конструкцией коаксиального гнезда, которая позволила уменьшить выходную емкость до 3 пФ.

Экспериментально установлено, что при достаточно полной компенсации сигнал с детектора не регистрируют. Очевидно, это связано с тем, что рабочая точка детектора смещается в начало вольт-амперной характеристики. Поэтому приходится выбирать оптимальный режим работы моста.

Создание резонатора, в котором можно совместить индикаторное СВЧ поле и быстрое перемагничивающее поле, представляет сложную задачу. Первое конструктивное решение этого вопроса представляло двухполуволновой отражательный резонатор с колебаниями типа H_{102} , имеющий 6 мм-отверстие на задней стенке. Пленку помещали на это отверстие. Перемагничивающие поля создавали с помощью колец Гельмгольца. Основным недостатком этой конструкции являлась значительная расстройка резонатора при вращении пленки вокруг своей оси, поворот пленки приводит к трудно учитываемому изменению однородности поля СВЧ в области отверстия.

Этот недостаток был устранен в следующей конструкции резонатора (рис. 6). Последний представляет собой уширенный (30 мм) отрезок волновода длиной $2\lambda/2$. Это уширение вызвано необходимостью увеличить однородность СВЧ поля в плоскости пленки. Внутри резонатора находится перемагничивающая система, представляющая полосок, расположенный в плоскости на оси резонатора. Пленка помещается в центре резонатора, в пучности магнитного поля СВЧ (рис. 7). Полосок и широкие стенки резонатора образуют симметричную полосковую линию, с помощью которой создавалось перемагничивающее магнитное поле напряженностью до 720 А/м (9 Э). Вдоль центрального полоска расположен съемный виток, который имеет систему для ком-

пенсации. Пленку располагали на поворотном столике из полистирола в пределах 1 мм от центрального полоска. Резонатор помещали в куб, с помощью которого скомпенсировано лабораторное магнитное поле.

Особые требования предъявляются к добротности и широкополосности резонатора. С одной стороны, для увеличения ам-

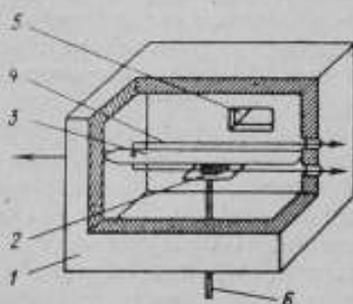


Рис. 6. Эскиз резонатора

1 — корпус резонатора; 2 — пленка;
3 — перематнивающий полосок;
4 — съемный виток; 5 — диафрагма;
6 — поворотный столик

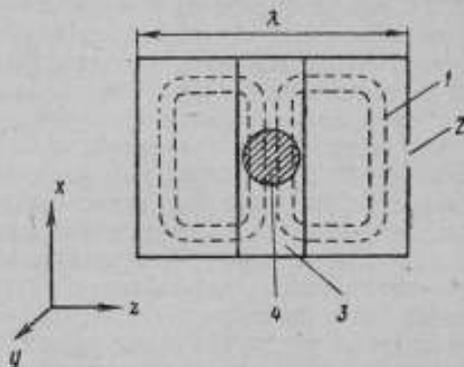


Рис. 7. Картина СВЧ поля в резонаторе

1 — силовые линии H -поля; 2 — диафрагма;
3 — перематнивающий полосок; 4 — пленка

плитуды сигнала, снимаемого с детектора, добротность резонатора должна быть большой, с другой — для воспроизведения коротких сигналов перематнивания ТМП резонатор должен иметь широкую полосу пропускания. Для исследования процессов перематнивания продолжительностью не менее 100 нс недостаточна полоса в 15 МГц, что соответствует добротности резонатора порядка 600.

Большие требования предъявляются и к индикаторной части. При перематнивании в слабых полях амплитуда сигнала мала, т. е. требуется высокая чувствительность усилительного тракта. С другой стороны, даже длинные импульсы перематнивания могут иметь крутые фронты, поэтому аппаратура должна быть достаточно широкополосной. Сигналы с СВЧ детектора или с продольного витка подаются на усилитель 14 типа УЗ-7 (рис. 5), затем на осциллограф 15 типа С1-8. Чувствительность тракта равна 0,2 мВ/см, полоса — 15 МГц.

УСТАНОВКА ДЛЯ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ПОЛЯХ

Блок-схема установки для исследования перематнивания ТМП в высокочастотных синусоидальных полях (рис. 8), как и предыдущая установка, состоит из четырех функциональных узлов, в которые входят: блок перематнивающего генератора,

СВЧ тракт, перемагничивающее устройство и индикаторная часть.

Блок перемагничивающего генератора обеспечивает ВЧ поля в диапазоне от 1 до 30 МГц амплитудой до 800 А/М (10 Э). ВЧ колебания с задающего генератора 1 типа ГЗ-41 поступают на усилитель мощности 2, который допускает нагрузку 40 А.

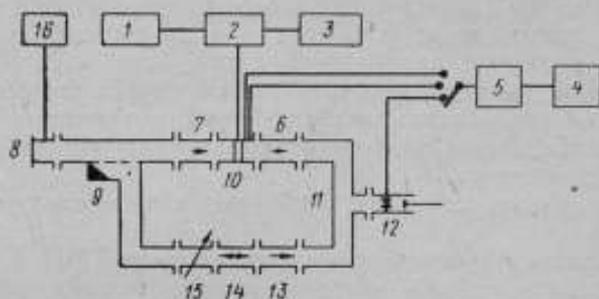


Рис. 8. Блок-схема установки для перемагничивания ТМР в ВЧ полях

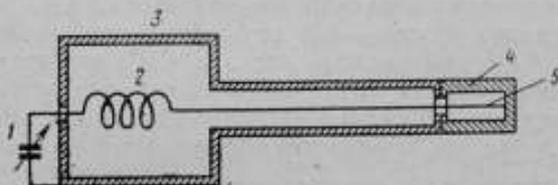


Рис. 9. Оконечный резонансный контур

1 — подстроечная емкость; 2 — сосредоточенная индуктивность; 3 — экран контура; 4 — СВЧ резонатор; 5 — перемагничивающий полюсок

Нагрузка представляет собой полукоаксиальный резонансный контур (рис. 9), центральный проводник которого заканчивается полюском в СВЧ резонаторе. Такая конструкция окончного резонансного контура обеспечивает высокую добротность, плавный переход от контура к полосковой системе перемагничивающего устройства и экранировку контура.

В отличие от СВЧ тракта предыдущей установки, где использован двойной Т-образный мост, здесь применена другая схема компенсации, которая позволяет подавать на резонатор 0,9 мощности генератора СВЧ, в то время как с двойным мостом на резонатор подается всего 0,5 мощности. Кроме того, данная схема позволяет более просто добиваться компенсации начального уровня мощности на СВЧ детекторе.

СВЧ тракт установки (рис. 8) работает следующим образом. Мощность от СВЧ генератора 8 через развязывающий вентиль 7 попадает на рабочий резонатор 10, внутри которого помещена

пленка. Далее мощность поступает через второй развязывающий вентиль 6 на Т-образный мост 11. Другая часть мощности через направленный ответвитель 9 также поступает на Т-мост 11, проходя через аттенюатор 15, фазовращатель 14 и вентиль 13. С помощью фазовращателя и аттенюатора обеспечивается компенсация начального уровня СВЧ мощности, поступающей на СВЧ детектор 12. Резонатор и перематничивающее устройство конструктивно выполнены, как и в предыдущей установке. Но кроме съемного продольного витка, есть еще поперечный виток и виток, регистрирующий напряженность перематничивающего ВЧ поля. Индикаторная система аналогична предыдущей установке. В дальнейшем предполагается увеличить ее полосу пропускания до 100 МГц.

Перечисленные установки позволяют решать следующие вопросы:

1. Разделять механизмы перематничивания ТМП.
2. Оценивать степень когерентности вращения магнитного момента пленки в процессе ее перематничивания. Степень когерентности характеризует амплитуда СВЧ сигнала, так как последняя пропорциональна количеству магнитного материала, перематничиваемому в данный момент вращением.
3. Определять угловую скорость магнитного момента, сравнивая сигналы с продольного витка и СВЧ детектора, так как сигналы с продольного витка пропорциональны скорости перематничивания, а СВЧ сигнал пропорционален проекции магнитного момента на ось, перпендикулярную СВЧ полю.

Для пермаллоевой пленки толщиной $1,3 \cdot 10^{-5}$ см (1300 А), $H_x = 164$ А/м (2,05 э) и $H_z = 168$ А/м (2,1 э) были построены зависимости $\tau^{-1} = f(H)$ для сигналов с продольного витка и СВЧ детектора (рис. 10). Длительность сигналов определялась на нулевом уровне. Так как сигналы в том и другом случае определяли с одинаковой чувствительностью, то погрешность измерений для обоих сигналов была одинакова. Определять τ на уровне 10% нельзя, так как амплитуда сигнала с продольного витка растет быстрее, чем с СВЧ детектора. Как видно из рис. 10, СВЧ сигналы короче (кривая 1) сигналов с продольного витка (кривая 2). Анализ этих сигналов показывает, что перематничивание пленки заканчивается только при смещении границ. Этот результат экспериментально подтверждает предполагаемую модель перематничивания инверсных пленок. Для определения соотношения между процессами вращения и смещения при наличии СВЧ сигнала применяют дополнительную обработку данных.

Авторами выведены формулы для этих количественных оценок:

$$M_{x_i}^2(t) = \left[M_0 - \frac{A(t)}{k_n} \right]^2;$$

$$M_{x_1}^2(t) = M_0^2 - \frac{e_x(t)}{k_x},$$

где M_{x_1} — проекция магнитного момента на ось, параллельную направлению перемангничивающего поля, связанная со всеми механизмами перемангничивания ТМП; M_{x_2} — проекция магнитного момента на ту же ось, связанная с процессом вращения; M_0 — магнитный момент пленки; $A(t)$ — интеграл э. д. с. сигнала с продольного витка; K_v и K_d — коэффициенты пропорциональности; e_x — амплитуда СВЧ сигнала.

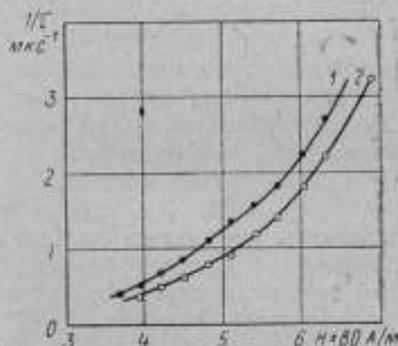


Рис. 10. Зависимость обратного времени перемангничивания τ^{-1} от амплитуды напряженности поля H

Сигналы: 1 — с СВЧ детектора, 2 — с продольного витка

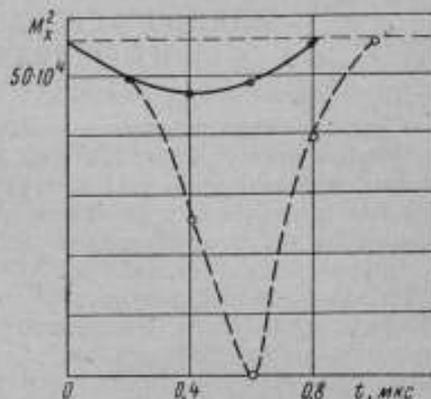


Рис. 11. Изменение проекции магнитного момента, связанное со всеми механизмами перемангничивания (пунктирная кривая M_{x_1}) и только с процессами вращения (сплошная кривая M_{x_2}), для пленки № 301 в поле напряженностью $H=376$ А/м (4,7 Э), в зависимости от времени перемангничивания

На рис. 11 представлены зависимости $M_{x_1}^2 = \bar{f}(t)$ и $M_{x_2}^2 = f(t)$ для пленки № 301 в поле напряженностью $H=376$ А/м (4,7 Э).

Из рис. 11 видно, что, во-первых, в процессе перемангничивания имеет место двустороннее вращение, во-вторых, по мере перемангничивания пленки соотношение между процессами смещения и двустороннего вращения меняется: в начале перемангничивания (до 0,2 мкс) происходит только процесс двустороннего вращения, а затем наступает процесс смещения. Видно также, что максимумы этих процессов не совпадают и что после завершения процесса вращения (после 0,8 мкс) наступают только процессы смещения.

Как видно, описанные выше методы дают существенную дополнительную информацию о механизмах перемангничивания и

позволяют глубже осмыслить динамические эффекты, происходящие при импульсном и ВЧ перемагничивании пленок. Некоторые из этих методов могут быть с успехом использованы при изучении ферритовых или других магнитных материалов.

УДК 539.216.23 : 621.318.136.621.318.13-416

М. М. ЧЕРВИНСКИЙ

МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК ФЕРРИТОВ И МЕТОДЫ ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

С целью установления возможностей использования методов ферромагнитного резонанса (ФМР) и статических методов для оценки свойств пленок как материала для элементов радиоэлектроники, а также для изучения зависимости свойств пленок от технологии их изготовления и толщины было предпринято определение их характеристик.

Ниже изложены результаты определения магнитных свойств монокристаллических ферритовых пленок, по составу близких к ферриту марки 2ВТ с прямоугольной петлей гистерезиса, изготовленных методом химических транспортных реакций [1, 2].

Образцы представляли собой диски диаметром $D=5 \div 8$ мм, толщиной $d=1 \div 50$ мкм. Все пленки выращены в кристаллографической плоскости (100).

В качестве основных магнитных характеристик были выбраны намагниченность насыщения J_S , константа естественной анизотропии K_1 и начальная восприимчивость χ . Кроме того, измеряли критическую толщину $d_{кр}$, механические напряжения σ в пленках, влияющих на их магнитные свойства, и фактор спектроскопического расщепления g .

Измерения методом ферромагнитного резонанса

Для определения значений J_S , K_1 и g воспользуемся резонансной формулой, приведенной в работе [3], и результатами измерений начальной восприимчивости χ .

Если образец представляет собой эллипсоид, размеры которого малы по сравнению с длиной волны сверхвысокочастотного поля, а резонансное поле напряженностью H приложено вдоль одной из главных осей эллипсоида, то резонансная формула имеет вид

$$\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 = \left[H + J_S \sum_i (N_{xx}^i - N_{zz}^i) \right] \left[H + J_S \sum_i (N_{yy}^i - N_{zz}^i) \right], \quad (1)$$

где ω — циклическая частота;

γ — гиромагнитное отношение;

N — компоненты тензора коэффициента размагничивания.

Формула (1), в которой учитывается наличие магнитной кристаллографической анизотропии и анизотропии упругих напряжений, справедлива с точностью до первых степеней малых величин, являющихся отношением напряженностей эффективных полей анизотропии к резонансным. Однако в случае действия больших упругих напряжений и магнитной кристаллографической анизотропии формула (1) дает точный результат лишь в том частном случае, когда направление магнитного поля H совпадает одновременно с одной из главных осей эллипсоида и одной из кристаллографических осей типа [100], [110], [111], а упругие напряжения однородны и совпадают с кристаллографическими осями.

Для определения основных магнитных характеристик необходимо составить систему из трех уравнений, исходя из формулы (1). Первые два уравнения можно получить для случая ориентации H параллельно плоскости пленки для направлений [100] и [110], считая гиромагнитное отношение γ изотропным:

$$\left(\frac{\omega}{\gamma_{\text{эфф}}}\right)^2 = [H_{\perp} + H_a \cos 4\psi] \left[H_{\perp} + 4\pi J_{\text{эфф}} + \frac{1}{4} H_a (3 + \cos 4\psi) \right], \quad (2)$$

где H_a — напряженность поля анизотропии;

ψ — угол между направлением [100] и вектором резонансного поля;

$$4\pi J_{\text{эфф}} = 4\pi J_S - 3J_S^{-1} \sigma \lambda_{[100]}; \quad (3)$$

σ — механическое напряжение;

$\lambda_{[100]}$ — константа магнитострикции в направлении [100].

Третье уравнение записываем для случая перпендикулярной ориентации резонансного поля

$$\left(\frac{\omega}{\gamma_{\text{эфф}}}\right)^2 = (H_{\perp} - 4\pi J_{\text{эфф}} + H_a)^2. \quad (4)$$

Решая эту систему в приближении $H \gg H_a$ для значений $\psi = 0$ и $\psi = \pi/4$, получим

$$4\pi J_{\text{эфф}} = H_{\perp} + \frac{1}{2} H_{\parallel}^{[100]} - \frac{1}{2} [5(H_{\parallel}^{[100]})^2 + 4H_{\perp} H_{\parallel}^{[100]}]^{1/2}; \quad (5)$$

$$\gamma_{\text{эфф}} = \omega (H_{\perp} - 4\pi J_{\text{эфф}} + H_a)^{-1}; \quad (6)$$

$$H_a = \frac{(H_{\perp}^{[110]} - H_{\parallel}^{[100]}) (4\pi J_{\text{эфф}} + H_{\parallel}^{[100]} + H_{\parallel}^{[110]})}{8\pi J_{\text{эфф}} + 2H_{\parallel}^{[100]} + \frac{1}{2} H_{\parallel}^{[110]}}. \quad (7)$$

Напряженности резонансного поля измеряли на частотах $\sim 9,5$ ГГц по обычной методике [4]. Использованный резонатор имел приспособление, допускающее вращение держателя образ-

ца в его плоскости. Угол поворота регистрировали с погрешностью до $0,5^\circ$. Для измерения H в зазоре электромагнита служил прибор ИМИ-2 (в некоторых случаях возможно применение градуировочной кривой).

В табл. 1 приведены экспериментальные данные и результаты расчета по формулам (5)–(7) для пленок, изготовленных при различных температурах $T_{\text{изг}}$.

Таблица 1

Характеристики ФМР в пленках

$T_{\text{изг}}, ^\circ\text{C}$	d , мкм	$H_{\parallel}^{[100]}, 10^{-3}$, А/м	$H_{\parallel}^{[110]}, 10^{-3}$, А/м	$H_{\perp}, 10^{-3}$, А/м	$J_{\text{эфф}} \cdot 10^4$, Т	$-H_a \cdot 10^{-3}$, А/м	$g_{\text{эфф}}$
800	1,6	1995	1660	4700	192	219	2,07
	2,5	1980	1670	4690	192,5	199	2,08
	3,2	1940	1670	4670	194	175	2,08
	4,5	1955	1700	4660	192	176	2,08
900	1,8	2020	1740	4780	196	183	2,01
	2,2	1975	1695	4720	194	179	2,04
	3,2	1925	1680	4700	195	159	2,05
	5,5	1950	1985	4690	195	171	2,06
	7,4	1980	1720	4720	193,5	171	2,03
	8,8	1965	1750	4690	190	143	2,03
1200	1,3	1870	1560	5200	238	195	2,02
	2,3	1910	1615	4950	218	187	2,05
	3,5	1900	1640	4930	216	187	2,04
	6,5	1965	1670	4880	207	191	2,02

Из таблицы видно, что эффективное значение фактора спектроскопического расщепления $g_{\text{эфф}}$, рассчитанное по гиромангнитному отношению, практически не зависит от $T_{\text{изг}}$ и d .

Магнитоупругую энергию $\sigma\lambda_{[100]}$ в пленках и намагниченность насыщения J_S можно рассчитать, воспользовавшись выражением (4) и формулой Деринга — Беккера [5] для определения начальной восприимчивости:

$$\kappa = - \frac{J_S^2}{3\sigma\lambda_{[100]}} \quad (8)$$

Решая совместно выражение (4) и (8), получим

$$J_S = 4\pi J_{\text{эфф}} \left(4\pi + \frac{1}{\kappa} \right)^{-1} \quad (9)$$

$$\sigma\lambda_{[100]} = - \frac{16\pi^2}{3} J_{\text{эфф}}^2 \left(16\pi^2 \kappa + 8\pi + \frac{1}{\kappa} \right)^{-1} \quad (10)$$

Статические измерения

Необходимое для расчета J_S и $\sigma\lambda_{[100]}$ значение начальной восприимчивости χ определено по способу сравнения, описанному в работе [6]. На рисунке приведены зависимости $\chi(d)$ для различной температуры изготовления.

Используя данные табл. 1, рисунка и формул (9) и (10), можно рассчитать J_S и $\sigma\lambda_{[100]}$. Результаты расчета сведены в табл. 2, в которой представлены также и значения первой константы анизотропии $K_1 = \frac{1}{2} H_a J_S$. Легко видеть, что $1 < \frac{\sigma\lambda_{[100]}}{K_1} < 3$.

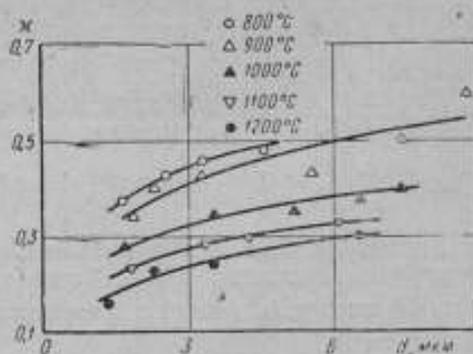
Таблица 2

Результаты расчета характеристик пленок

Параметры	Температура изготовления пленки, °C											
	800		900		1000		1100		1200			
Толщина пленки d , мкм	1,6	1,5	3,2	4,5	1,8	2,2	5,5	8,8	1,3	2,3	3,5	6,5
Намагниченность насыщения $J_c \cdot 10^{-4}$, Т	158	162	165	165	158	162	164	168	159	160	163	164
Магнитоупругая энергия $\sigma\lambda_{[100]}$, Дж/см ²	23	21	20	19	25	21	21	16	53	39	37	30
Константа анизотропии $K_1 \cdot 10^4$ Дж/см ³	22	20	18	18	18	18	18	15	20	19	17	20

Используя результаты определения основных магнитных характеристик и магнитоупругой энергии, можно на основании упрощающих предположений оценить критическую толщину пленок в зависимости от соотношения $\sigma\lambda_{[100]}$ и K_1 .

Наличие растягивающих напряжений в неотожженных пленках должно приводить к отклонению вектора намагниченности от равновесного положения, определяемого в отсутствие напряжений минимумом суммы энергии анизотропии E_a , магнитоэлектронной E_p и доменных стенок E_w . В случае однородного растяжения магнитного материала с отрицательной константой маг-



Зависимость начальной восприимчивости χ от толщины d неотожженных пленок

нитострикции вектор намагниченности в нем стремится расположиться перпендикулярно плоскости, в которой действуют растягивающие напряжения. Но и при отсутствии сколько-нибудь значительных растягивающих напряжений равновесное положение вектора намагниченности может не совпадать с направлением оси легкого намагничивания [111] в монокристаллической пленке феррошпинели. Это обусловлено возникновением на поверхности пленки магнитных полюсов с высокой поверхностной плотностью, так как вектор намагниченности, лежащий в направлении [111], выходит на поверхность пленки под углом $\sim 35^\circ$. Снижение же энергии E_p достигается при увеличении угла θ между вектором намагниченности и нормалью к поверхности пленки, выраженной в плоскости (100). В общем балансе свободной энергии пленки это снижение может оказаться более значительным, чем прирост энергии E_a , обусловленный отклонением вектора намагниченности от направления легкого намагничивания. К снижению E_p может приводить разбиение кристалла на длинные узкие домены, причем на это затрачивается энергия E_m . Представляет поэтому интерес оценка критической толщины пленок, ниже которой отсутствует нормальная составляющая намагниченности, и сравнение этой оценки с экспериментом.

Согласно работам [7, 8], выражения для составляющих энергии на единицу площади пленки можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} E_p &\approx 1,7J_S^2 \delta_d \cos^2 \theta; \\ E_a &\approx 0,25K_1 d (1 + 2 \cos^2 \theta - 3 \cos^4 \theta); \\ E_w &\approx \sigma_w d \delta_d^{-1}; \\ E_{m\gamma} &\approx -0,75\sigma\lambda_{100} d \sin^2 \theta, \end{aligned}$$

где δ_d — ширина домена, $E_{m\gamma}$ — магнитоупругая энергия. Тогда в сумме имеем

$$E \approx E_p + E_a + E_w + E_{m\gamma}. \quad (11)$$

Дважды последовательно дифференцируя выражение (11), сначала по δ_d , затем по θ , и минимизируя, получим

$$1,5\sigma\lambda_{100} \cos \theta + K_1 (\cos \theta - 3 \cos^3 \theta) = -2J_S \left(\frac{1,7\sigma_w}{d} \right)^{1/2}. \quad (12)$$

Уравнение (12) может быть исследовано на максимум при различных значениях $\sigma\lambda_{100}$. Тогда критическая толщина, ниже которой вектор J_S лежит в плоскости пленки, определяется выражением

$$d_{кр} = \frac{nJ_S^2 \sigma_w}{K_1^2}, \quad (13)$$

где коэффициент n зависит от отношения $\sigma\lambda_{[100]}/K_1$ (табл. 3) и его вычисляют, исходя из формулы (12).

Таблица 3

Результаты расчета критической толщины пленок

Расчетные условия	Критический угол θ	Коэффициент n	Толщина пленки $d_{кр}$, мкм
$\sigma\lambda_{[100]} \ll K_1$	$70^\circ 30'$	137,5	10
$\sigma\lambda_{[100]} = K_1$	$58^\circ 10'$	8,84	1
$\sigma\lambda_{[100]} = 2K_1$	48°	2,15	0,4
$\sigma\lambda_{[100]} = 3K_1$	$38^\circ 30'$	0,83	0,2

В пленках, не подвергавшихся термообработке, значение σ_w для 180-градусных доменных стенок составляет $(0,29 \div 0,32) \cdot 10^{-7}$ Дж/см², а в отожженных пленках $\sigma_w = (0,37 \div 0,41) \cdot 10^{-7}$ Дж/см² [6]. В то же время для отожженных пленок вплоть до $d = 15$ мкм из результатов измерений по методу ФМР [6] следует, что $J_S = (115 \div 155) \cdot 10^{-4}$ Т, $K_1 = (25 \div 30) \cdot 10^{-4}$ Дж/см² и хорошо выполняется условие $\sigma\lambda_{[100]} \ll K_1$. Пользуясь этими данными и вычислив n , нетрудно по формуле (13) рассчитать $d_{кр}$ для неотожженных и подвергнутых термообработке пленок.

Полученные результаты сравнивались с результатами экспериментальных измерений на отожженных пленках, выполненных на астатическом симметричном магнитометре системы Форрера. Предварительно пленки намагничивали в поле напряженностью $63,7 \cdot 10^3$ А/м вдоль оси [110]. Затем измеряли горизонтальную M_r и вертикальную M_v составляющие магнитного момента в той же плоскости (110), в которой находилась выбранная ось [110]. Легко видеть, что $\text{tg } \theta = M_r/M_v$. Результаты измерений и рассчитанные значения критического угла приведены в табл. 4.

Таблица 4

К расчету критического угла

Толщина пленки d , мкм	Составляющие магнитного момента $\cdot 10^7$ ед. СИ		$\text{tg } \theta$	θ , град
	горизонтальная M_r	вертикальная M_v		
9,2	132	44	3,00	71,5
10,4	116	40	2,90	71
11,5	145	59	2,46	68
15,2	190	89	2,14	65
21,5	275	159	1,73	60
32,0	365	230	1,58	57,5
45,0	440	280	1,57	57,5

Исследование уравнения (12) показало, что минимальное и максимальное значение θ равны соответственно $54^{\circ}40'$ и $70^{\circ}30'$. Экспериментальные значения θ близки к определенным по формуле (12). Кроме того, $d_{\text{ср}} < 9,2$ мкм, что тоже согласуется со значением, рассчитанным по формуле (13). В пленках с $d < 9$ мкм вертикальная составляющая магнитного момента весьма мала.

Выводы

1. Статические и квазистатические измерения, а также измерения с использованием метода ФМР позволяют определить основные магнитные параметры ферритовых пленок, необходимые для оценки их свойств как материала для различных элементов радиоэлектроники.

2. Магнитное состояние существенно зависит от значения и знака механических напряжений в материале. Их значение также может быть определено с помощью квазистатических измерений и измерений по методу ФМР.

3. Теоретическая оценка критической толщины пленки и угла между вектором намагниченности и нормалью к плоскости пленки хорошо совпадает с их экспериментальными значениями, что подтверждает модель, развитую в работах [7, 8].

ЛИТЕРАТУРА

1. Takei H., Takasu Sh. *Jap. J. Appl. Phys.*, 1964, v. 3, p. 175.
2. Kzondzov J. *Rep. Conf. Magnet. Oxides.*, Liblice, 1966; *Cz. J. Phys.*, 1967, v. 17, p. 301.
3. Котюков Ю. Н. К вопросу об учете влияния анизотропии на частоту ферромагнитного резонанса. *Изв. вузов СССР. Физика*, 1967, № 6, стр. 93.
4. Гуревич А. Г. Ферриты на сверхвысоких частотах. *Физматгиз*, 1960.
5. Becker R., Kersten M. *Zs. f. Phys.*, 1930, v. 64, p. 660.
6. Червинский М. М. Исследование некоторых магнитных свойств монокристаллических пленок магний-марганцевого феррита. Автореферат диссертации, ЛТИ им. Ленсовета, Л., 1970.
7. Бозорт Р. *Ферромагнетизм* ИЛ, 1956.
8. Pulliam G. e. a. *J. Appl. Phys.*, 1967, v. 38, p. 1120.

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ И СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ
ПАРАМЕТРОВ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК

Измерение магнитных характеристик пленок

Экспериментальная установка для наблюдения ферромагнитного резонанса (ФМР) в магнитных пленках должна обладать достаточно высокой чувствительностью, поскольку объем ферромагнитного вещества в пленке незначителен и поглощаемая энергия мала. Блок-схема спектрометра, работающего на частоте 9100 МГц, представлена на рис. 1.

СВЧ колебания от генератора 1 через ферритовый вентиль 2 поступают на проходной резонатор 3. Резонатор с образцом помещают в плавно изменяющееся магнитное поле, создаваемое электромагнитом 4, питаемым от источника 13. Одновременно включают переменное магнитное поле модулирующих катушек 5, питаемых от генератора 11 через усилитель мощности 12. При прохождении области ФМР по кривой резонансного поглощения с кристаллического детектора 6 снимается синусоидальное напряжение частоты модуляции; амплитуда этого напряжения пропорциональна значению первой производной от напряженности поля. Сигнал после усиления селективным усилителем 8 поступает на фазочувствительный детектор 10, опорное напряжение на который подается от генератора 11. Выходной сигнал фиксируется либо на осциллографе, либо на самопишущем электронном потенциометре 9. В спектрометре предусмотрена система 7 автоматической подстройки частоты СВЧ генератора. Для измерения напряженности магнитного поля в зазоре электромагнита использован измеритель 14 типа Е11-2. Электромаг-

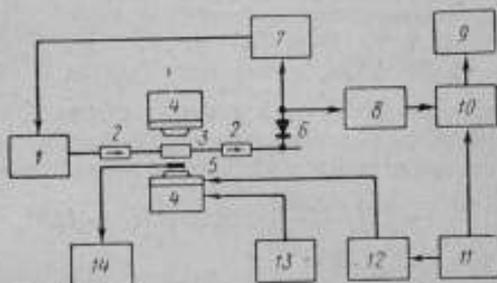


Рис. 1. Блок-схема установки для измерения ферромагнитного и спин-волнового резонансов

1, 11 — генератор; 2 — ферритовый вентиль; 3 — проходной резонатор; 4 — электромагнит; 5 — модулирующие катушки; 6 — кристаллический детектор; 7 — система автоматической подстройки; 8 — селективный усилитель; 9 — осциллограф; 10 — фазочувствительный детектор; 12 — усилитель мощности; 13 — источник питания; 14 — измеритель.

нит позволяет получать магнитные поля напряженностью до $21 \cdot 10^5$ А/м (26 кЭ), что дает возможность проводить резонансные измерения при намагничивании пленки параллельно и перпендикулярно ее плоскости (рис. 2). Чувствительность установки позволяет фиксировать сигнал резонансного поглощения с пленки толщиной 10^{-6} см и диаметром 0,2 см при отношении сигнал — шум, равном 10.

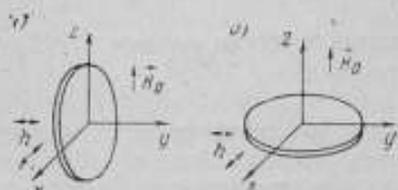


Рис. 2. Намагничивание пленки: а — параллельное, б — перпендикулярное

Определение магнитных характеристик пленок методом ФМР в конечном счете сводится к измерению напряженности резонансного поля. Так, для определения намагниченности насыщения достаточно измерить напряженность резонансного поля при параллельной и перпендикулярной ориентации пленки.

Условия резонанса для тонкой магнитной пленки, обладающей одноосной анизотропией и радиально-симметричными упругими напряжениями, расположенными в плоскости пленки, имеют вид [1]:

$$\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 = \left[H_1 + \frac{2K}{M_0} \cos 2\theta \right] \left[H_1 + 4\pi M_0 + \frac{3\lambda\sigma}{M_0} + 2 \frac{K}{M_0} \cos^2 \theta \right] \quad (1)$$

для параллельной ориентации пленки относительно внешнего статического поля и

$$\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 = \left[H_2 - 4\pi M_0 - \frac{3\lambda\sigma}{M_0} \right] \left[H_2 - 4\pi M_0 - \frac{3\lambda\sigma}{M_0} - \frac{2K}{M_0} \right] \quad (2)$$

при перпендикулярной ориентации.

Здесь H_1 и H_2 — напряженности магнитного поля при резонансе, ω — частота, γ — магнитомеханическое отношение, M_0 — намагниченность насыщения, K — константа одноосной магнитной анизотропии, λ — коэффициент магнитострикции, σ — упругие напряжения, θ — угол между M_0 и направлением оси легкого намагничивания.

Как следует из уравнений (1) и (2), из опытов по ФМР определяется лишь эффективная намагниченность

$$M_{\text{эфф}} = M_0 + \frac{3\lambda\sigma}{M_0} \quad (3)$$

Точное определение намагниченности насыщения для тонких пленок затруднено из-за наличия в уравнениях для резонансной частоты эффективного поля, обусловленного упругими напряжениями. Нетрудно показать, что

$$M_{\text{эфф}} = \frac{2H_z + H_1}{8\pi} - \frac{1}{4\pi} \sqrt{\left(\frac{2H_z + H_1}{2}\right)^2 - [H_z^2 - H_z H_k - (H_1 + H_k)^2]}. \quad (4)$$

Таким образом, измеряя напряженность магнитного поля, соответствующую максимуму поглощения при параллельной (вдоль оси легкого намагничивания) и перпендикулярной ориентации пленки, можно определить эффективную намагниченность (если известна напряженность поля анизотропии H_k). Погрешность измерения $M_{\text{эфф}}$, как видно из выражения (4), определяется погрешностью измерения напряженности магнитного поля и в наших экспериментах не превышала 3%.

Напряженность поля анизотропии $H_k = 2K/M_0$ в опытах по ФМР определяется из зависимости резонансного поля от угла между направлениями оси легкого намагничивания и внешнего статического магнитного поля. Из уравнения (1) следует, что если поле приложено вдоль оси легкого намагничивания ($\theta = 0^\circ$), то

$$\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 = (H_z + H_k)(H_z + 4\pi M_{\text{эфф}} + H_k), \quad (5)$$

и если поле приложено вдоль оси трудного намагничивания ($\theta = \pi/2$), то

$$\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 = (H_z - H_k)(H_z + 4\pi M_{\text{эфф}}). \quad (6)$$

Из уравнений (5) и (6), пренебрегая величинами второго порядка малости, можно, не измеряя γ и ω , определить

$$H_k \approx \frac{H_z - H_a}{2},$$

где H_z и H_a — соответственно напряженности резонансного поля вдоль направления трудного и легкого намагничивания.

Данное выражение можно применять лишь в том случае, когда намагниченность пленки параллельна направлению внешнего магнитного поля и, естественно, оно неприменимо в случае материалов с большими значениями константы анизотропии. Погрешность измерения H_k в наших экспериментах составляла 3%.

Из формул (1) и (2) следует, что при измерении напряженности резонансного поля (зная значения $M_{\text{эфф}}$ и H_k) и при заданном значении ω можно определить γ и тем самым оценить вклад орбитального магнитного момента в общую намагниченность ферромагнетика. Поскольку $\gamma = g \frac{|e|}{2mc}$ (e — заряд электро-

на, m — его масса, c — скорость света), зная γ , можно рассчитать и коэффициент спектроскопического расщепления g .

Для определения константы обменного взаимодействия необходимо располагать спектром спин-волнового резонанса при перпендикулярной ориентации пленки (рис. 3). Дисперсионное соотношение в наиболее простой форме можно представить в виде [2]

$$\frac{\omega}{\gamma} = H_0 - 4\pi M_0 + \frac{2A}{M_0} k^2, \quad (7)$$

где A — константа обменного взаимодействия, $k = p \frac{\pi}{d}$ — волновой вектор (p — целое число, d — толщина пленки).

Из соотношения (7) следует, что интервал напряженностей поля между соседними спин-волновыми пиками равен

$$\Delta H_{p,p+2} = H_p - H_{p+2} = \frac{8A}{M_0} \left(\frac{\pi}{d} \right)^2 (p+1), \quad (8)$$

отсюда

$$A = \frac{\Delta H_{p,p+2} M_0}{8(p+1)} \left(\frac{d}{\pi} \right)^2. \quad (9)$$

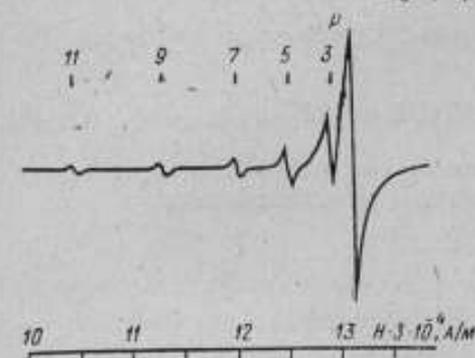


Рис. 3. Спектр спин-волнового резонанса в пленке состава 81% Ni, 19% Fe, толщиной $2,5 \cdot 10^{-3}$ см (2500 \AA). Цифрами указаны порядковые номера спин-волновых мод.

Основная трудность при экспериментальном определении константы A заключается в правильной идентификации спинволновых пиков в спектре спин-волнового резонанса. Идентификация значительно упрощается, если измерения проводить на серии пленок различной толщины. Точность измерения A определяется в основном точностью измерения намагниченности насыщения и толщины пленки. Для наших экспериментов погрешность определения константы обменного взаимодействия не превышала 8%.

На основании описанной выше методики проведено измерение ряда магнитных параметров тонких пленок Fe—Ni сплавов в широком интервале составов (см. таблицу). Пленки получены термическим напылением в вакууме $5 \cdot 10^{-6}$ мм рт. ст. на оптически полированные стеклянные подложки, нагретые до 250°C . Состав пленок определен методом химического микроанализа.

Состав пленок, определенный методом химического микроанализа

Состав пленки: вес. %Ni, остальное Fe	Эффективная намагни- ченность $M_{эфф}$, Г · 10 ⁴	g-фактор	Константа $A \times 10^{10}$, Дж/см
89	650	2,16	0,94
81	790	2,15	0,96
77	845	2,16	0,98
74	875	2,12	1,0
65	1050	2,12	1,05
55	1200	2,14	1,08
49	1275	2,14	1,1
35	960	2,12	0,98
28,5	1195	2,12	0,93
16	1640	2,12	1,1
10	1680	2,14	1,4

Измерение сверхвысокочастотных параметров пленок

Основными сверхвысокочастотными параметрами ферромагнетика являются ширина линии резонансного поглощения ΔH и составляющие комплексной СВЧ восприимчивости $\chi = \chi' - i\chi''$. При исследовании физических свойств магнитных пленок методом ФМР интенсивностью линии резонансного поглощения, как правило, не интересуются. Что касается ширины линии, то, как показывают опыты, на результаты ее измерения в значительной степени оказывают влияние условия согласования СВЧ тракта [3], режим работы кристаллического детектора [4], амплитуда модулирующего поля и ряд других факторов. Поэтому при исследовании зависимости ширины линии от физических свойств пленок условия эксперимента поддерживают неизменными, при этом значения ΔH являются относительными.

Для определения абсолютных значений ширины линии была принята следующая методика [5, 6]. Использована установка, блок-схема которой аналогична представленной на рис. 1. Отличие заключалось лишь в том, что фиксировалась интегральная кривая поглощения. При этом при согласовании СВЧ тракта кристаллический детектор работал на квадратичном участке своей характеристики. На диаграммной ленте двухкоординатного самописца записывалась зависимость коэффициента прохождения D резонатора с помещенной в него пленкой от напряженности внешнего магнитного поля, изменяющегося по пилообразному закону. В случае квадратичного детектирования на снятой кривой $|D|^2 = f(H)$ определяли точки $|D|_{1/2}^2$, в которых $\chi'' = \chi_{рез}/2$. Интервал между этими точками, измеренный в единицах напряженности поля, принимали за ширину линии. В зависимости от способа измерения (т. е. без подстройки и с подстройкой резонатора в каждой точке) для $|D|_{1/2}^2$ получены [5] соответственно выражения:

$$|D|_{1/2}^2 = \frac{2|D|_{\infty}^2}{1 + |D|_{\infty}^2/|D|_{\text{рез}}^2}; \quad (10)$$

$$|D|_{1/2}^2 = \frac{4|D|_{\infty}^2}{(1 + |D|_{\infty}^2/|D|_{\text{рез}}^2)^2}, \quad (11)$$

где $|D|_{\infty}$ — модуль коэффициента прохождения вдали от резонанса;

$|D|_{\text{рез}}$ — то же при резонансе.

При измерении вторым способом резонатор подстраивали с помощью системы автоматической подстройки частоты. Контрольные измерения ширины линии поглощения, проведенные указанными выше способами, в пределах погрешности измерений (10%) дали совпадающие результаты.

Остановимся теперь на методике измерения составляющих комплексной СВЧ восприимчивости χ' и χ'' . Знание абсолютных значений этих величин и их зависимостей от напряженности внешнего магнитного поля как в условиях ферромагнитного резонанса, так и в слабых магнитных полях, далеких от ферромагнитного резонанса, представляет несомненный интерес в связи с использованием магнитных пленок в технике СВЧ. В литературе известно несколько вариантов резонаторного метода, используемых для измерения χ' и χ'' массивных ферродизэлектриков [7, 8]. Однако применение указанных методов для измерения СВЧ восприимчивости тонких пленок связано с трудностью, обусловленной слабой реакцией пленки из-за малости объема ферромагнитного вещества. Это означает, что изменения собственной частоты и добротности резонатора при изменении магнитного состояния пленки оказываются малыми и измерить их обычными способами (см., например, работу [7]) не представляется возможным. С другой стороны, паразитная девиация частоты лабораторных СВЧ генераторов в ряде случаев имеет большее значение, чем полезный сдвиг частоты резонатора, обусловленный изменением вещественной составляющей СВЧ восприимчивости пленки. Поэтому экспериментальная установка, предназначенная для измерения СВЧ восприимчивости магнитных пленок, должна обладать не только достаточно высокой чувствительностью, но и весьма высокой стабильностью частоты генератора. Ниже приведено описание такой установки (рис. 4).

Установка позволяет измерять малые изменения собственной частоты $\Delta\omega$ и добротности $\Delta Q/Q$ резонатора, обусловленные изменением вещественной χ' и мнимой χ'' составляющих СВЧ восприимчивости магнитных пленок. Для увеличения чувствительности установки при измерении малых сдвигов частоты использован метод измерения разности частот двух СВЧ генераторов, стабилизированных по частоте с помощью системы автоматиче-

ской подстройки частоты (АПЧ). Система АПЧ генератора 6 (блоки 9, 1, 2) работает по рабочему резонатору 17, стабилизация генератора 8 осуществляется по образцовому резонатору 15 (блоки 11, 3, 2). Системы АПЧ обеспечивают стабильность частоты $\sim 10^{-6}$ в течение одного часа. Оба генератора настраиваются таким образом, чтобы их частоты отличались друг от друга на 2—10 МГц в зависимости от ожидаемого сдвига частоты рабочего резонатора. Для грубой оценки этого значения служит

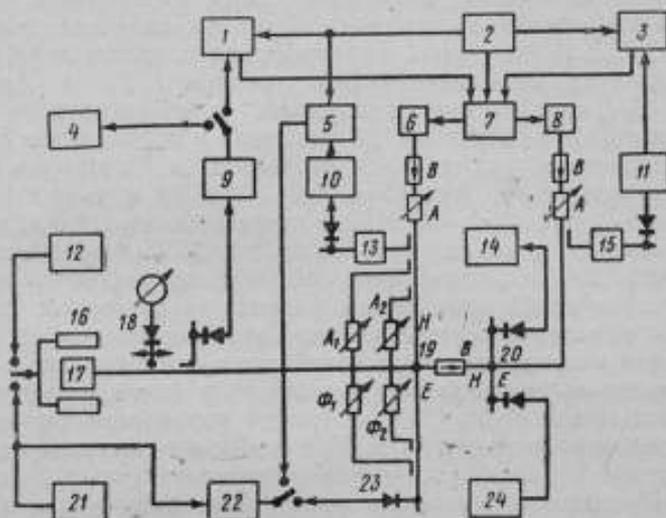


Рис. 4. Блок-схема установки для измерения составляющих комплексной СВЧ восприимчивости пленок

частотомер 14 типа Ч4-5, а для точного измерения разностной частоты — частотомер 24 типа Ч4-1. Несмотря на то, что генераторы 6 и 8 модулированы по частоте (последнее необходимо для работы систем АПЧ), разностная частота остается немодулированной и ее можно измерить с большой точностью. Для этой цели используются два одинаковых клистрона, работающих от одного и того же источника питания 7, а модулируются они подачей на отражательные электроды одного и того же напряжения от генератора 2.

Сдвиг собственной частоты резонатора измеряется следующим образом. На пленку, помещенную в резонатор, с помощью намагничивающей системы 16 (катушки Гельмгольца или электромагнит) включается постоянное магнитное поле, достаточное для ее насыщения. В этом исходном состоянии с помощью частотомера 24 измерялась разность частот генераторов. Затем напряженность поля изменялась в пределах, соответствующих квазистатическому перемагничиванию пленки. При этом проис-

ходило изменение составляющих комплексной СВЧ восприимчивости [9] и под влиянием χ' собственная частота резонатора изменялась на некоторую величину $\Delta\omega$.

Система АПЧ перестраивает генератор 6 в соответствии с изменившейся резонансной частотой рабочего резонатора. Разностная частота генераторов изменяется по сравнению с исходной на $\Delta\omega$, что и представляет искомую величину, которую можно измерить при различных значениях напряженности перемещающего поля, либо записать ее изменение в зависимости от напряженности поля на ленту двухкоординатного самописца 22. Для этой цели дополнительно используют образцовый резонатор 13, селективный усилитель 10 и фазовый детектор 5. Сдвиг частоты в условиях ферромагнитного резонанса измеряют аналогично. За исходное в этом случае принимают состояние в поле, далеком от резонанса. Установка позволяет измерять $\Delta\omega$ в пределах 0,01—1 МГц с погрешностью ± 2 кГц и в пределах 1—10 МГц с погрешностью ± 10 кГц.

Для измерения мнимой составляющей СВЧ восприимчивости необходимо измерить изменение добротности рабочего резонатора, обусловленное изменением магнитного состояния пленки. В данной установке осуществляется это следующим образом. В исходном состоянии волноводный мост балансируют с помощью канала компенсации (аттенюатор A_1 и фазовращатель Φ_1). Через этот канал часть СВЧ мощности передается из плеча H волноводного моста в плечо E . При изменении магнитного поля на детекторе 23 появляется сигнал, пропорциональный отношению $\Delta Q/Q$, поскольку влияние расстройки резонатора в этом случае исключается автоматически с помощью системы АПЧ. Зависимость $\Delta Q/Q$ от напряженности внешнего магнитного поля записывается на самописце 22. В дальнейшем полученная кривая градуируется с помощью канала сравнения, состоящего из измерительного аттенюатора A_2 и фазовращателя Φ_2 . Через этот канал, так же как и через канал компенсации, часть СВЧ мощности из плеча H поступает в плечо E . Однако, в отличие от канала компенсации, волна, прошедшая в плечо E , в данном случае должна совпадать по фазе с волной, отраженной от рабочего резонатора 17. При этом изменение добротности можно определить по формуле [10]

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{4}{V P/P_0}, \quad (12)$$

где P_0 — мощность, поступающая в мост от генератора;

P — мощность разбаланса, поступающая на детектор.

Отношение P/P_0 определяется полным ослаблением канала сравнения; Q измеряют с помощью измерительной линии 18.

Установка позволяет измерять значения $\Delta Q/Q$ от $4 \cdot 10^{-4}$ до $4 \cdot 10^{-5}$ с точностью, обеспечиваемой измерительным аттенюатором Д5-5. На рис. 5 приведены экспериментальные зависимости

$\Delta\omega$ и $\Delta Q/Q$ от напряженности магнитного поля, записанные на ленте самописца, в слабых полях (а) и в полях, соответствующих ферромагнитному резонансу (б) для поликристаллической магнитной пленки Fe—Ni сплава (18% Fe, 82% Ni) толщиной 10^{-5} см.

Составляющие комплексной СВЧ восприимчивости χ' и χ'' вычисляют по измеренным $\Delta\omega$ и $\Delta Q/Q$ с помощью формул тео-

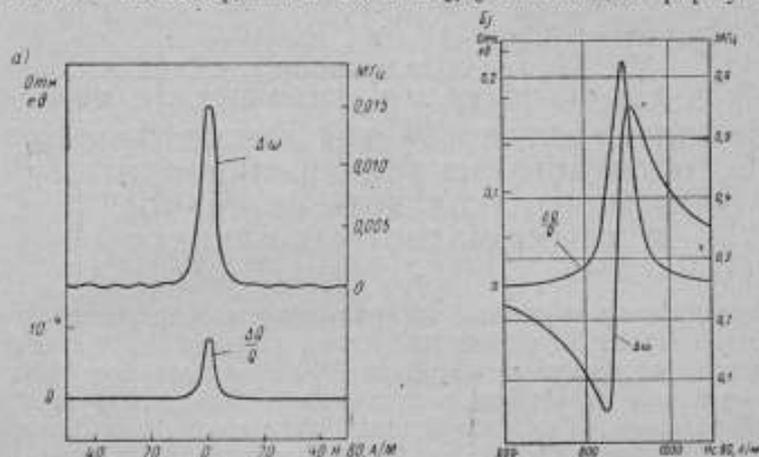


Рис. 5. Изменение частоты $\Delta\omega$ и добротности $\Delta Q/Q$ резонатора под влиянием восприимчивости χ' и χ'' пленки:

а — в слабых магнитных полях и б — в полях, соответствующих ферромагнитному резонансу

Состав пленки: 82% Ni, 18% Fe, толщина пленки 10^{-5} см (1000 Å)

ри возмущений [8], связывающих параметры образца с параметрами резонатора. Несмотря на то, что $\Delta\omega$ и $\Delta Q/Q$ определяют с достаточно высокой точностью, значения χ' и χ'' имеют большую погрешность. Основным источником погрешностей в этом случае являются погрешности измерения толщины пленки (4—5%).

ЛИТЕРАТУРА

1. Frait Z. Phys. stat., sol., 1962, v. 2, p. 1417.
2. Sevey M. H., Tappewald P. E. Phys. Rev., Letters, 1958, v. 1, p. 168.
3. Муромцев В. И., Пискунов А. К. «Радиотехника и электроника», 1961, т. 6, № 2, стр. 250.
4. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах. ИЛ, 1960.
5. Гуревич А. Г., Головенчик Е. И., Старобинцев С. С., Сафантиевский А. П. «Заводская лаборатория», 1960, т. 28, № 2, стр. 189.
6. Гуревич А. Г., Гублер И. Е. Сб. «Ферриты», Изд. АН БССР, Минск, 1960.
7. Васильев В. Н., «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, № 11, стр. 1444.

8. Никольский В. В., «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, № 4, стр. 447; № 5, стр. 638.

9. Чистяков Н. С., Игнатченко В. А. Сб. «Радиоспектроскопия твердого тела», Атомиздат, 1967.

10. Трухан Э. М., ПТЭ, 1965, № 4, стр. 198.

УДК [539.216.2 : 621.318.1] : 621.317.4

*А. С. МЕЛЬНИК, С. С. МИХАЙЛОВСКИЙ,
Н. М. САЛАНСКИЙ, З. И. СИНЕГУБОВА, Б. П. ХРУСТАЛЕВ*

КОМПЛЕКТ УСТАНОВОК ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ВОСПРИИМЧИВОСТИ И ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА В ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНКАХ

Исследование магнитной восприимчивости и ферромагнитного резонанса (ФМР) тонких магнитных пленок (ТМП) в диапазоне частот от единиц мегагерц до 4000 МГц позволяет проследить изменение их свойств от статических (единицы и десятки мегагерц) до чисто релаксационных (гигагерцы), что представляет значительный интерес для физики магнитных явлений.

С другой стороны, такие исследования диктуются широким применением тонкопленочных элементов в различных узлах радиотехнической и вычислительной аппаратуры.

Ниже описывается комплект из четырех установок, предназначенных для лабораторного исследования магнитной восприимчивости и ФМР в тонких магнитных пленках. При этом высокочастотное поле действует в плоскости пленки, а постоянное поле может быть ориентировано как в плоскости пленки, так и перпендикулярно к ней. Охвачен указанный интервал частот.

Измерение восприимчивости пленок в диапазоне 1—30 МГц

Блок-схема установки для измерения восприимчивости ТМП в диапазоне частот 1—30 МГц приведена на рис. 1.

Высокочастотное поле в плоскости пленки 4 создается соленоидом 2, образующим совместно с емкостью 3 колебательный контур, настраиваемый на частоту генератора 1. Добротность контура составляет несколько десятков единиц. Более высокая добротность позволила бы получить большие напряженности поля, однако это привело бы к сужению полосы системы. Восприимчивость пленок измеряют по значению э. д. с., наведенной в съемном витке 5.

Компенсация сигнала, наводимого воздушным потокосцеплением, достигается съемным витком специальной конструкции,

выполненным в виде треугольника и расположенным так, чтобы его плоскость была параллельна высокочастотному магнитному полю. При этом помеха составляет не более 0,5% от сигнала, обусловленного максимальной восприимчивостью.

Система регистрации сигнала включает детекторную секцию 6, усилитель низкой частоты 7 с полосой пропускания от нескольких герц до нескольких сот килогерц (что соответствует нали-

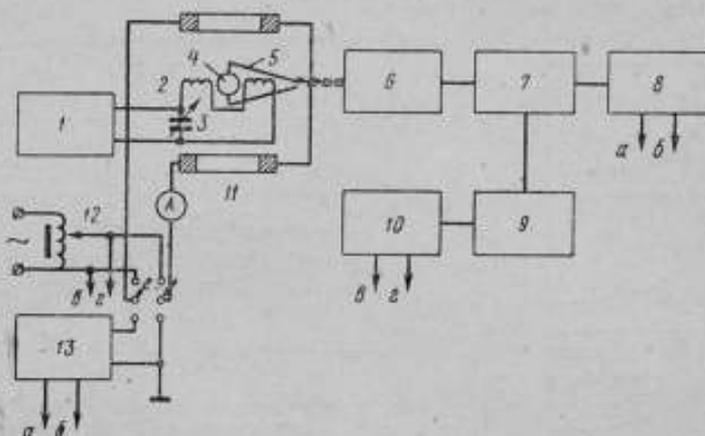


Рис. 1. Блок-схема для измерения восприимчивости ТМП в диапазоне частот 1—30 МГц

1 — генератор; 2 — соленоид; 3 — емкость; 4 — пленка; 5 — съемный виток; 6 — детекторная секция; 7 — усилитель низкой частоты; 8 — двухкоординатный самописец; 9 — осциллограф; 10 — низкочастотный фазовращатель; 11 — кольца Гельмгольца; 12 — автотрансформатор; 13 — источник постоянного тока

чению соответствующих Фурье-компонентов в сигнале при модуляции постоянного поля с частотой 50 Гц), осциллограф 9 и двухкоординатный самописец 8. Постоянное поле (или квазипостоянное частотой 50 Гц) в плоскости пленки создается с помощью колец Гельмгольца 11. Если измерения производят по кривой восприимчивости на экране осциллографа, то питаются кольца от автотрансформатора 12. При этом напряжения с колец через низкочастотный фазовращатель 10 подают на горизонтальный вход осциллографа 9.

Для записи кривой на ленте самописца кольца подключают к источнику постоянного тока 13 с регулируемым напряжением (например, УИП-1 или НГПК-3). При этом на горизонтальный вход самописца подают напряжение, пропорциональное току в кольцах Гельмгольца.

Кольца Гельмгольца позволяют создать постоянные и переменные (50 Гц) поля напряженностью до $4 \cdot 10^4$ — $6,4 \cdot 10^4$ А/м (500—800 Э), что достаточно для большинства исследуемых магнитных пленок.

Напряженность высокочастотного поля в описанной установке можно регулировать от 10^{-1} до 320—400 А/м (4—5 Э), то дает возможность проследить переход к нелинейным колебаниям магнитного момента пленки.

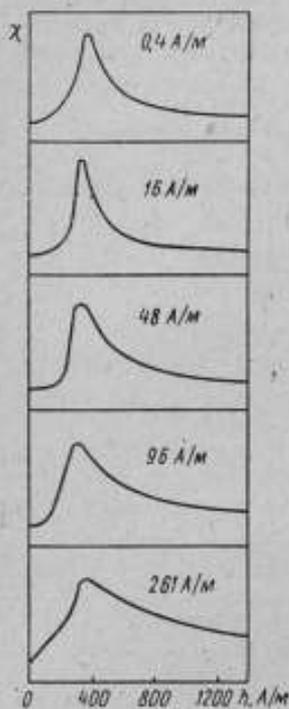


Рис. 2. График восприимчивости χ при разных значениях амплитуды высокочастотного поля \tilde{h} ($f = 30$ МГц)

На рис. 2 изображены кривые восприимчивости χ для случая, когда постоянное и высокочастотное поля направлены соответственно вдоль осей трудного и легкого намагничивания пленки. Результаты измерений ширины линии, как удвоенной «правой» полуширины на уровнях $0.7\chi_{\max}$ и $0.5\chi_{\max}$, а также значения напряженности постоянного поля H_0 , в котором наблюдается максимальное значение восприимчивости (поле «блокировки») [1] для типичного пленочного образца, представлены на рис. 3. Здесь обращает на себя внимание тот факт, что ширина

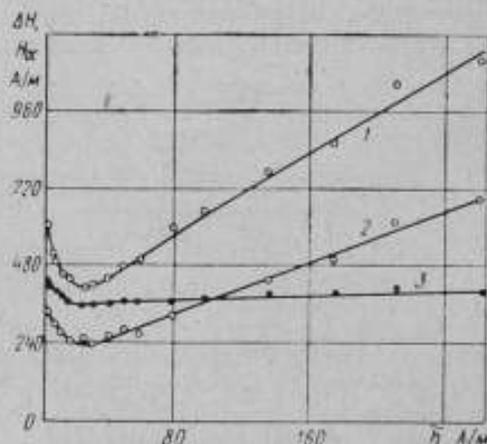


Рис. 3. Зависимость ширины линии (1, 2) и поля «блокировки» (3) от амплитуды высокочастотного поля \tilde{h}

Ширина линии: 1 — на уровне $0.5\chi_{\max}$; 2 — на уровне $0.7\chi_{\max}$

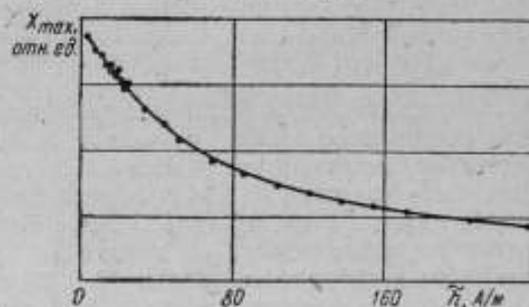


Рис. 4. Зависимость $\chi_{\max} = f(h)$

линии восприимчивости с увеличением амплитудного значения высокочастотного поля \tilde{h} вначале падает.

Отметим также, что максимальное значение восприимчивости пленки, пропорциональное отношению наведенной в съемном витке э. д. с. к значению \tilde{h} , убывает с возрастанием его амплитуды (рис. 4). Можно предполагать, что на ход зависимости параметров, характеризующих кривую восприимчивости, от \tilde{h} существенное влияние оказывает магнитная подструктура пленки.

Установка для измерения восприимчивости и ФМР на частотах 20—2000 МГц

Для создания высокочастотного магнитного поля в плоскости пленки на данных частотах использована симметричная полосковая линия, между центральным проводником и заземленными пластинами которой расположен съемный виток. При этом на частотах до 800—1000 МГц можно компенсировать упомянутую помеху простым механическим перемещением съемного витка. В использованной конструкции полосковой линии (рис. 5) съемный виток 2 перемещают с помощью винта 1 из диэлектрика. Пленочный образец 3 помещают в верхнюю или нижнюю полость полосковой линии.

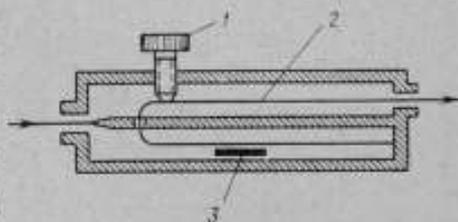


Рис. 5. Симметричная полосковая линия со съемным витком

1 — винт; 2 — съемный виток; 3 — пленочный образец

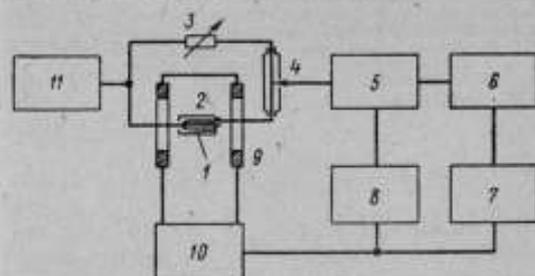


Рис. 6. Блок-схема установки для наблюдения ФМР на частотах 400—2000 МГц
1 — пленка; 2 — полосковая линия; 3 — плавный аттенуатор; 4 — полосковая система со скользящим контактом; 5 — измерительный приемник; 6 — осциллограф; 7 — фазокорректирующая цепочка; 8 — самовнесс; 9 — катушка Гельмгольца; 10 — блок питания; 11 — генератор высокочастотной мощности

В системе создания магнитного поля и регистрации сигнала функции детектора и усилителя низкой частоты выполняет в зависимости от используемой частоты серийный измерительный приемник типа П5-1, П5-2 или П5-3.

На частотах выше 800—1000 МГц «компенсировать» съемную систему, как правило, описанную выше методом уже не удастся.

Для окончательной компенсации сигнала воздушного потокосцепления полосковую линию включают в плечо высокочастотного моста, образованного плавным аттенюатором 3 (рис. 6) и симметричной полосковой системой 4 с контактом, скользящим по центральному проводнику. Подобную схему включения можно использовать и на более низких частотах.

Наблюдение ФМР в плоскости пленки на частотах 1000—4000 МГц

Блок-схема установки изображена на рис. 7. Для создания радиочастотного поля мощность от генератора стандартных сигналов 1 через аттенюатор 2 и измерительную линию 3 подают

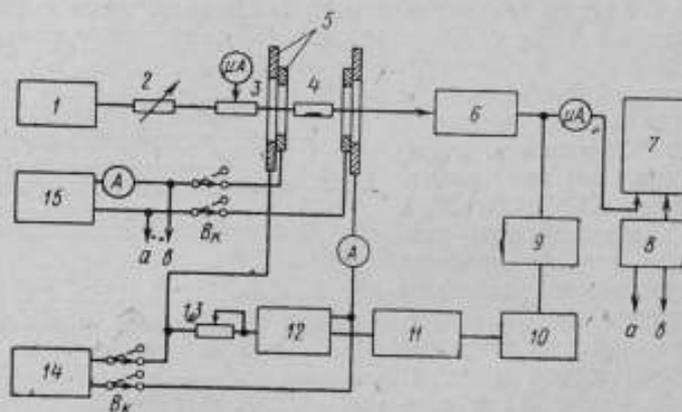


Рис. 7. Блок-схема для наблюдения ФМР в плоскости пленки на частотах 1000—4000 МГц

1 — генератор; 2 — аттенюатор; 3 — измерительная линия; 4 — полосковая линия; 5 — кольца Гельмгольца; 6 — детекторная секция; 7 — усилители; 8 — фазокорректирующая цепь; 9 — двудный переключатель; 10 — усилитель постоянного тока; 11 — двухкоординатный самописец; 12 — усилитель постоянного тока; 13 — дополнительное переменное сопротивление; 14 — источник питания; 15 — автотрансформатор

на несимметричную полосковую линию 4 с помещенной в нее тонкой магнитной пленкой.

Полосковую линию устанавливают между двумя парами колец Гельмгольца 5 так, чтобы высокочастотное магнитное поле было перпендикулярно к постоянному магнитному полю. Одну пару колец Гельмгольца используют для создания постоянного магнитного поля напряженностью до 24 кА/м (300 Э), а вторую — для создания модулирующего поля частотой 50 Гц. Сигнал, детектированный секцией 6, поступает на вход усилителя 7. Далее усиленный сигнал может быть подан на горизонтальные пластины осциллографа для визуального наблюдения резонанс-

ной кривой или на вертикальный вход двухкоординатного самописца. В первом случае в качестве усилителя 7 используют блок предварительного усиления БПУ-1 от осциллографа С1-19, на экране которого и наблюдается резонансная кривая.

Для записи кривой ФМР на ленте двухкоординатного самописца 11 ток детектора предварительно усиливают усилителем постоянного тока 10 (типа Ф-359), который позволяет выделять слабые сигналы на фоне большой постоянной составляющей. Однако в некоторых случаях, когда постоянная составляющая очень велика по отношению к сигналу, компенсационная схема усилителя 10 не позволяет скомпенсировать ее до необходимого уровня. Для окончательной компенсации постоянной составляющей сигнал подают на вход усилителя через параллельный диодный ограничитель 9.

На горизонтальный вход самописца через усилитель постоянного тока 12 (типа Ф-359) подают ток, пропорциональный току в кольцах Гельмгольца.

Так как эксперимент требует изменения напряженности постоянного магнитного поля от 0 до 16 000—24 000 А/м (200—300 Э), причем в некоторых случаях требуется зафиксировать участки кривой, занимающие полосу всего в несколько сотен ампер на метр (несколько эрстед), то необходимо изменять масштаб по оси полей в достаточно широких пределах. Для этого регулируют чувствительность усилителя 12 и вводят в цепь этого усилителя дополнительное переменное сопротивление 13. Кольца Гельмгольца питаются от стандартного источника питания 14 (типа УИП-1) или автотрансформатора 15. В последнем случае горизонтальная развертка луча на экране осциллографа осуществляется напряжением, которое снимают с автотрансформатора и подают на горизонтальный вход осциллографа через низкочастотную фазокорректирующую цепь 8.

Для уменьшения влияния рассогласования тракта применяют широкополосную детекторную секцию специальной конструкции, выполненную на отрезке полосковой линии (см. рис. 8). Короткозамыкающий поршень 3 обеспечивает не только под-

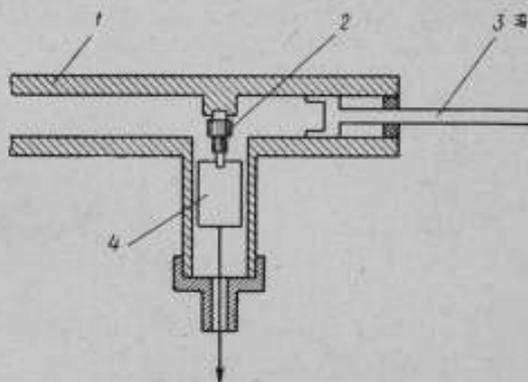


Рис. 8. Конструкция детекторной головки

1 — полосковая линия; 2 — кристаллический детектор; 3 — короткозамыкающий поршень; 4 — конденсатор

стройку детекторной головки на минимальной к. с. в. по диапазону (что контролируется измерительной линией 3, рис. 7), но и замыкание низкочастотной цепи по постоянному току. Для «короткого замыкания» токов высокой частоты после детектора служит цилиндрический конденсатор 4 с воздушным диэлектриком.

Установка для исследования ФМР пленок, намагниченных перпендикулярно их плоскости

Для исследования однородной прецессии в пленках, намагниченных перпендикулярно их плоскости постоянным полем, близким к насыщению, используют установку, схема которой представлена на рис. 9.

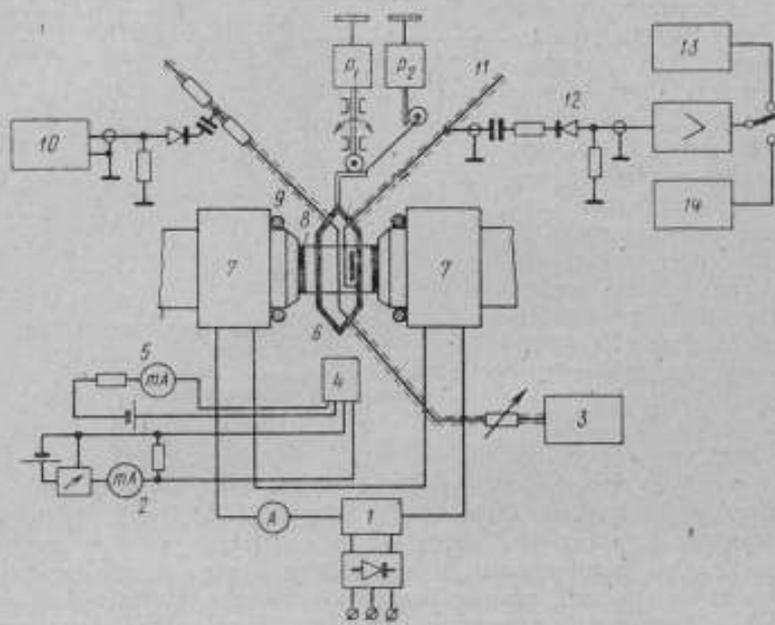


Рис. 9. Схема установки для исследования ФМР пленок, намагниченных перпендикулярно их плоскости

1 — стабилизированный источник; 2 и 5 — миллиамперметры; 3 — генератор; 4 — преобразователь; 6 — полосковая линия; 7 — электромагнит; 8 и 9 — катушки; 10 — милливольтметр; 11 — кабель; 12 — выпрямитель; 13 — осциллограф P_1 и P_2 — редукторы; 14 — вольтметр.

Электромагнит 7 позволяет получить в зазоре поле напряженностью порядка $8 \cdot 10^5$ А/м (10^4 Э). При помощи стабилизированного источника 1 его плавно регулируют, а катушками 9 модулируют на 1% для наблюдения процессов на экране осциллографа.

Напряженность поля измеряют преобразователем 4, расположенным в поле рассеяния зазора.

Конструктивно оказалось невозможным, поместить в зазоре приспособления для наблюдения ФМР на пленках и преобразователь поля ЯМР, а точность градуировки магнита по току в обмотках недостаточна. Поэтому был использован магнитоэлектрический преобразователь, который представляет собой рамку с током в поле электромагнита 7. Рамка аналогична используемым в стрелочных магнитоэлектрических приборах. Ее угол поворота фиксируется замыканием пары специальных контактов и регистрируется прибором 5.

Ток в рамке при фиксированном угле поворота будет однозначно связан с напряженностью поля в зазоре электромагнита. Ток прибора 2 сопоставляют с данными измерения напряженности поля при помощи преобразователя ЯМР. Систему удается отградуировать с погрешностью до 0,1%.

Образец магнитной пленки помещают в полосковую линию 6. Генератор 3 создает в ней высокочастотное магнитное поле частотой f и напряженностью h , для оценки которой на выходе установлен милливольтметр 10.

Съемная система представляет собой виток, соединенный с отрезком открытого на конце высокочастотного кабеля 11. Образец помещают на заземленную пластину полосковой линии под съемным витком. Через виток кабель связан с высокочастотным полем полоска.

Система с распределенными параметрами имеет резонансную частотную характеристику с основным и рядом дополнительных резонансов в диапазоне 10^7 — 10^9 Гц. Рабочую частоту генератора 3 выбирают на склоне одной из резонансных характеристик.

Добротность съемной системы будет модулироваться магнитным состоянием пленки. Изменение добротности съемной системы от частоты не сказывается на относительных измерениях χ'' и ширины линии ФМР ΔH , что обуславливается самой конструкцией съемной системы.

Как указывалось и в работе [2], чтобы наблюдать ФМР в пленке на радиочастотах в перпендикулярном поле, необходима точная ориентация ее плоскости нормально внешнему магнитному полю. Для ориентации образца была применена методика,

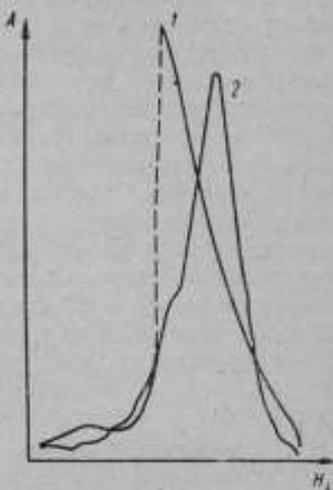


Рис. 10. Кривые ФМР на частоте $f=226$ МГц

1) $h=0,8$ А/м (10^{-2} Э);

2) $h=0,08$ А/м (10^{-3} Э)

A — амплитуда поглощения

описанная в работе [3]. Система редукторов P_1 и P_2 с передаточными числами 10 000:1 и 50 000:1, связанная с полосковой линией, позволяет ориентировать пленку вдоль оси как трудного, так и легкого намагничивания. Процесс ориентации осуществляется при поперечной модуляции постоянного поля катушкой 8. При этом, если магнитное поле электромагнита отсутствует, на экране осциллографа 13 наблюдается линия ФМР в плоскости пленки. Включение постоянного магнитного поля вызывает перемещение и искажение наблюдаемой линии ФМР относительно напряженности поля H_{\perp} , создаваемого катушкой 8. Тогда при помощи механического блока настройки (редукторов P_1 и P_2) ориентируют пленку таким образом, чтобы восстановить первоначальный вид линии ФМР. Постепенно увеличивая H_{\perp} до $4\mu\text{M}$ и наблюдая ФМР при модуляции H_{\parallel} , доводят магнитный момент пленки до насыщения в направлении H_{\perp} . Конечный результат настройки на частоте 10^7 — 10^8 Гц поверхности пленки перпендикулярно магнитному полю электромагнита не хуже 10^{-5} рад. Модулируя затем H_{\perp} , когда $H_{\perp} > 4\mu\text{M}$, можно наблюдать линию поглощения ФМР в пленке, намагниченной перпендикулярно ее поверхности (рис. 10).

ЛИТЕРАТУРА

1. Hoffmann H. Phys. Stat. Solidi., 1964, № 5, p. 187.
2. Hasty T. E. J. Appl. Phys., 1963, v. 34, № 4, (p. 2), p. 1097.
3. Hasty T. E., Penn T. C. IEEE Trans., 1964, 83, p. 558.

УДК 621.317.44

Н. В. ЛЕВИЦКАЯ

НЕКОТОРЫЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ПРИБОРОВ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ

В настоящее время аппаратуру для контроля магнитных свойств материалов на переменном токе выпускает отечественная приборостроительная промышленность, как правило, применительно к условиям испытания электротехнических сталей на соответствие государственным стандартам.

В то же время условия испытания на переменном токе сердечников из магнитотвердых материалов типа викаллой и магнитномягких материалов типа пермаллой, а также из электротехнических сталей некоторых марок (предназначенных для работы в гистерезисных двигателях, магнитных усилителях, элементах статических преобразователей и т. п. устройствах) существенно отличаются от условий испытания, нормируемых стандартами на стали.

Сердечники указанного выше назначения обычно контролируют индукционным методом по динамической кривой намагничивания, одновременно измеряя мощность потерь как при малых индукциях, так и при индукциях, близких к индукции насыщения.

Как известно, индукционный метод дает возможность с достаточно высокой точностью определять по показывающим приборам непосредственно: значение э. д. с., наводимой в измерительной обмотке магнитным потоком в испытуемом сердечнике, напряженность поля — путем измерения намагничивающего тока и мощность полных потерь — непосредственно по малоко-синусному ваттметру, последовательная цепь которого включена в цепь намагничивающего тока, а параллельная цепь — к измерительной обмотке. Измерения производят либо при синусоидальной индукции, либо при синусоидальной напряженности поля. При этом вторая измеряемая величина получается резко несинусоидальной. Так, например, при испытании на переменном токе частотой 50 Гц сердечников из магнитотвердых материалов типа викаллой, применяемых для гистерезисных двигателей, амплитуда напряжения U_{\max} на выходе измерительной маловитковой обмотки обычно изменяется от единиц милливольт до десятков вольт. Коэффициент усреднения $K_{\text{уср}} = U_{\max}/U_{\text{ср}}$ по мере насыщения образца изменяется в этом случае от 1,57 (синусоидальный сигнал) до 8—10 при намагничивающем токе, равном 110—120% от тока, соответствующего максимальной магнитной проницаемости.

При испытании кольцевых сердечников из магнитномягких материалов при намагничивании их практически синусоидальным током амплитуда напряжения на выходе измерительной обмотки изменяется от десятков милливольт до десятков вольт, коэффициент же усреднения на частоте 50 Гц достигает 13—15.

Измеряемое напряжение имеет широкий спектр нечетных гармоник, которые по мере насыщения образца, изменяя амплитуду и фазу, образуют напряжение, амплитуда которого может в несколько раз превосходить амплитуду первой гармоники.

При такого рода измерениях весьма существенными оказываются динамические погрешности применяемых измерительных систем, изменяющиеся в зависимости от изменения измеряемой величины.

Для вольтметров средних значений важнейшим свойством в этом смысле является неискаженная передача формы измеряемого напряжения при преобразовании измеряемой величины. При этом наряду с частотными амплитудно-фазовыми характеристиками измерительных приборов весьма важное значение приобретают погрешности, вносимые нелинейными элементами всего измерительного тракта, включая выпрямительные. Эти погрешности увеличиваются с увеличением коэффициента усреднения измеряемого напряжения, так как в то время, когда среднее значение измеряемого напряжения не превосходит верхнего

предела измерения собственно измерительного прибора, амплитуда напряжения может быть настолько велика, что появятся нелинейные искажения в области усилительного и выпрямительного трактов, которые исказят форму сигнала, а следовательно, и результат измерения.

При измерении мощности потерь в образцах, когда синусоидальна индукция или напряженность, помимо правильной передачи формы сигнала, нормируют достаточно малый фазовый сдвиг в цепях тока и напряжения с тем, чтобы он практически не влиял на допустимое значение коэффициента мощности, нормируемого для собственно ваттметра. Схема проверки усилителя к малокоинусному ваттметру (определение комплексного коэффициента усиления) дана в литературе [1]*. При сильно искаженных сигналах, кроме того, необходимо нормировать погрешности, обусловленные влиянием нелинейных элементов измерительной системы на неискаженную передачу первой гармоники в составе сложного сигнала. Последняя погрешность, очевидно, будет зависеть от отношения амплитуды первой гармоники к амплитуде всего сигнала.

Для исследования погрешностей измерения сильно искаженных сигналов, обусловленных нелинейностью характеристик применяемых измерительных систем, разработана методика, основанная на подаче на вход измерительной системы некоторого нормализованного сигнала, подобного по своему действию на эту систему реальным измеряемым сигналам. Создать нормализованный сигнал, соответствующий по всем параметрам предельному реальному сигналу, достаточно сложно, так как в нем сочетается весьма широкий спектр нечетных гармоник с высоким коэффициентом усреднения или коэффициентом амплитуды.

Учитывая, что частотные характеристики измерительных систем и связанные с ними погрешности обычно известны либо сравнительно легко могут быть определены, за основной фактор подобия нормализованного сигнала целесообразно принять коэффициент усреднения или коэффициент амплитуды.

При определении погрешностей вольтметров средних значений на вход измерительной системы подают сигнал с известной регулируемой амплитудой и известным коэффициентом усреднения, при этом наблюдается изменение показаний прибора при изменении формы сигнала. Следует отметить, что, хотя с помощью сигналов прямоугольной формы достаточно надежно выявляются частотнофазовые характеристики приборов, для указанных целей их, как и треугольные сигналы, использовать нельзя, так как они, имея достаточно широкий частотный спектр, обладают низким коэффициентом усреднения.

* Левинская Н. В., Звенигородская А. И. Установка для испытания магнитотвердых материалов на переменном токе. Передовой научно-технический и производственный опыт, № 2-66-660/84. М. ГОСИНТИ, 1966.

Нормализованный сигнал получается путем сложения в фазе или противофазе нескольких синусоидальных напряжений с отношением частот 1:3; 5:7 и т. д. Амплитуду каждой из синусоидальных составляющих можно легко измерить с необходимой точностью. Амплитуду всего сигнала подсчитывают алгебраическим сложением амплитуд гармоник, среднее значение полученного напряжения подсчитывают по формуле

$$U_{cp} = \frac{2}{\pi} \left[u_{m1} + \sum_k \frac{1}{k} u_{mk} \cos(\psi_k - k\psi_1) \right], \quad (1)$$

где u_{mk} и ψ_k — амплитуда и фаза k -й гармоники;

u_{m1} и ψ_1 — амплитуда и фаза первой гармоники.

Например, два равноамплитудных напряжения с соотношением частот 1:3 при сложении их в противофазе дают возможность получить напряжение с коэффициентом усреднения 4,7. При сложении трех равноамплитудных синусоидальных напряжений с соотношением частот 1:3:7 и сдвигом фаз $\psi_1=0$; $\psi_3=\psi_7=\pi$ получим напряжение с коэффициентом усреднения 9 и т. д.

Ввиду того что кривая описанного выше сложного напряжения за полупериод может проходить через нуль несколько раз, показания вольтметра средних значений будут зависеть от схемы и рода выпрямления, используемого в приборе, и будут, естественно, отличаться от рассчитанных по формуле (1).

Расчет номинальных показаний вольтметра средних значений с идеальным двухполупериодным выпрямлением при измерении суммы двух равноамплитудных напряжений с отношением частот 1:3 и при фазовых соотношениях $\psi_1=0$; $\psi_3=\pi$ дан в литературе и определяется формулой

$$U_{cp2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |f(\omega t)| d\omega t, \quad (2)$$

Интегрируя выражение (2) по частям, получаем $U_{cp2} = 0,775 U_{1m}$, где U_{1m} — амплитуда первой гармоники.

Показано, что при измерении суммы трех равноамплитудных напряжений с соотношением частот 1:3:7 и сдвиге фаз $\psi_1=0$, $\psi_3=\psi_7=\pi$ номинальные показания вольтметра средних значений определяются по формуле $U_{cp2} = 0,927 U_{1m}$.

Учитывая изложенное выше, можно определять дополнительные динамические погрешности вольтметра средних значений при измерении гармонических напряжений с большими коэффициентами усреднения путем сравнения его показаний с расчетными средними по модулю значениями измеряемого напряжения. При этом должно соблюдаться условие, что составляющие такого напряжения определены с необходимой точностью.

Для получения напряжения сложной формы с отношением частот 1:3 ($K_{уср} = 4,7$) служил генератор Гб-1, а для напряже-

ния с отношением частот 1:3:7 ($K_{\text{уср}}=9$) последовательно к генератору Г6-1 подсоединяли генератор Г-3-34, настроенный на частоту седьмой гармоники. Форму кривой сложного напряжения контролировали осциллографом, амплитуду составляющих — образцовым прибором. Методика существенно упрощается и возможности ее расширяются при наличии специального генератора четных гармоник.

Погрешность метода определяется погрешностью σ установки амплитуды гармоник и погрешностью λ их фазирования. При многократных измерениях эти погрешности и их сочетания имеют случайный характер. В нормальных условиях σ_{max} не превышает основной погрешности применяемого для измерения амплитуды гармоник прибора, λ_{max} обусловлена, в основном, погрешностью субъективного отсчета (фиксация типичного изображения по осциллографу) и может быть определена из многократных измерений.

Учитывая случайное сочетание указанных выше погрешностей при многократных измерениях, можно определить максимальную погрешность метода

$$\gamma \approx \sqrt{\sigma^2 + \lambda^2}.$$

По описанной методике были испытаны на влияние формы кривой измеряемого напряжения ряд специальных вольтметров средних значений, а также выпускаемый промышленностью вольтметр Ф517. При этом, в частности, установлено, что изменение показаний вольтметра средних значений Ф517 при изменении формы измеряемого сложного напряжения (с частотой основной гармоники 50 и 400 Гц) от синусоидальной до сигнала с коэффициентом усреднения 15 лежит в пределах 1,5%. Этот результат уточняли на частоте 50 Гц путем сличения показаний вольтметра Ф517 с показаниями векторметра с механическим выпрямителем, измеряя напряжение, снимаемое с контрольного образца. Погрешности векторметра для этого случая измерения были предварительно исследованы.

В случае применения малокосинусного ваттметра для измерения мощности первой гармоники в составе сложного сигнала вопрос определения динамических погрешностей, обусловленных нелинейностью измерительной системы ваттметра, стоит еще более остро, так как, помимо всего прочего, усилитель к нему должен иметь на выходе достаточно большое напряжение (порядка 15—30 В), согласованное с чувствительностью существующих малокосинусных измерителей мощности.

При испытании образцов магнитнотвердых и магнитномягких материалов указанного выше назначения отношение амплитуды первой гармоники к амплитуде всего сигнала уменьшается по мере насыщения образца, доходя до 1/5—1/7 в области максимальной магнитной проницаемости.

Следовательно, линейность измерительной системы должна быть такова, чтобы без искажения проходили сигналы, по крайней мере в пять раз большие по амплитуде, чем нижний предел малокосинусного измерителя. Это даст возможность при больших коэффициентах амплитуды измерять мощность первой гармоники, хотя бы на первой трети шкалы ваттметра.

Линейность характеристики усилителя достаточно просто определить с необходимой точностью, сняв характеристику «вход—выход» с помощью образцовых показывающих приборов и безреактивного делителя напряжения с постоянным выходным сопротивлением. При этом следует принять необходимые меры для устранения влияния токов утечки.

Дополнительные погрешности измерения мощности потерь по первой гармонике вследствие захода амплитуды сигнала в нелинейную область характеристики усилителя, можно определить расчетным путем. Можно использовать также метод подачи на вход усилителя нормализованного гармонического сигнала, аналогичного описанному выше, с последующим измерением на выходе усилителя первой гармоники с помощью анализатора гармоник. Ввиду низкой точности современных анализаторов погрешность метода доходит до $\pm 3-5\%$.

Последующая комплексная поверка малокосинусного ваттметра по контрольным образцам уточняет предельные значения погрешностей при испытании сердечников данного типа. Предварительно контрольные образцы должны быть аттестованы по мощности потерь во всем диапазоне изменения индукции (в том числе в области максимальной магнитной проницаемости) с погрешностью не более $1-1,5\%$. Для аттестации может быть использован, например, калориметрический метод.

Однако в большинстве случаев аттестуют контрольные образцы по потерям на переменном токе с более низкой точностью, в частности, из-за отсутствия промышленных калориметрических установок. Кроме того, даже при большом наборе образцов не удается получить все необходимые для шкалы ваттметра значения измеряемого напряжения при заданном коэффициенте усреднения, что ограничивает возможности комплексного метода поверки, особенно для вновь разрабатываемых приборов. Все это вынуждает переходить к более сложным объективным методам контроля.

Результаты описанных выше испытаний, связанных с выявлением динамической погрешности прибора вследствие нелинейности измерительной системы, плюс данные о частотных характеристиках прибора дают возможность сделать заключение о применимости данного вольтметра средних значений или малокосинусного ваттметра для снятия магнитных характеристик сердечников данного типа. Выбор приборов существенно упрощается, если ввести в их техническую характеристику допусти-

мые значения коэффициента усреднения или коэффициента амплитуды измеряемого сигнала.

Нужно отметить, что разработка и выпуск вольтметра средних значений Ф564, позволяющего измерять напряжения в широком диапазоне значений и частот с коэффициентом усреднения до 20, в значительной степени упрощает и решает ряд поставленных вопросов в части измерения магнитных характеристик магнитномягких и магнитотвердых материалов указанного выше назначения. В то же время отсутствие промышленного малокоcosинусного ваттметра с необходимой динамической разрешающей способностью ограничивает возможности контроля качества и область измерения необходимых параметров магнитных материалов, связанных с потерями энергии в образцах. Помимо расширения интервала линейности усилителя, решающее значение в создании такого ваттметра приобретает повышение чувствительности собственно малокоcosинусного измерителя. Во всех случаях для уточнения методики комплексной поверки малокоcosинусных ваттметров необходимо повысить до 1,0—1,5% точность аттестации на переменном токе по мощности контрольных образцов.

Учитывая широкое внедрение малокоcosинусных ваттметров и контрольных образцов магнитных материалов как образцовых мер для ряда сравнительных методов контроля, необходимо выпустить промышленную калориметрическую установку, предназначенную для определения потерь в образцах материалов с погрешностью не более 1,5—2%. Такая установка будет иметь достаточно широкую область применения, так как позволит измерять потери при любой форме намагничивающего тока, в том числе при импульсном намагничивании.

УДК 621.317.334

М. С. ЕВДОКИМОВ, Е. Н. МОТОРА, Ю. А. СКРИПНИК

ИЗМЕРИТЕЛИ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И УГЛОВ ПОТЕРЬ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

При исследовании свойств магнитодиэлектриков в переменных магнитных полях появляется проблема измерения малых частотных изменений магнитной проницаемости и угла потерь в широком диапазоне частот. Обнаружить и измерить малые частотные приращения индуктивности и добротности образца с

помощью существующей аппаратуры в ряде случаев затруднительно, особенно, если измерять необходимо в непрерывном диапазоне частот. Например, использование куметра для этих це-

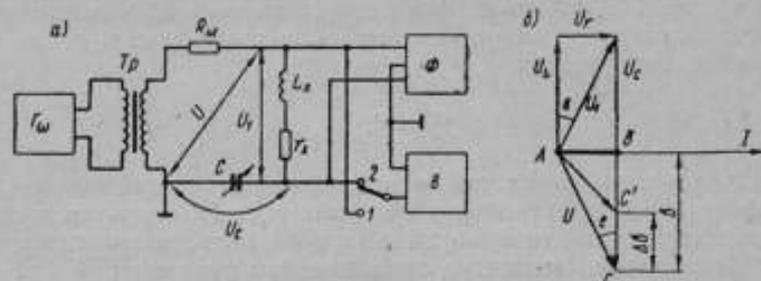


Рис. 1. Фазосдвигающая цепь для измерения индуктивности и угла потерь при последовательной схеме замещения:

а — схема, б — векторная диаграмма

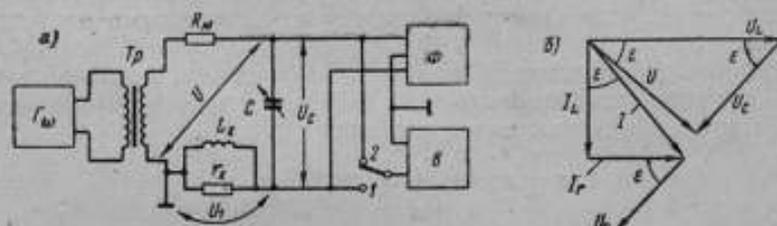


Рис. 2. Фазосдвигающая цепь для измерения индуктивности и угла потерь при параллельной схеме замещения:

а — схема, б — векторная диаграмма

лей нецелесообразно, так как его измерительная схема не позволяет регулировать режим намагничивания.

Ниже рассматривается амплитудно-фазовый метод измерения одновитковой индуктивности и угла потерь ферритовых сердечников. На рис. 1 а приведена схема фазосдвигающих цепей для измерения индуктивности и угла потерь ферритовых изделий при последовательной и на рис. 2 а — при параллельной схеме замещения с использованием в них damping вольтметра и фазометра, измеряющего угол сдвига фаз вблизи нуля между сравниваемыми напряжениями.

Источник синусоидального напряжения Γ_{ω} с несимметричным выходом подключен к измеряемой индуктивности L_x с потерями r_x через регулируемый магазин емкостей C и магазин резисторов $R_{ш}$, который служит для установления требуемого значения намагничивающего тока.

В работе [1] показано, что при выполнении соотношения

$$\omega L_x = \frac{1}{2\omega C} \quad (1)$$

в схеме рис. 1 а модуль полного сопротивления фазосдвигающей цепи не зависит от сопротивления r_x , в схеме рис. 2 а при выполнении соотношения

$$\omega L_x = \frac{2}{\omega C} \quad (2)$$

модуль двухполюсника также не зависит от сопротивления r_x .

Измерение индуктивности по схеме рис. 1 а сводится к сравнению напряжений на емкости и на всей фазосдвигающей цепи. При соотношении амплитуд сравниваемых напряжений 2:1 индуктивность определяется из выражения

$$L_x = \frac{1}{2\omega^2 C}. \quad (1a)$$

Определение угла потерь образцов по схеме рис. 1 а сводится к измерению угла сдвига фаз между сравниваемыми напряжениями.

На рис. 1 б приведена векторная диаграмма, подтверждающая возможность измерить угол потерь ϵ , используя фазометр [2]. Угол ϵ определяют из выражения

$$\epsilon = \arctg \frac{U_r}{U_L} = \arctg \frac{r_x}{\omega L_x}. \quad (3)$$

Если выполняется соотношение $U_c = \frac{1}{2}U$, то угол сдвига фаз между векторами сравниваемых напряжений U_c и U равен углу потерь ϵ . Следовательно, фазометр может быть проградуирован в значениях измеряемого угла потерь.

Измерение индуктивности по схеме рис. 2 а сводится к сравнению напряжений на индуктивности и на всей фазосдвигающей цепи. При соотношении амплитуд сравниваемых напряжений 2:1 индуктивность определяется из выражения

$$L_x = \frac{2}{\omega^2 C}. \quad (2a)$$

Определение угла потерь по схеме рис. 2 а сводится к измерению угла сдвига фаз между сравниваемыми напряжениями.

На рис. 2 б приведена векторная диаграмма, подтверждающая возможность измерять угол потерь ϵ , используя фазометр. Его определяют из выражения

$$\epsilon = \arctg \frac{I_r}{I_L} = \arctg \frac{\omega L_x}{r_x}. \quad (4)$$

Если выполняется соотношение $U_L = \frac{1}{2}U$, то угол сдвига фаз между векторами сравниваемых напряжений U_L и U равен измеряемому углу потерь ϵ . Следовательно, фазометр может быть проградуирован в значениях угла ϵ .

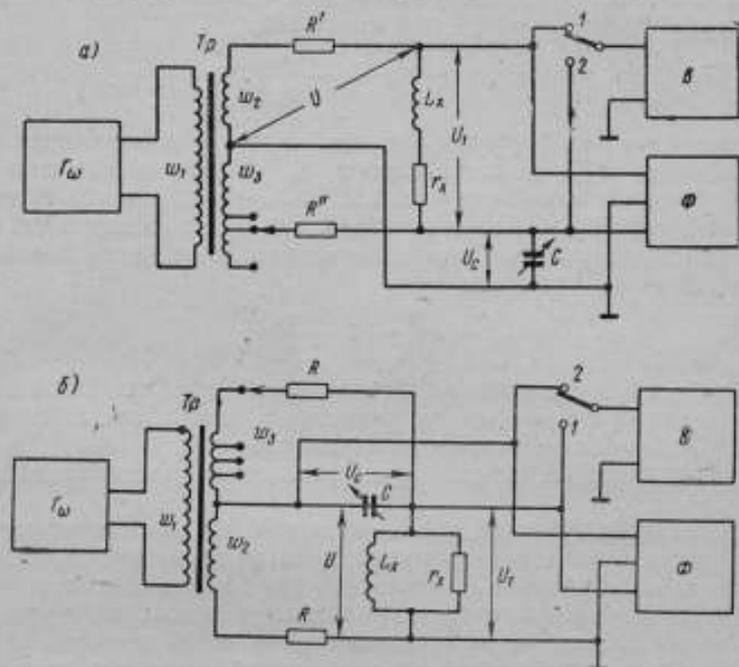


Рис. 3. Схема для измерения малых индуктивностей:
 а — при последовательном и б — при параллельном замыкании

Недостатком рассмотренных схем являются трудности в измерении малых индуктивностей (1—10 мкГ) на низких частотах (1—3 кГц), так как емкости должны быть очень большие (более 100 мкФ). Преодолеть эти затруднения конструктивными методами сложно.

Авторами разработаны новые схемы, позволяющие расширить диапазон измеряемых индуктивностей в сторону малых значений (рис. 3).

В измерительную схему дополнительно введена третья обмотка в трансформаторе T_p с регулируемым числом витков w_3 [3], которая через резистор $R'' = R' = R$ подключена к измеряемому объекту в точке соединения магазина емкостей C . Благодаря этому через магазин C протекает разностный ток, в результате чего уменьшается падение напряжения на емкости. Послед-

нее эквивалентно увеличению емкости конденсатора. Поэтому при сравнении падений напряжений на емкости U_c и на всей фазосдвигающей цепи U (рис. 3, а) можно измерить малые индуктивности. Аналитическая связь между измеряемой индуктивностью и числом витков дополнительной обмотки w_3 , если отношение амплитуд двух сравниваемых напряжений равно двум и угол сдвига фаз ϵ мал, будет иметь вид

$$L_x \approx \frac{1}{2\omega^2 C} \left(1 - \frac{w_3}{w_2}\right). \quad (5)$$

Как следует из формулы (5), при малом различии числа витков основной w_2 и дополнительной w_3 обмоток можно при той же емкости, что и в схеме рис. 1, а, измерить значительно меньшую индуктивность. Легко показать, что при параллельной схеме замещения (рис. 3, б) дополнительная обмотка w_3 обеспечивает аналогичный эффект

$$L_x = \frac{2}{\omega^2 C} \left(1 - \frac{w_3}{w_2}\right). \quad (6)$$

Таким образом, использование схем с трехобмоточными трансформаторами на много расширяет возможности измерительных схем на основе фазосдвигающих цепей.

Проанализируем источники погрешностей рассматриваемых схем.

При анализе точности предложенных схем для измерения индуктивности и угла потерь рассмотрим аддитивные погрешности схем, обусловленные погрешностью в установке соотношения (2:1) двух амплитуд сравниваемых напряжений и угловой погрешностью указателя. При измерении индуктивности отклонение от соотношения 2:1 на n % приводит к погрешности в измерении индуктивности, равной также n %.

Выведем формулу для определения погрешности в измерении угла потерь ϵ , обусловленную неточностью δU в установке соотношения 2:1.

Для этого рассмотрим $\triangle ABC$ и $\triangle ABC'$ на векторной диаграмме рис. 1, б.

Если $U_c < \frac{1}{2}U$, то точка C на диаграмме сместится, например, в точку C' . Обозначим $AB = a$, $BC = b$, $CC' = \Delta b$. Из $\triangle ABC$

$$\frac{a}{b} = \operatorname{tg} \epsilon \quad (7)$$

из $\triangle ABC'$

$$\frac{a}{b - \Delta b} = \operatorname{tg} (\epsilon + \Delta \epsilon), \quad (8)$$

где $\Delta \epsilon$ — изменение угла ϵ , обусловленное смещением точки C в положение C' .

Разделив выражение (7) на (8) и учтя, что $\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = \delta \epsilon$ получим

$$\delta \epsilon = \frac{\delta U}{1 + \epsilon^2 - \delta U}.$$

Так, если $\delta U = 10^{-2}$, т. е. если $\delta U = 1\%$, то $\delta \epsilon = 10^{-2}$, т. е. $\Delta \epsilon = 0,01^\circ$.

Угловая погрешность указателя прямо входит в погрешность измерения угла потерь. При измерении углов потерь (менее 10^{-3} рад) угловая погрешность фазометра не должна превышать 1,5 угловых минут.

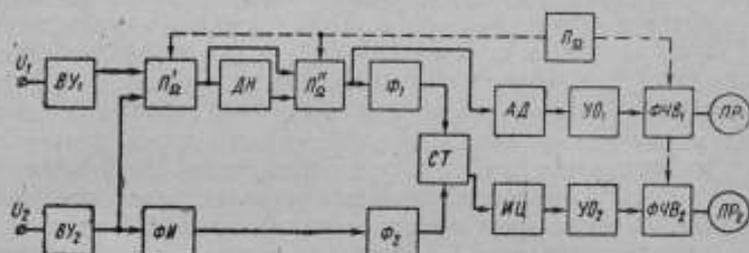


Рис. 4. Блок-схема измерителя амплитуды и фазы

$ВУ_1$ и $ВУ_2$ — входные устройства; $П'_\Omega$, $П''_\Omega$ и $П_\Omega$ — переключатели; $ДН$ — делитель напряжения; Φ_1 и Φ_2 — формирующие каскады; $СТ$ — симметричный триггер; $АД$ — амплитудный детектор; $УО_1$ и $УО_2$ — усилители огибающей; $ФВЧ_1$ и $ФВЧ_2$ — фазочувствительные выпрямители; $ПР_1$ и $ПР_2$ — выходные приборы; $ИЦ$ — интегрирующая цепь; $ФН$ — фазоинвертор

В Институте электродинамики АН УССР разработан измеритель амплитуды и фазы, блок-схема которого приведена на рис. 4. Этот измеритель включает в себя фазометр [4] и логометр, контролирующий отношение 1:2 двух сравниваемых напряжений. При измерении отношения амплитуд двух напряжений в измерительный канал поочередно с частотой коммутации поступают сравниваемые напряжения, которые через входные устройства $ВУ_1$ и $ВУ_2$ подаются на точный коммутирующий делитель напряжения $ДН$ и далее детектируются амплитудным детектором $АД$, в результате чего происходит выделение огибающей частоты коммутации. По отсутствию огибающей судят о полученном соотношении 1:2 между сравниваемыми напряжениями.

При измерении фазы пакеты входных напряжений $U_c = U_1$ и $U = U_2$ в измерительном канале поочередно поступают через делитель напряжения $ДН$ и автоматический переключатель $П'_\Omega$ и формирующий каскад Φ_1 , который преобразует синусоидальное напряжение в прямоугольное. Это прямоугольное напряжение дифференцируется, и импульсы положительной полярности поступают на симметричный триггер $СТ$.

В опорном канале напряжение U_2 проходит через входное устройство BV_2 и с помощью фазоинвертора $\Phi И$ поворачивается по фазе на 180° (U_2), затем поступает на формирующий каскад Φ_2 , который преобразует синусоидальное напряжение в прямоугольное, и импульсы положительной полярности поступают на второй вход симметричного триггера $СТ$. В один такт работы переключателя $П_2$ с измерительного канала на $СТ$ поступают импульсы, временное положение которых определяется моментом перехода через нуль напряжения U_1 . В другой такт с измерительного канала на $СТ$ поступают положительные импульсы, временное положение которых определяется моментом перехода через нуль напряжения U_2 . С опорного канала на $СТ$ непрерывно поступают положительные импульсы, временное положение которых определяется моментом перехода через нуль опорного напряжения U_2 . Длительность импульсов на выходе $СТ$ определяется интервалом времени между двумя последовательно поступающими на него положительными импульсами из измерительного и опорного каналов и различна в разные такты работы $СТ$. В результате выходное напряжение $СТ$ оказывается промодулированным по длительности (широтно-импульсная модуляция). При нулевом сдвиге фаз между напряжениями U_1 и U_2 длительность импульсов в оба такта работы автоматического переключателя будет одинакова. При наличии фазового сдвига между сравниваемыми напряжениями напряжение заряда конденсатора интегрирующей цепи $ИЦ$ будет меняться с частотой переключений, поэтому с интегрирующей цепи будет проходить переменная составляющая напряжения U_+ частоты коммутации, которая усиливается усилителем огибающей $УО_2$ и с помощью фоточувствительного выпрямителя $\Phi Ч В_2$ выделяется постоянная составляющая, которая поступает на выходной прибор $ПР_2$. Если уровень сравниваемых напряжений превосходит 10—50 мВ, то при постоянной времени фильтра 1—2 с аддитивная погрешность может быть снижена до $0,05^\circ$ — $0,02^\circ$ [4].

Как показал анализ рассмотренных схем, они могут быть использованы для измерения индуктивности от 0,1 мкГ до 10 мГ и углов потерь от 10^{-3} до $0,5 \cdot 10^{-1}$ в диапазоне частот 1000 Гц — 1 МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эйнштейн С. Л. Измерение характеристик конденсаторов. «Энергия», 1965.
2. Вишенчук И. М., Котюк А. Ф., Мизюк Л. Я. Электромеханические и электронные фазометры. Госэнергоиздат, 1962.
3. Кустовская В. Н., Мотора Е. Н., Скрипник Ю. А. Анализ влияния паразитных емкостей в квазиравновесном мосте с индуктивно-связанными плечами. В сб. «Приборостроение», вып. 2, Изд. «Техника», Киев, 1966.
4. Евдокимов М. С., Скрипник Ю. А. Фазометр для измерения частоты последовательного резонанса и добротности кварцевых резонаторов. В сб. «Повышение точности и автоматизации электрических и магнитных измерительных устройств». «Наукова думка», Киев, 1968.

ЦИФРОВОЙ ЭКСТРЕМАЛЬНЫЙ МОСТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Одним из актуальных и пока недостаточно полно решенных вопросов измерительной техники является измерение параметров индуктивных сопротивлений, в том числе разнообразных катушек индуктивности, индуктивных датчиков, соленоидов, трансформаторов и др. С этим вопросом тесно связана и задача исследования и контроля характеристик различных магнитномягких материалов, широко применяемых во многих областях техники. Ассортимент таких материалов в последнее время стал настолько широким, а их параметры и режимы, в которых они работают, столь разнообразны, что практически невозможно говорить о реализации одного — двух универсальных контрольно-измерительных приборов, которыми можно было бы решить весь круг задач, связанных с исследованием и контролем параметров этих материалов, а также с созданием новых ферромагнитных материалов с более совершенными характеристиками. Дело осложняется тем, что в силу ярко выраженной специфики свойств магнитных материалов (нелинейность характеристик, гистерезис, чувствительность к внешним полям и др.) результаты измерения их параметров находятся в сильной зависимости от режима измерения, в том числе от того, какая из основных величин магнитного поля (напряженность или индукция) жестко задана режимом питания объекта; каково значение измерительного тока или напряжения; какова частота измерительного сигнала; есть ли постоянное подмагничивание; и даже от того, какова предыстория магнитных процессов в объекте измерения. Наличие этих зависимостей создает значительные трудности в создании измерительных цепей и в самом процессе измерения (искажение формы измерительного сигнала за счет нелинейности, необходимость выбора измерительной цепи, обеспечивающей не только заданные метрологические характеристики, но и заданный режим измерения, и заданный подход к этому режиму и т. д.). Все это приводит к тому, что разработка аппаратуры для исследования магнитных материалов и параметров индуктивных сопротивлений идет по пути создания приборов сравнительно узкого назначения, служащих для решения определенного круга задач с учетом необходимых измеряемых величин и условий измерения.

Следует заметить, что общеизвестные недостатки неавтоматических измерительных приборов (в частности, мостов с руч-

ным уравниванием, например, приведенных в работе [1]) проявляются в значительно большей степени при использовании последних для измерения параметров индуктивных сопротивлений, особенно имеющих магнитный сердечник, что связано также с отмеченной выше спецификой таких объектов измерения. Это резко повышает сложность процесса измерения, вынуждает прибегать к услугам высококвалифицированного персонала даже при сравнительно простых экспериментах. Поэтому автоматизация таких измерений исключительно актуальна.

В связи с изложенным в Институте электродинамики АН УССР и на заводе «Точэлектроприбор» ведутся совместные работы по созданию автоматической аппаратуры для измерения комплексных сопротивлений, в том числе сопротивлений индуктивного характера. Один из разработанных в последнее время приборов, предназначенный для измерения параметров катушек индуктивности как без сердечников, так и с ферромагнитным сердечником, описан в настоящей работе. Его с успехом можно применять при исследованиях свойств магнитомягких материалов.

Прибор является цифровым автоматическим мостом переменного тока, измеряющим индуктивность и тангенс угла потерь при параллельной схеме замещения объекта в режиме постоянной синусоидальной индукции. Основные его характеристики таковы. Диапазон измерений: индуктивности — от сотых долей микрогенри до 10 Г (6 пределов), тангенса угла потерь — 0,001—1,00, что соответствует добротности от 1000 до 1. Основная погрешность измерения $\sim 0,1\%$. Измерение производится на одной из двух частот: 1 или 10 кГц. Максимальное время измерения (с учетом времени автоматического выбора предела) — около 2 с. Прибор может работать в одном из трех режимов: в режиме разовых измерений, когда перед измерением все отсчетные и уравнивающие устройства приводятся в исходное, нулевое состояние; в режиме повторных измерений, когда уравнивание схемы начинается от состояния, соответствующего результату предыдущего измерения; в режиме постоянного слежения, когда система уравнивания включена непрерывно и немедленно указывает любые колебания измеряемых параметров. В следящем режиме время уравнивания составляет около 0,05 с.

Измерение индуктивности цифровыми автоматическими мостами сопряжено со многими трудностями, обусловленными упомянутой выше спецификой измеряемых параметров. В связи с этим при создании моста необходимо было решить ряд принципиальных вопросов. В частности, трудную задачу представляла разработка измерительной цепи, обеспечивающей необходимую точность измерения, дающей прямой отсчет по измеряемым параметрам, обладающей достаточно высокой и равномерной чувствительностью во всем диапазоне измерения, хорошо защи-

щенной от паразитных связей и наводок. Сложной явилась задача обеспечить устойчивую работу моста на границе перехода с одной рабочей частоты на другую (выбор частоты в приборе автоматический). Необходимо было также обеспечить хорошую сходимость процесса уравнивания, поскольку при больших потерях в объекте измерения приведение моста к равновесию затрудняется.

Основу прибора составляет трансформаторная мостовая измерительная цепь (мост с тесной индуктивной связью между

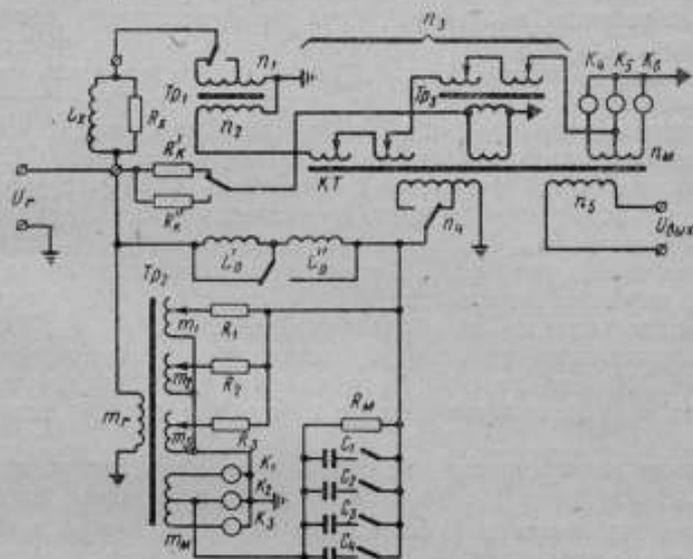


Рис. 1. Упрощенная измерительная цепь моста

плечами). Уравнивание моста — подекадно-следящее, поочередное, производится по специальному алгоритму смены декад и параметров [2]. Для уравнивания используется система экстремального регулирования с параметрической модуляцией [3]. Только благодаря применению экстремальной фазочувствительной системы уравнивания удалось достигнуть высокой точности измерения в условиях значительных помех и при сильных нелинейных искажениях тока в объекте измерения. В качестве уравнивающих элементов использованы реверсивные двоично-десятичные счетчики, посредством которых производится управление электромеханическими реле, коммутирующими элементы мостовой цепи. Отсчет по индуктивности — четырехдекадный, с плавающей запятой и изменяющейся размерностью, отсчет по тангенсу угла потерь — трехдекадный.

На рис. 1 представлена в упрощенном виде измерительная

цепь моста. Напряжение генератора U_T подается на две основные ветви — ветвь объекта измерения L_x, R_x и ветвь образцовой меры индуктивности $L'_0 - L''_0$. Токи, протекающие через измеряемую катушку и образцовую меру, поступают далее в две обмотки n_3 и n_4 компаратора токов KT , причем в цепи тока объекта измерения включен трансформатор тока Tr_1 . Обмотки n_3 и n_4 включены навстречу, поэтому их магнитные потоки компенсируют друг друга. Обмотка n_3 выполнена в виде четырех последовательно соединенных индуктивных тетрад (код 1, 2, 4, 2). Две младшие тетрады включены через промежуточный трансформатор тока Tr_3 . Регулировкой числа витков n_3 мост может быть уравновешен по индуктивности. Переключение пределов измерения осуществляется ступенчатым (с кратностью 10) изменением числа витков первичной обмотки n_1 трансформатора тока Tr_1 , а также числа витков обмотки n_4 компаратора токов. Сигнал неравновесия моста снимается с обмотки n_3 компаратора токов.

Для уравновешивания моста по тангенсу угла потерь служит трансформатор Tr_2 . На его первичную обмотку m_r подается напряжение генератора U_r . Вторичная обмотка выполнена в виде трех параллельных тетрад m_1, m_2, m_3 , с каждой из которых напряжение подается на образцовые резисторы R_1, R_2, R_3 , причем сопротивления резисторов пропорциональны коэффициентам 1, 10, 100. Токи резисторов собираются в обмотку компаратора токов n_4 , где складываются с током образцовой индуктивности.

В мосте использованы две образцовые меры индуктивности L'_0 и L''_0 , каждая из которых подгоняется и работает лишь на одной рабочей частоте. Компенсация активных потерь в катушках L'_0 и L''_0 производится по параллельной схеме с помощью резисторов R'_x и R''_x . Практически без изменений в измерительной цепи образцовые меры индуктивности могут быть заменены мерами емкости, однако при этом мост становится частотозависимым.

Условие равновесия мостовой цепи, вытекающее из условия равенства обмоток n_3 и n_4 компаратора токов, может быть записано в виде

$$\frac{n_1 n_3}{n_2} \left(\frac{1}{j\omega L_x} + \frac{1}{R_x} \right) = \frac{n_4}{j\omega L_0} + \frac{n_4}{m_r} \left(\frac{m_1}{R_1} + \frac{m_2}{R_2} + \frac{m_3}{R_3} \right). \quad (1)$$

Приравнивая порознь действительные и мнимые составляющие левой и правой частей равенства (1), находим выражения для параметров объекта измерения L_x и R_x

$$L_x = L_0 \frac{n_1 n_3}{n_2 n_4}; \quad (2)$$

$$R_x = \left(\frac{m_1}{R_1} + \frac{m_2}{R_2} + \frac{m_3}{R_3} \right)^{-1} \cdot \frac{n_1 n_3 m_r}{n_2 n_4}. \quad (3)$$

Для параллельной схемы замещения индуктивности тангенс угла потерь выражается, как известно, отношением

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{\omega L_x}{R_x}. \quad (4)$$

Подставляя из выражений (2) и (3) значения L_x и R_x в выражение (4), получаем

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{\omega L_0}{m_r} \left(\frac{m_1}{R_1} + \frac{m_2}{R_2} + \frac{m_3}{R_3} \right). \quad (5)$$

Таким образом, как видно из выражений (2) и (5), по числу витков n_3 может быть отсчитана измеряемая индуктивность, а по числам витков m_1, m_2, m_3 (с соответствующими десятичными коэффициентами) — тангенс угла потерь.

Для формирования регулирующих воздействий при уравнивании по индуктивности работает модулятор по последовательной схеме в цепи тока измеряемого объекта. Он содержит модуляционную обмотку n_m , расположенную на компараторе токов KT , и три коммутирующих элемента (ключа) K_4-K_6 . Один из ключей всегда открыт, а два закрыты. В нормальном состоянии открыт средний ключ K_5 , и тогда обмотка n_3 заземлена. При открывании ключа K_4 или K_6 последовательно с обмоткой n_3 включается согласно или встречно одна из половин модуляционной обмотки n_m , вследствие чего регулируемый параметр отклоняется от своего исходного значения в ту или другую сторону. Модуляция при уравнивании по тангенсу угла потерь производится по параллельной схеме. Модулятор по $\operatorname{tg} \delta$ содержит обмотку m_m , три ключа K_1-K_3 и модуляционный резистор R_m , подключенный к обмотке n_4 компаратора токов. Изменение шага модуляции при переходе от старших тетрад к младшим производится ступенчатым изменением числа витков обмотки m_m и величины резистора R_m . В качестве ключей K_1-K_6 в приборе применены полупроводниковые триоды, поскольку их остаточные параметры в данном случае практически не влияют на состояние равновесия мостовой цепи.

Как уже отмечалось, при создании моста одну из трудностей представлял автоматический переход с одной рабочей частоты на другую. В разработанном приборе малые индуктивности измеряют на частоте 10 кГц, большие — на частоте 1 кГц. Поскольку индуктивность — параметр нелинейный, зависящий от частоты, то при смене частоты на границе двух пределов измерения возможно возникновение неустойчивости. Это может быть в том случае, когда при переходе на старший предел значение индуктивности уменьшается вследствие изменения режима, и наоборот. Для обеспечения устойчивой безотказной работы моста во всем диапазоне измерения разработана специальная программа смены режимов в зависимости от включенного предела, суть которой заключается во введении вспомогательных дублирующих

пределов на границе смены частот, благодаря чему по крайней мере на одном пределе мост может работать как на одной, так и на другой рабочей частоте. В описываемом приборе имеются два предела, на которых возможна работа на любой из двух рабочих частот: 1—10 мГ и 10—100 мГ. График, показывающий программу смены частот по пределам, приведен на рис. 2.

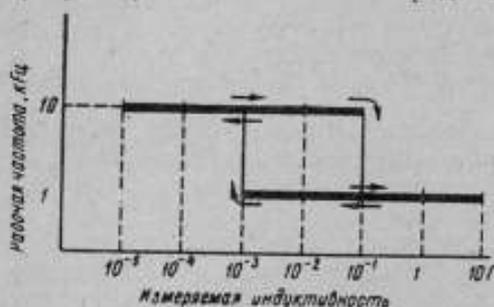


Рис. 2. Программа смены частот по пределам

Модуляционная экстремальная система автоматического уравнивания моста с небольшими изменениями аналогична системе уравнивания моста Р570, описанного в литературе [2, 4]. Для улучшения сходимости процесса уравнивания при больших значениях тангенса угла потерь осуществлена односторонняя развязка контуров регу-

лирования путем некоторого поворота фазы модуляционного сигнала. Для этого используют конденсаторы $C_1—C_4$, переключаемые в соответствии с набором витков старшей тетрады обмотки n_3 . Благодаря такой развязке мост одинаково четко, без сбоев, уравнивается как при малых, так и при больших значениях тангенса угла потерь объекта измерения.

Описанный мост изготовлен в виде действующего макета, который прошел тщательную экспериментальную проверку во всем диапазоне измеряемых величин при различных сочетаниях измеряемых параметров. Испытания показали полное соответствие технических характеристик макета расчетным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Будницкая Е. А., Нижний С. М. Установка для определения магнитных характеристик материалов на частотах до 10 кГц. Труды институтов Комитета. Новые методы и аппаратура для испытания ферромагнитных материалов, вып. 64(124), Стандартгиз, 1962.
2. Гриневич Ф. Б., Новик А. И., Чеботарев А. В. Цифровой автоматический экстремальный мост переменного тока. «Автометрия», 1965, № 5.
3. Гриневич Ф. Б., Чеботарев А. В., Новик А. И. Элементы и схемы цифровых экстремальных мостов переменного тока. Изд-во АН Кирг. ССР, Фрунзе, 1963.
4. Гриневич Ф. Б., Новик А. И., Мантуш А. И. Цифровой автоматический экстремальный мост переменного тока. Авт. свид. № 175126, «Бюлл. изобр.», 1965, № 19.

Ю. В. СЕЛЕЗНЕВ, Б. А. МОВЕНКО,
Л. М. КАПЛАН

К ВОПРОСУ ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В МАГНИТНОМЯГКИХ МАТЕРИАЛАХ МЕТОДОМ СТАТИСТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ (МОНТЕ-КАРЛО)

При перемагничивании в периодических полях кольцевых сердечников удельная мощность потерь определяется выражением [1]

$$P = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{1}{VT} \int_0^T e(t) i(t) dt, \quad (1)$$

где $e(t)$ — мгновенное значение э. д. с. в измерительной цепи;
 $i(t)$ — мгновенное значение тока в намагничивающей цепи;
 T — период перемагничивания;
 ω_1, ω_2 — количество витков в намагничивающей и измерительной обмотках соответственно;
 V — объем сердечника.

Для измерения удельной мощности могут быть использованы ваттметры. Однако вследствие искажения формы кривых магнитной индукции и напряженности поля в сердечнике или соответственно э. д. с. и тока в измерительной и намагничивающей цепях ваттметры, используемые для магнитных измерений, должны обладать широким частотным диапазоном. В соответствии с выражением (1) в алгоритм определения мощности входят операции умножения и интегрирования. Наиболее сложной для технической реализации является операция умножения. Ваттметры, в которых используются относительно несложные умножители, имеют невысокий класс точности, а электронные ваттметры повышенных классов точности характеризуются большой сложностью [2].

В настоящее время известны алгоритмы определения мощности, позволяющие исключить операцию умножения [3], однако они обладают недостаточно широким частотным диапазоном и поэтому оказываются непригодными для магнитных измерений.

В данной статье рассматривается метод измерений, исключаяющий как операцию умножения, так и операцию интегрирования и позволяющий создавать цифровые ваттметры высокого класса точности с широким частотным диапазоном.

В основу этого метода измерения положен метод статистических испытаний (Монте-Карло) [4]. Рассмотрим две независимые

случайные величины u_1 и u_2 , каждая из которых определена на интервале

$$0 \leq u_1 \leq U_1, \quad (2)$$

$$0 \leq u_2 \leq U_2.$$

Будем полагать, что плотности распределения случайных величин u_1 и u_2 равномерные.

В реальных условиях регистрация случайных величин u_1 и u_2 происходит во времени, поэтому областью значений этих величин будут являться прямоугольники, одной из сторон которых является интервал значений случайных величин (ток, напряжение), а второй — время. Назовем эти прямоугольники областью выборок.

Предположим, что в заданных областях выборок определены функции $f_1(t)$ и $f_2(t)$, удовлетворяющие условиям:

$$f_1(t) > 0, \max f_1(t) \leq U_1, 0 \leq t \leq T_u; \quad (3)$$

$$f_2(t) > 0, \max f_2(t) \leq U_2, 0 \leq t \leq T_u,$$

где T_u — время, в течение которого производятся выборки случайных величин u_1 и u_2 .

В этом случае вероятности того, что в данный момент времени t_k ($t_k < T_u$) значения случайных величин u_1 и u_2 не превысят значений функций $f_1(t_k)$ и $f_2(t_k)$, будут соответственно равны

$$p_{1k} = \frac{f_1(t_k)}{U_1}, \quad (4)$$

$$p_{2k} = \frac{f_2(t_k)}{U_2}. \quad (5)$$

Фиксирование случайных величин u_1 и u_2 при этом будем производить по схеме Бернулли. В этом случае характеристическое число λ_{ik} будет определяться таблицей

λ_{ik}	1	0
	p_{ik}	q_{ik}

(6)

где $i=1,2$; $q_{ik} = 1 - p_{ik}$; $k=1, 2, 3, \dots$. Поскольку u_1 и u_2 независимы, то совместная вероятность того, что в данный момент времени t_k $u_1 \leq f_1(t_k)$ (событие A) и $u_2 \leq f_2(t_k)$ (событие B), будет равна [5]:

$$p_k = p_{1k} \cdot p_{2k} = \frac{1}{U_1 U_2} f_1(t_k) f_2(t_k). \quad (7)$$

При этом характеристическое число λ_k совмещения событий A и B будет определяться таблицей

λ_k	1	0
	p_k	q_k

(8)

При объеме в n выборок относительная частота совмещения событий A и B будет равна

$$\omega_n = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \lambda_k, \quad (9)$$

а ее математическое ожидание определится выражением

$$M\omega_n = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n M\lambda_k = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n p_k. \quad (10)$$

Представим n в виде

$$n = \frac{T_n}{\Delta t}, \quad (11)$$

где Δt — усредненный период выборок.

В этом случае выражение (10) можно преобразовать к виду

$$M\omega_n = \frac{1}{T_n} \sum_{k=1}^n p_{1k} p_{2k} \Delta t. \quad (12)$$

В пределе, когда $\Delta t \rightarrow 0$ выражение (12) с учетом выражений (4) и (5) примет вид

$$m = \frac{1}{U_1 U_2} \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} f_1(t) f_2(t) dt. \quad (13)$$

Если под функциями $f_1(t)$ и $f_2(t)$ понимать напряжение и ток, то выражение (13) будет определять в общем виде активную мощность, т. е.

$$P = \frac{\alpha}{T_n} \int_0^{T_n} u(t) i(t) dt, \quad (14)$$

где L — усредненная за время T_n активная мощность;

$u(t)$ — мгновенное значение напряжения;

$i(t)$ — мгновенное значение тока;

α — масштабный множитель.

В соответствии с условиями (3) выбора функций на форму тока и напряжения никакие ограничения не накладываются. Полученные результаты могут быть обобщены на случай, когда функции $f_1(t)$ и $f_2(t)$ знакопеременны. В этом случае реализация процесса измерения незначительно усложняется.

Представляет интерес произвести оценку погрешностей вышеизложенного метода измерения мощности потерь.

В реальных устройствах невозможно обеспечить условия предельного перехода от выражения (12) к выражению (13). По-

этому, заведомо допуская ошибку, мы оцениваем ее с помощью формулы прямоугольников при замене интеграла (13) суммой конечного числа слагаемых выражением [6]:

$$R \leq \frac{M_2 T_n^3}{24 n^2}, \quad (15)$$

где R — абсолютное значение ошибки;

M_2 — максимум модуля второй производной подынтегральной функции на отрезке $(0, T_n)$.

В этом случае приведенная относительная погрешность будет

$$\delta_1 = \frac{R}{P_0 T_n} \leq \frac{M_2 T_n^2}{24 n^2 P_0}, \quad (16)$$

где P_0 — предел измерения мощности.

Оценим далее погрешность, связанную с использованием статистического метода измерений.

Результат измерений есть случайная величина с математическим ожиданием, определяемым выражением (12) и дисперсией

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n [(1-p_k)^2 p_k + (0-p_k)^2 (1-p_k)] = \\ &= \frac{1}{T_n} \sum_{k=1}^n (1-p_k) p_k \Delta t \approx \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} [1-p(t)] p(t) dt. \end{aligned} \quad (17)$$

Отсюда, на основании центральной предельной теоремы [5] можно определить необходимый объем выборок, чтобы с заданной доверительной вероятностью Q относительная погрешность не превысила допустимой δ_2 . Это определяется из выражения:

$$Q = 2\Phi\left(\frac{\delta_2 \sqrt{n}}{\sigma}\right), \quad (18)$$

где Φ — функция Лапласа.

Кроме того, определим погрешность, возникающую вследствие неkratности времени измерения периоду входных сигналов.

Пусть $T_n = rT + \Delta t$,

где r — целое число;

T — период входных сигналов;

Δt — отрезок времени, меньший периода.

Тогда результат измерения можно представить в виде

$$P_1 = \frac{PrT + \int_0^{\Delta t} p(t) dt}{rT + \Delta t}, \quad (19)$$

где $P = \frac{1}{rT} \int_0^{rT} p(t) dt$ — истинное значение средней за период активной мощности.

Выражение (19) может быть преобразовано

$$P_1 = \frac{PrT + P\Delta t + \int_0^{\Delta t} [p(t) - P] dt}{rT + \Delta t} = P \left\{ 1 + \frac{\int_0^{\Delta t} \left[\frac{p(t)}{P} - 1 \right] dt}{rT + \Delta t} \right\}. \quad (20)$$

При $rT \gg \Delta t$ относительная погрешность измерения δ_2 будет

$$\delta_2 \leq \frac{2\Delta t}{rT}. \quad (21)$$

Оценим возможности реализации метода статистических испытаний для измерения мощности потерь.

При измерении мощности периодических сигналов частотный диапазон ограничивается минимально возможным временем сравнения. В настоящее время уже существуют устройства, позволяющие осуществлять операцию сравнения за время порядка одной наносекунды [7, 8].

Точность измерения мощности определяется в первую очередь объемом выборок. Измерения с погрешностью порядка 0,1% можно получить при объеме в несколько сот тысяч выборок. При тактовой частоте выборок 50 МГц измерение будет длиться порядка 0,01 с.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов, Госэнергоиздат, 1962.
2. Пенеску К. Измерение активной и реактивной мощности устройствами с цифровым отсчетом, БТИ ОРГРЭС 1968.
3. Кирьянов В. П., Клисторин И. Ф., Коршевер И. И., Цапенко П. М. Преобразование интегральных характеристик периодических напряжений во временной интервал, «Автоматрия», № 2, 1969.
4. Бусленко Н. П., Шрейдер Ю. А. Метод статистических испытаний (Монте-Карло) и его реализация на цифровых вычислительных машинах, Физматгиз, 1961.
5. Румшинский Л. З. Элементы теории вероятностей, Физматгиз, 1963.
6. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике, 1963.
7. Шиндлер Х. Использование новейших полупроводниковых схем в сверхбыстродействующем цифровом СВЧ преобразователе, «Электроника», Русс. пер., № 35, 1963.
8. Кузнецов А. А., Кузнецов О. А. Элементы быстродействующих аналогоцифровых преобразователей, Энергия, 1969.

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	4
Е. Н. Чечурина, Е. Г. Шрамков. Состояние и перспективы развития метрологической базы магнитных измерений	4
Ю. В. Афанасьев, М. Б. Гринбаум, В. Л. Канторович, Е. М. Певзнер, Е. А. Петров. Новый метод измерения напряженности постоянного магнитного поля	11
Е. А. Андриевский, Ю. М. Панчишин, С. Г. Тарапов. Новый метод измерения индукции переменных магнитных полей	17
М. М. Тельминов. Применение электронного парамагнитного резонанса для точных измерений напряженности постоянных магнитных полей	28
А. А. Кравченко, Ю. А. Скрипник, С. Г. Тарапов. Выходоточные холловские измерители магнитной индукции	32
В. В. Брайко, А. Д. Ниженский, Ю. А. Скрипник, С. Г. Тарапов. Миллитесламетр с использованием эффекта Холла	38
В. В. Коген-Далин, Е. В. Комаров, Ю. А. Смольцов. Автоматическая регистрация координатных составляющих индукции магнитного поля систем с осевой симметрией (для приборов СВЧ)	42
Е. М. Новогренко. Устройство с преобразователем Холла для измерения напряженности магнитного поля внутри магнитопроводов	46
М. А. Веденев, В. И. Дрожжина, В. А. Куликов. Феррозондовый измеритель напряженности внутреннего постоянного магнитного поля ферромагнитных образцов	54
М. А. Артемова, М. И. Гротовицкий, В. И. Зингермай, [В. Н. Сепетый]. Некоторые погрешности, возникающие при испытании образцов магнитнотвердых материалов	56
Б. А. Маршаленко, С. Г. Тарапов, Н. Е. Февралева. Устройство для определения характеристик магнитнотвердых материалов с измерением индукции по величине напряжения Холла в испытуемом образце	63
В. А. Васильева, В. В. Мартынов, В. Е. Новогренко, И. И. Пеккер. О методике контроля многополюсных постоянных магнитов	67
В. В. Коген-Далин, М. Л. Солодова. Характеристики магнитнотвердых материалов, определяющие состояние магнита в сложных системах	71

И. А. Богущ. Уставка для определения магнитных характеристик образцов магнитотвердых материалов в интервале температур 20—550° С	75
А. В. Миткевич. Методика исследования стабильности постоянных магнитов и магнитных систем	77
В. И. Зайцев, С. А. Снектор, Е. Г. Шрамков. Аппаратура для исследования стабильности магнитных систем с постоянными магнитами	83
В. Н. Боровин, В. С. Ильин, А. В. Миткевич, В. Л. Чечурин. Магнитометр для исследования и контроля стабильности магнитов и систем квазиуравновешенным методом	89
В. И. Зайцев. Исследование работы нулевого указателя в индукционно-импульсных схемах прямого сравнения	93
Ю. Н. Маслов, Ю. В. Селезнев. Магнитноконтактные преобразователи для контроля магнитных параметров	101
В. И. Долгих, Т. С. Журавлева, В. Ф. Митина. Приборы для испытания ферромагнитных материалов и измерения периодических магнитных полей	106
Ю. А. Вдовин, Г. И. Дмитриев, И. А. Кадочников, А. Н. Кузнецов. Динамическое перемагничивание с синусоидальной формой потока при испытаниях ферромагнитных материалов	111
П. О. Хачатрян. Новый метод определения динамических характеристик намагничивания в диапазоне частот 50—20 000 Гц	117
С. Х. Гиршовичус, Н. С. Розовский, Е. Б. Седова. Проблемы оценки качества магнитных материалов для магнитных головок в процессе их пооперационного изготовления при крупносерийном производстве	128
А. П. Викулов. Приборы для определения основных параметров марганец-цинковых ферритов	136
Г. П. Рыжков, Ю. В. Селезнев. Некоторые соображения о выборе характеристик и установок для их определения при технологическом контроле магнитных свойств изделий из ферритов в массовом производстве	147
Я. Е. Граубиньш, И. Х. Прусис, У. А. Улманис. Методика дистанционного измерения характеристик ферритов	153
И. В. Сильванский, А. Я. Шихин, В. В. Яковлев. Исследование ферромагнитных материалов в условиях медленно изменяющегося магнитного поля	161
А. Н. Ясевский. Об одном методе построения автоматической аппаратуры для измерения статических магнитных характеристик магнитных материалов	169
Г. С. Галикян, И. И. Пеккер, С. И. Тарасов. Контроль магнитных характеристик постоянных магнитов методом сравнения	175
П. П. Маркин, В. В. Мартынов, А. М. Мордвицев. Усовершенствование ферротестера	183
А. З. Векслер, М. Я. Любимцев. Исследование интеграторов напряжения, применяемых для испытания магнитных материалов в импульсном режиме	190
Н. П. Горячев. Электронные интеграторы для измерения быстро изменяющихся магнитных потоков	197
Д. П. Добромислов, Г. Б. Зброжек, Ю. В. Картавых. Нелинейные интеграторы и их применение в магнитных измерениях	205

	Стр.
С. И. Тарасов. Установка для измерения малых магнитных потоков при однократном перемагничивании	213
Ю. В. Картавых. О погрешности интегрирования импульсов напряжения RC -интеграторами : : :	216
А. З. Векслер, Ю. И. Дидик. К измерению амплитуды импульсов прямоугольной формы	224
С. А. Миленина, А. И. Пирогов. Установка для получения статических характеристик малогабаритных магнитных сердечников при полном и неполном перемагничивании	227
О. П. Козлов, В. Б. Кравченко, А. А. Липман. Лабораторная установка и приборы для измерения магнитных потоков и времени перемагничивания малогабаритных магнитных сердечников	234
Д. П. Добромислов. Установка для контроля параметров динамической петли гистерезиса магнитных сердечников	245
Э. В. Лещев, А. Л. Логутко, Н. М. Салацкий, Г. И. Фролов. Методы исследования статических и динамических свойств тонких магнитных пленок	249
М. М. Червинский. Магнитные свойства монокристаллических пленок ферритов и методы их определения	264
Г. И. Русов, Б. П. Тушков, Г. И. Фиш, Н. С. Чистяков. Измерение магнитных и сверхвысокочастотных параметров тонких магнитных пленок	271
А. С. Мельник, С. С. Михайловский, Н. М. Салацкий, Э. И. Синегубова, В. П. Хрусталева. Комплект установок для лабораторного исследования восприимчивости и ферромагнитного резонанса в тонких магнитных пленках	280
Н. В. Левницкая. Некоторые методы контроля приборов непосредственной оценки	288
М. С. Евдокимов, Е. Н. Мотора, Ю. А. Скрипник. Измерители индуктивностей и углов потерь в широком диапазоне частот	294
Е. А. Будницкая, Ф. Б. Гриневич, А. И. Новик, Ю. А. Смоляр, Н. А. Фещенко. Цифровой экстремальный мост для измерения параметров катушек индуктивности	301
Ю. В. Селезнев, Б. А. Мовенко, Л. М. Каплан. К вопросу измерения удельной мощности потерь в магнитномягких материалах методом статистических испытаний (Монте-Карло)	307
Рефераты статей, опубликованных в сборнике	316

**ПРОБЛЕМЫ МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИИ
И МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ**

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 133 (193)

Редактор *Н. Н. Александрова*
Техн. редактор *Э. Г. Вагер*

Сдано в производство 12/IV 1971 г. Подписано к печати 25/X 1971 г.
М-46159.21 печ. л. 25,4 уч.-изд. л. Формат 60×90¹/₁₆. Тираж 2000 экз.
Цена 2 р. 39 к. Заказ 593.

Издательство стандартов
Москва, К-1, ул. Щукина, 4

Владимирская типография Главполиграфпрома Комитета по печати
при Совете Министров СССР
г. Владимир, ул. Победы, 186

УДК 389.12.089.6(47+57) : {621.317.4+621.318.1}

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ БАЗЫ МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Е. Н. Чечурина, Е. Г. Шрамков

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 4—11.

Рассматриваются эталоны магнитных величин и методы передачи значений единиц от эталонов образцовым и рабочим мерам и приборам. Обсуждаются вопросы, связанные с аттестацией стандартных образцов магнитных материалов.

Иллюстраций 2, библиографий 9.

УДК 621.317.42 : 538.228.2

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОСТОЯННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

*Ю. В. Афанасьев, М. Б. Гринбаум, В. Л. Канторович,
Е. М. Певзнер, Е. А. Петров*

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 11—16.

Описан метод измерения напряженности постоянного магнитного поля, основанный на возникновении э.д.с. за счет периодического изменения поперечного сечения контура. Для возбуждения контура используется электрострикционный эффект.

Иллюстраций 3, библиографий 5.

УДК 621.317.421.013

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ИНДУКЦИИ ПЕРЕМЕННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Е. А. Андриевский, Ю. М. Панчишин, С. Г. Таранов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 17—28.

Рассмотрен метод измерения индукции переменных магнитных полей с использованием измерительного преобразователя магнитосопротивления. Описан принцип построения компараторов переменной магнитной индукции. Оценены погрешности измерений.

Теоретический анализ и эксперименты показали, что данный метод позволяет измерять переменную магнитную индукцию (0,1 Т) с погрешностью не выше $\pm 0,5\%$ в диапазоне частот до нескольких сотен килогерц.

Таблиц 6, иллюстраций 4, библиографий 6.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО ПАРАМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА ДЛЯ ТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

М. М. Тельминов.

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 28—32.

Приведены результаты исследований метрологических характеристик органических свободных радикалов, которые используются в преобразователях ЭПР-магнитометров. g -фактор неспаренного электрона определен путем сравнения с гиромагнитным отношением протона. На основе анализа систематических погрешностей разработана методика измерения напряженности поля методом электронного парамагнитного резонанса и блок-схема ЭПР-магнитометра.

Для уменьшения сменных выносных генератор-преобразователей использована индуктивно-емкостная связь катушки-преобразователя с автодином.

Таблиц 1, иллюстраций 2.

УДК 621.317.421 : 538.632

ВЫСОКОТОЧНЫЕ ХОЛЛОВСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

А. А. Кравченко, Ю. А. Скрипник, С. Г. Таранов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971, стр. 32—37.

Рассматриваются схемы компенсационных измерителей индукции слабых магнитных полей (до 0,1—1 мТ), измерителей индукции сильных магнитных полей (больше 1 мТ) с отрицательной обратной связью по индукции и модуляцией промежуточного сигнала и измерителей с автоматической калибровкой.

Погрешности измерителей лежат в пределах 0,1—0,5%.

Иллюстраций 3, библиографий 4.

УДК 621.317.421

МИЛЛИТЕСЛАМЕТР С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭФФЕКТА ХОЛЛА

В. В. Брайко, А. Д. Ниженский, Ю. А. Скрипник, С. Г. Таранов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 38—42.

Описан миллитесламетр с преобразователем Холла, имеющий стабилизированный по частоте и амплитуде источник переменного тока и узкополосный усилитель со стабильным коэффициентом усиления.

Предел измерения прибора 0,05 мТ. Основная погрешность составляет 1%, температурная не превышает 1% на 10° С.

Иллюстраций 1.

УДК 621.317.421.087.4 : 538.632.087.9

**АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГИСТРАЦИЯ
КООРДИНАТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ИНДУКЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ
СИСТЕМ С ОСЕВОЙ СИММЕТРИЕЙ (ДЛЯ ПРИБОРОВ СВЧ)**

В. В. Коген-Далин, Е. В. Комаров, Ю. А. Смольцов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 42—46.

Описана установка с преобразователями Холла для записи на бумажной ленте трех составляющих магнитной индукции (осевой, радиальной и азимутальной) и их отклонений при изменении координат. Диаметр измерительного зонда равен 6 мм.

Погрешность измерения составляющих индукции в пределах (2,5—100) мТ не превышает $\pm 1\%$.

УДК 621.317.443 : 621.317.43) : 538.632.087.9

**УСТРОЙСТВО С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ХОЛЛА
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ
ВНУТРИ МАГНИТОПРОВОДОВ**

Е. М. Новогренко.

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 46—54.

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований напряженности магнитного поля внутри стальных магнитопроводов методом цилиндрической пещерки.

Погрешность измерений составляет около 10%.

Таблиц 2, иллюстраций 3.

УДК 620.179.143 ; (621.317.443 : 621.318.122)

**ФЕРРОЗОНДОВЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ НАПРЯЖЕННОСТИ
ВНУТРЕННЕГО ПОСТОЯННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ
ФЕРРОМАГНИТНЫХ ОБРАЗЦОВ**

М. А. Веденев, В. И. Дрожжина, В. А. Куликов.

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 54—55.

Описан прибор с феррозондовым измерителем для испытания образцов в виде пластинок или дисков монокристаллов. Длина феррозонда 10 мм.

Наименьший предел измерений прибора составляет 0,2 А/м.

**НЕКОТОРЫЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВОЗНИКАЮЩИЕ
ПРИ ИСПЫТАНИИ ОБРАЗЦОВ МАГНИТНОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ**

*М. А. Аргемова, М. И. Гробовицкий,
В. И. Зингерман, В. Н. Селецкий*

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 56—62.

Рассмотрены погрешности определения кривых намагничивания образцов магнитотвердых материалов в виде прямоугольных параллелепипедов. Изучено влияние зазоров между полюсными наконечниками и торцами образца на результаты измерения напряженности поля и магнитной индукции. Приведены соображения о погрешностях измерительных преобразователей. Показано, что при соблюдении условий, сформулированных в ГОСТ 13601—68, погрешность определения остаточной индукции и коэрцитивной силы будет составлять около 3%.

Таблиц 1, иллюстраций 3, библиографий 4.

**УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
МАГНИТНОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ С ИЗМЕРЕНИЕМ ИНДУКЦИИ
ПО ВЕЛИЧИНЕ НАПРЯЖЕНИЯ ХОЛЛА В ИСПЫТУЕМОМ ОБРАЗЦЕ**

Б. А. Маршаленко, С. Г. Таранов, Н. Е. Фебралева

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 63—67.

Описан бескоммутационный способ определения индукции, основанный на измерении в. д. с. Холла в образце. Приведена принципиальная схема макета установки. Рассмотрены источники погрешностей.

Иллюстраций 3, библиографий 2.

**О МЕТОДИКЕ КОНТРОЛЯ МНОГОПОЛЮСНЫХ
ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ**

*В. А. Васильева, В. В. Маргусов,
В. Е. Новогренко, И. И. Пеккер*

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 67—71.

Показано, что контроль по усредненным потокам полюсов магнита в двух режимах его работы (после намагничивания и после частичного размагничивания) недостаточен.

Предлагается испытывать многополюсные магниты с помощью обмотки, расположенной на индукторе.

Иллюстраций 3, библиографий 2.

УДК 538.24 : 621.318.12

**ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ,
ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ СОСТОЯНИЕ МАГНИТА В СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ**

В. В. Коген-Далин, М. Л. Солодова.

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 71—75.

Показано, что кроме предельных кривых размагничивания, для определения состояния магнита в сложных системах необходимо построить кривые первоначального намагничивания в направлении магнитной текстуры и перпендикулярно к ней, а также кривые размагничивания в двух металлографических направлениях.

Иллюстраций 3.

УДК 621.317.443.082.6 : 621.318.12

**УСТАНОВКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
ОБРАЗЦОВ МАГНИТОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ
В ИНТЕРВАЛЕ ТЕМПЕРАТУР
20—550° С**

И. О. Богун

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 75—77.

Описана блок-схема установки, состоящий из пермеаметра и ферротестера с электронно-лучевым индикатором. В зазоре пермеаметра установлена электрическая печь для нагрева образцов длиной до 10 см.

Иллюстраций 1, библиографий 5.

УДК 621.318.2.016.35

**МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ
ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ И МАГНИТНЫХ СИСТЕМ**

А. В. Миткевич.

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 77—82.

Излагаются методы исследования стабильности, основанные на четком разделении влияния различных факторов и ускорении испытаний.

Приводятся результаты исследования стабильности постоянных магнитов и магнитных систем.

Таблиц 1, библиографий 2.

АППАРАТУРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В. М. Зайцев, С. А. Спектор, Е. Г. Шрамков

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 83—88.

Описаны магнитные компараторы, использующие в качестве магнитной меры однородное поле электромагнита, индукция которого определяется методом ядерного магнитного резонанса. С помощью этих приборов можно производить как абсолютные, так и относительные измерения магнитной индукции, причем процесс измерения относительно просто автоматизировать. Погрешность измерений в основном определяется нестабильностью коэффициента преобразования измерительного устройства.

Иллюстраций 4, библиографий 4.

УДК 621.317.444 : 621.318.2/3

МАГНИТОМЕТР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И КОНТРОЛЯ СТАБИЛЬНОСТИ МАГНИТОВ И СИСТЕМ КВАЗИУРАВНОВЕШЕННЫМ МЕТОДОМ

**Б. Н. Боронин, В. С. Ильин,
А. В. Миткевич, В. Л. Чезурин**

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 89—93.

Рассмотрен метод исследования стабильности магнитов с использованием неполного уравновешивания двух магнитных потоков. Дана принципиальная схема магнитометра. Аппаратура может быть использована также для определения температурных коэффициентов магнитной индукции магнитов.

Иллюстраций 1, библиографий 4.

УДК 621.317.715

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ НУЛЕВОГО УКАЗАТЕЛЯ В ИНДУКЦИОННО-ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМАХ ПРЯМОГО СРАВНЕНИЯ

В. И. Зайцев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 93—100.

Рассмотрены различные формы импульса на отклонение рамки гальванометра. Оценены погрешности измерений при сравнении импульсов разной формы и предложен способ их снижения.

Иллюстраций 4, библиографий 11.

**МАГНИТНОКОНТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ДЛЯ КОНТРОЛЯ МАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ**

Ю. Н. Маслов, Ю. В. Сеазнев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 101—106.

Рассматривается соотношение между контролируемыми магнитными параметрами сердечников электромагнитных устройств и выходными величинами преобразователей параметрического и трансформаторного типов. Приведены блок-схемы преобразователей и даны рекомендации по повышению их чувствительности. Сформулированы требования к материалу магнитопровода сердечников, рассмотрены источники погрешностей преобразователей.

Иллюстраций 2, библиографий 8.

УДК (620.1 : 621.318.122+621.317.42) : 538.632

**ПРИБОРЫ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
И ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ**

В. И. Долгих, Т. С. Журавлева, В. Ф. Митина

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 106—111.

Описывается векторметр для измерения магнитной индукции постоянного и переменного магнитных полей от 0,001 до 3 Т и угла сдвига между магнитным потоком и намагничивающим током от 1 до 90°, а также ваттметр активной мощности для измерения больших мощностей в цепях, содержащих ферромагнитные сердечники.

Принцип действия обоих приборов основан на использовании эффекта Холла.

Иллюстраций 4.

**ДИНАМИЧЕСКОЕ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЕ
С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФОРМОЙ ПОТОКА ПРИ ИСПЫТАНИЯХ
ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ**

**Ю. А. Вдовин, Г. И. Дмитриев, А. И. Кадочников,
А. Н. Кузнецов**

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 111—117.

Обсуждается целесообразность применения при испытаниях магнитномягких материалов режима перемагничивания с синусоидальной формой потока при глубоком заходе в насыщение. Рассматривается способ формирования синусоидального магнитного потока в магнитномягких материалах при помощи усилителя с обратной связью, подаваемой с вторичной обмотки образца. На основании анализа работы схемы формулируются требования к проектированию усилителей подобного назначения. Приводятся схемы усилителей, позволяющих получать практически синусоидальную индукцию в образцах из электротехнической стали весом до 100 г на частотах 50 и 500 Гц, а также в образцах из сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса на частоте до 1 кГц. Иллюстраций 4, библиографий 7.

УДК 538.244 : 621.318.13

**НОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК
НАМАГНИЧИВАНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 50—20 000 Гц**

П. О. Хачатрян

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 117—128.

Описана установка для определения динамических характеристик намагничивания магнитномягких материалов по первым гармоникам (в режиме синусоидальной индукции и при подмагничивании постоянным полем) путем непосредственной оценки потребления активной и реактивной мощности сердечника. Дана принципиальная схема. Приведены характеристики образцов электротехнической стали, определенные этим методом. Иллюстраций 8, библиографий 2.

**ПРОБЛЕМЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
ДЛЯ МАГНИТНЫХ ГОЛОВОК В ПРОЦЕССЕ ИХ ПООПЕРАЦИОННОГО
ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПРИ КРУПНОСЕРИЙНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ**

С. Х. Гишновичус, Н. С. Розовский, Е. Б. Седова

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 128—136.

Обсуждаются вопросы исследования свойств сердечников изделий из магнитномягких материалов с высокой магнитной проницаемостью в условиях эксплуатации (после отжига, склейки пласти, залвки сердечников компаундами и других технологических операций). Сердечники имеют как замкнутую, так и разомкнутую магнитную цепь и работают в переменных магнитных полях.

Приведены экспериментальные данные.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 8.

УДК 621.318.134

**ПРИБОРЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ
МАРГАНЕЦ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ**

А. П. Викулов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 136—146.

Приведены схемы и технические характеристики приборов, предназначенных для определения основных параметров ферритов марганец-цинковой группы с использованием одновитковых разъемных намагничивающих цепей и для измерения параметров катушек с ферритовыми сердечниками.

Таблиц 2, иллюстраций 6, библиографий 11.

УДК 691.042.15

**НЕКОТОРЫЕ СООБРАЖЕНИЯ О ВЫБОРЕ ХАРАКТЕРИСТИК
И УСТАНОВОК ДЛЯ ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ
КОНТРОЛЕ МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ ИЗДЕЛИЙ ИЗ ФЕРРИТОВ
В МАССОВОМ ПРОИЗВОДСТВЕ**

Г. П. Рыжков, Ю. В. Селезнев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 147—153.

Предложено для контроля магнитных свойств ферритовых сердечников принять в качестве основных параметров модуль полной магнитной проницаемости и мощность магнитных потерь. Изложены принципы построения соответствующей автоматизированной аппаратуры для разбраковки сердечников.

Иллюстраций 3, библиографий 14.

МЕТОДИКА ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ФЕРРИТОВ

Я. Е. Граубиный, И. Х. Прусис, У. А. Урманис

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 153—160.

Рассматривается применение дифференциального трансформатора по схеме компаратора токов для дистанционного измерения магнитной проницаемости и тангенса угла потерь ферритов в звуковом и радиочастотном диапазонах частот, а также для измерения магнитной дезаккомодации и магнитоотрицания в статическом и динамическом режимах намагничивания.

Иллюстраций 8, библиографий 14.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В УСЛОВИЯХ МЕДЛЕННО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

И. В. Сильванский, А. Я. Шихин, В. В. Яковлев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 161—169.

Описана разработанная в МЭИ установка для исследования статических характеристик образцов магнитотвердых материалов. Дана блок-схема установки, где намагничивание осуществляется током частотой 0,07 Гц. В установке использованы преобразователи B и H индукционного типа в виде катушек и потенциалометров.

Погрешности измерения и регистрации (с помощью двухкоординатного потенциометра) индукции и напряженности поля при записи гистерезисных петель лежат в пределах 1—2%.

Иллюстраций 6, библиографий 5.

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

А. Н. Ясенский

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 169—175.

Рассматривается метод измерения статических магнитных характеристик материалов при линейном во времени изменении магнитной индукции. Дана структурная схема и описан макет автоматической установки для записи кривых намагничивания и статических петель гистерезиса тороидальных образцов магнитномягких материалов. Дан анализ погрешностей аппаратуры.

Иллюстраций 5, библиографий 5.

КОНТРОЛЬ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ МЕТОДОМ СРАВНЕНИЯ

Г. С. Галикин, И. И. Пеккер, С. И. Тарасов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 175—182.

Рассматриваются автоматы, в которых на базе дифференциального параметра реализуется метод сравнения рабочих участков кривых размагничивания испытуемого и образцового магнитов.

Описано новое автоматическое устройство, в котором в качестве преобразователей магнитного потока использованы ненасыщающиеся трансформаторы,резанные в магнитопроводы двух идентичных С-образных пермеаметров. Иллюстраций 5, библиографий 6.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ФЕРРОТЕСТЕРА

П. П. Маркин, В. В. Мартынов, А. М. Мордвицев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 183—190.

Описан преобразователь магнитной индукции, располагаемый на полюсе электромагнита и избавляющий от необходимости при испытаниях с помощью ферротестера наносить на магниты обмотки. Рассмотрено электронное устройство, позволяющее непосредственно отсчитывать магнитную энергию испытуемых образцов с погрешностью не выше $\pm 5\%$.

Иллюстраций 3, библиографий 3.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

А. З. Векслер, М. Я. Любимцев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 190—197.

Рассмотрены наиболее эффективные методы интегрирования коротких импульсов напряжения (применение усилителя с отрицательной обратной связью, с большим динамическим сопротивлением, интеграторов, построенных на пассивных элементах). Приведены принципиальные схемы интеграторов различных типов.

Иллюстраций 3, библиографий 12.

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИНТЕГРАТОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БЫСТРО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ

Н. П. Горячев

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 197—204.

Рассмотрены характеристики двух основных типов электронных интеграторов, применяемых в технике измерения быстро изменяющихся магнитных потоков, определены ошибки интегрирования в заданном интервале времени и исследована стабильность их масштабных коэффициентов.

Иллюстраций 4, библиографий 6.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИНТЕГРАТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Д. П. Добромислов, Г. Б. Зброжек, Ю. В. Картавых

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971, стр. 205—212.

Статья посвящена результатам исследования простейших нелинейных *RC*-интеграторов и перспективам их применения в магнитоизмерительной аппаратуре.

Иллюстраций 5, библиографий 8.

УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ ПРИ ОДНОКРАТНОМ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИИ

С. И. Тарасов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 213—216.

Рассматриваются два варианта приставки (на основе многокаскадной интегрирующей *RC*-цепочки и колебательного *LC*-контура) к импульсному милливольтметру для измерения малых магнитных потоков малогабаритных сердечников при их однократном перемагничивании. Приведены параметры элементов схем.

Таблиц 2, иллюстраций 2.

УДК 621.317.32 : 681.332.35.088.

О ПОГРЕШНОСТИ ИНТЕГРИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ RC-ИНТЕГРАТОРАМИ

Ю. В. Картавых

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 216—224.

Приведены результаты теоретического и экспериментального исследования работы RC-интеграторов при интегрировании импульсных сигналов различной формы. Выведены формулы максимальной погрешности интегрирования импульсов, предложен способ устранения некоторых составляющих ошибки интегрирования активного RC-интегратора.

Иллюстраций 8, библиографий 3.

УДК 621.317.75

К ИЗМЕРЕНИЮ АМПЛИТУДЫ ИМПУЛЬСОВ НЕПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

А. З. Векслер, Ю. И. Дидик

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 224—227.

Рассмотрены пороговые устройства для измерения амплитуд сигналов непрямоугольной формы при испытании магнитных материалов в режиме импульсного намагничивания. Теоретические положения подтверждены экспериментально.

Иллюстраций 3.

УДК 621.317.43.042.1

УСТАНОВКА ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАЛОГАБАРИТНЫХ МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ ПРИ ПОЛНОМ И НЕПОЛНОМ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИИ

С. А. Миленина, А. И. Пирогов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 227—234.

Предложена программа последовательности импульсов напряженности магнитного поля, позволяющая измерять произвольные частные циклы, а также цикл, близкий к предельному. Эта же программа может быть использована для снятия кривой первоначального намагничивания.

Приведена блок-схема и технические данные установки, реализующей данную программу и принцип измерения.

Иллюстраций 3, библиографий 6.

**ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ И ВРЕМЕНИ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ
МАЛОГАБАРИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ**

О. П. Козлов, В. Б. Кравченко, А. А. Линман

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 234—245.

Описана разработанная в МЭИ установка с использованием серийных многопредельных приборов (генераторы, вольтметры, осциллограф и т. п.) для измерения магнитных потоков (в пределах от 1 нВб до 1 мВб) малогабаритных сердечников из материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Приведены блок-схема и эксплуатационные параметры установки.

Измерительная схема установки использована для создания измерителя времени перемагничивания сердечника. Дан анализ источников погрешностей измерений.

Иллюстраций 6, библиографий 3.

**УСТАНОВКА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПЕТЛИ
ГИСТЕРЕЗИСА МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ**

Д. П. Добромыслов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 245—248.

Описана схема для измерения напряженности поля «трогания» и «финиша», использующая перемагничивание сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса приблизительно линейно нарастающим током.

Иллюстраций 5.

**МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ
СВОЙСТВ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК**

Э. В. Лещев, А. Л. Логутко, Н. М. Саланский,
Г. И. Фролов

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 249—264.

Статья носит обзорный характер. Дан краткий анализ имеющихся методов исследования тонких магнитных пленок. Описаны также оригинальные или значительно модифицированные методы измерения статических и динамических параметров пленок. Приведены блок-схемы установок.

Иллюстраций 11.

МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК ФЕРРИТОВ И МЕТОДЫ ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

М. М. Червинский

Труды метрологических институтов СГССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 264—270.

Приводится решение системы резонансных уравнений для трех направлений в пленке. Определены магнитомеханическое отношение, намагниченность насыщения и поле анизотропии.

Дан вывод формулы, позволяющий определить магнитоупругую энергию в пленках. Вычислена критическая толщина пленок для различных соотношений константы естественной анизотропии K_1 и магнитоупругой энергии $\sigma^2_{[100]}$. Близкое совпадение вычисленных и измеренных величин подтверждает принятую модель.

Таблиц 4, иллюстраций 1, библиографий 8.

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ И СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК

Г. И. Русов, Б. П. Тушков, Г. И. Фиш
Н. С. Чистяков

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 271—280.

Описываются экспериментальные волноводные установки, работающие в диапазоне 9000 МГц и позволяющие измерить намагниченность насыщения, значение и распределение магнитной анизотропии, константу обменного взаимодействия, ширину линии резонансного поглощения ΔH , а также составляющие комплексной СВЧ восприимчивости (χ' и χ'') как в слабых магнитных полях, так и в полях, соответствующих ферромагнитному резонансу. По результатам этих измерений можно судить о качестве пленок и о возможности их практического применения, например в технике СВЧ.

Таблиц 1, иллюстраций 5, библиографий 10.

**КОМПЛЕКТ УСТАНОВОК ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ
ВОСПРИИМЧИВОСТИ И ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА В ТОНКИХ
МАГНИТНЫХ ПЛЕНКАХ**

А. С. Мельник, С. С. Михайловский, Н. М. Салавский
З. И. Синегулова, Б. П. Хрусталева

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 280—288.

Описан комплект аппаратуры, состоящий из четырех установок для лабораторного исследования магнитной восприимчивости тонких магнитных пленок в диапазонах частот 1—30 и 20—2000 МГц и ферромагнитного резонанса при частотах 20—2000 и 1000—4000 МГц. Приведены блок-схемы установок, а также кривые зависимости восприимчивости от амплитуды высокочастотного поля.

Иллюстраций 10, библиографий 3.

**НЕКОТОРЫЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ПРИБОРОВ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ
ОЦЕНКИ**

Н. В. Левицкая

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 288—294.

Рассматривается метод создания нормализованного сигнала, коэффициент усреднения или коэффициент амплитуды которого равен соответствующим коэффициентам реального сильно искаженного сигнала э. д. с., индуктированного в измерительной обмотке образца.

Этот нормализованный сигнал подается на вход измерительной системы вольтметров и ваттметров для исследования погрешностей за счет нелинейности ее характеристик.

Библиографий 2.

УДК 621.317.334

ИЗМЕРИТЕЛИ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И УГЛОВ ПОТЕРЬ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

М. С. Евдокимов, Е. Н. Мотора, Ю. А. Скрипник

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 294—300.

Рассматривается амплитудно-фазовый метод измерения одновитковой индуктивности и угла потерь ферритовых сердечников. Приведены схемы фазосдвигающих цепей для измерения индуктивности и угла потерь по последовательной и параллельной схемам замещения с использованием вольтметра и фазометра. Дан анализ погрешностей измерения. Приведена схема измерителя.

Утверждается, что данный метод может быть использован для измерения индуктивностей в пределах 10^{-7} — 10^{-2} Г и углов потерь от $1 \cdot 10^{-2}$ до $5 \cdot 10^{-2}$ в диапазоне частот 10^3 — 10^6 Гц.

Иллюстраций 4, библиографий 4.

УДК 621.317.733.011.3

ЦИФРОВОЙ ЭКСТРЕМАЛЬНЫЙ МОСТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Е. А. Будницкая, Ф. Б. Грицевич, А. И. Новик, Ю. А. Смоляр, Н. А. Фещенко

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 301—306.

Описан цифровой автоматический мост переменного тока для измерения индуктивности (от сотых долей микрогенри до 10 Г) и тангенса угла потерь (10^{-2} —1). Измерения производятся на одной из двух частот: 1 или 10 кГц. Основная погрешность измерения — около 0,1%.

Иллюстраций 2, библиографий 4.

УДК 621.317.7.082.743 : 621.318.13

К ВОПРОСУ ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В МАГНИТНОМЯГКИХ МАТЕРИАЛАХ МЕТОДОМ СТАТИСТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ (МОНТЕ-КАРЛО)

Ю. В. Селезнев, Б. А. Мовенко, Л. М. Каплан

Труды метрологических институтов СССР. Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры, вып. 133(193), 1971 г., стр. 307—311.

Обоснована возможность измерения удельной мощности потерь в ферромагнитных материалах методом статистических испытаний. Рассмотрены метрологические характеристики предложенного метода.

Библиографий 8.

КОМ

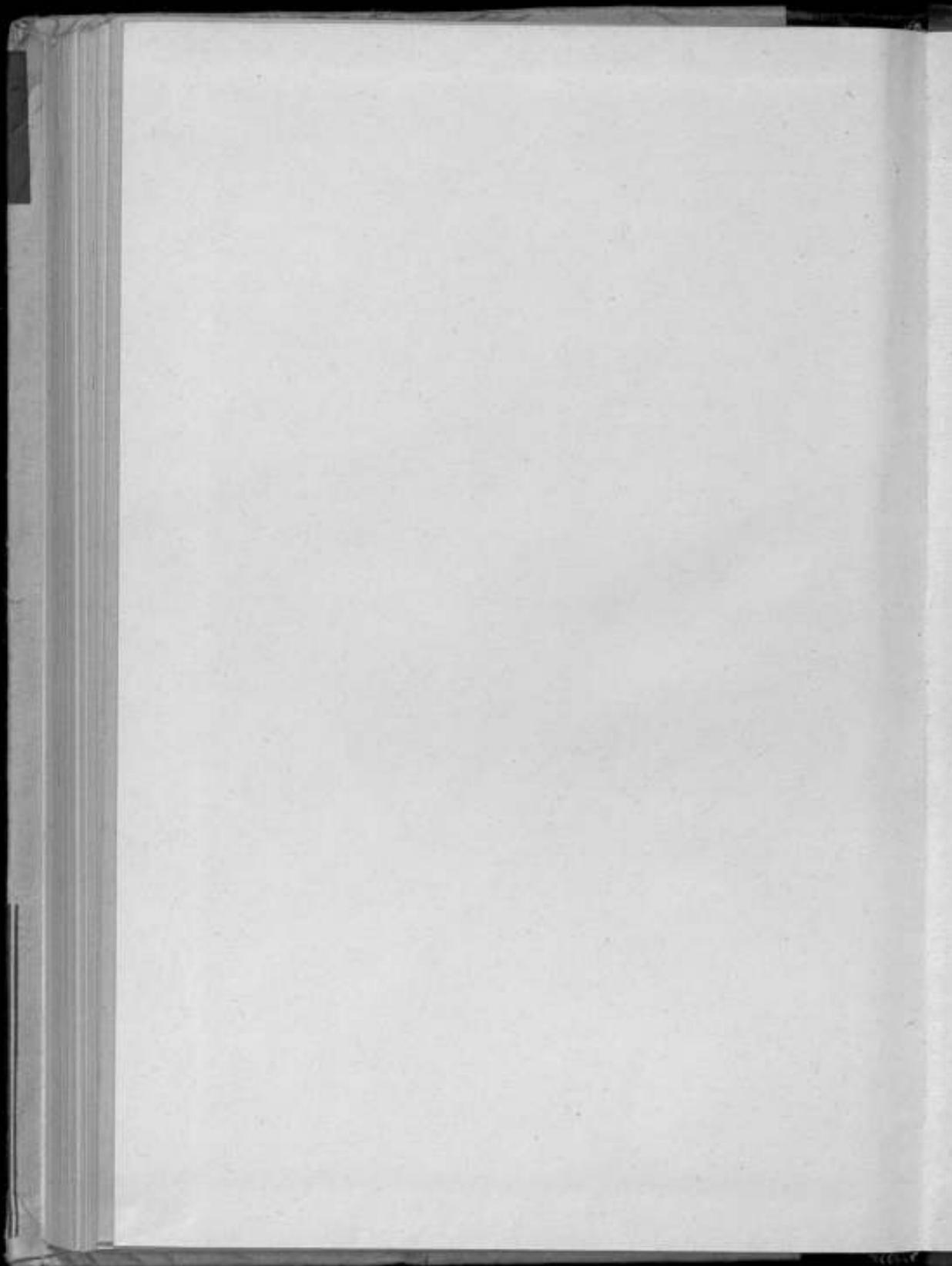
НИК

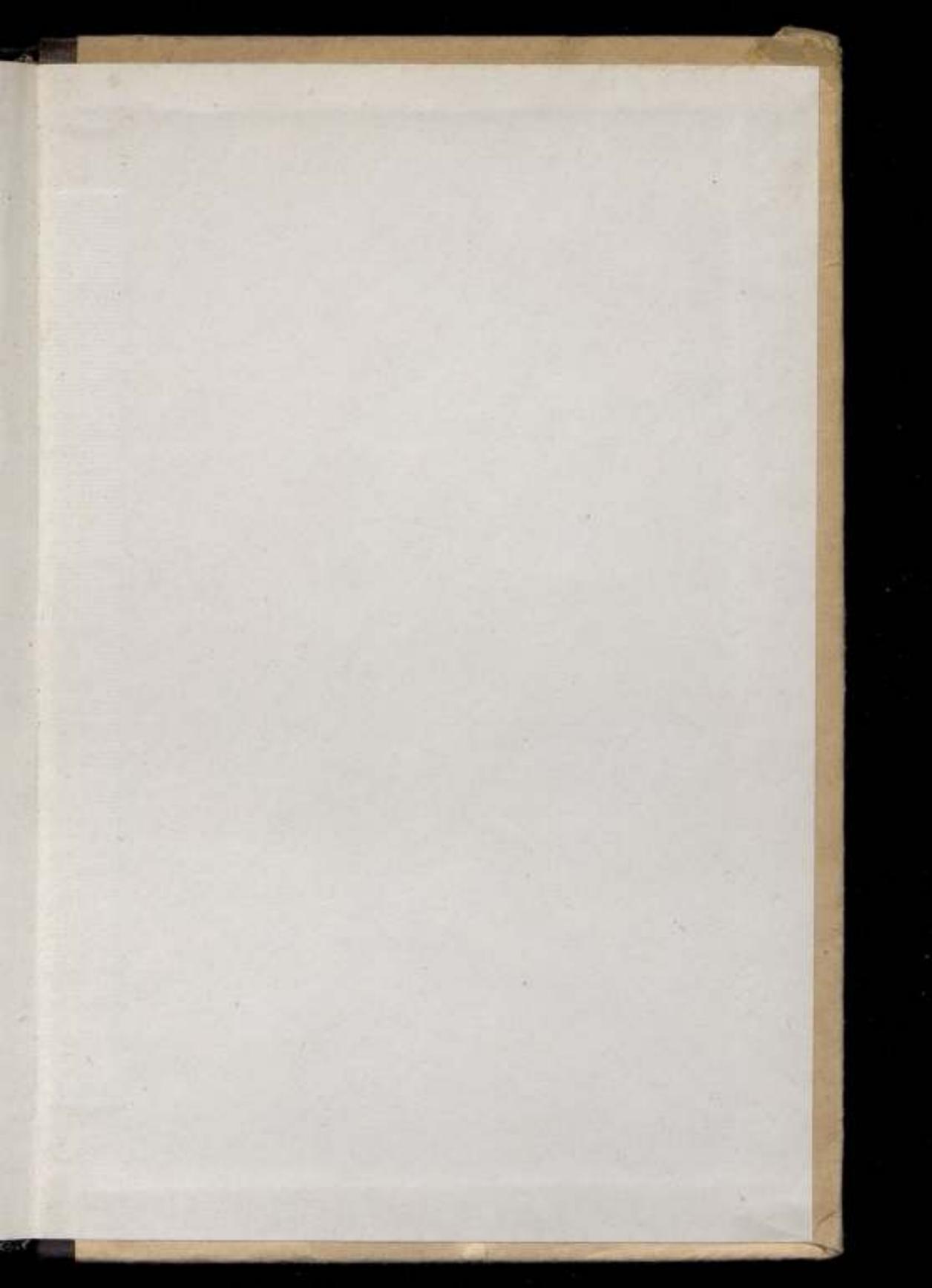
ере-
300.

ни-
130-
ва-
и
ля,
ния
5-

Р,
ко
е-
б.

л
ь
л.





Цена 2 р. 39 к.