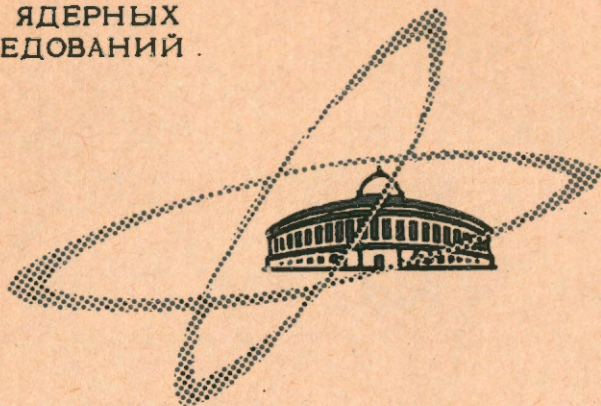


ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

2883



ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

Ю.Н. Денисов, А.Г. Комиссаров, П.Т. Шишлянников

МАГНИТОМЕТР С ПЕРМАЛЛЮЕВЫМ ДАТЧИКОМ

1966

2883

Ю.Н. Денисов, А.Г. Комиссаров, П.Т. Шишлянников

МАГНИТОМЕТР С ПЕРМАЛЛОВЫМ ДАТЧИКОМ

Направлено в журнал "Измерительная техника"

**Научно-техническая  
библиотека  
ОИЯИ**

Для измерения магнитных полей напряженностью порядка единиц или десятков эрстед широко используются магнитометры с пермалловыми датчиками /1,2,3,4/. Обычно в этих приборах применяется компенсационный метод измерений. Измеряемое магнитное поле  $H_x$  компенсируется полем соленоида с известными параметрами  $H_k$ . Величина этого поля определяется по току, который необходимо пропустить через соленоид для достижения полной компенсации. Пермалловый датчик является только "нуль-элементом", с помощью которого определяется момент полной компенсации.

При измерении стационарных магнитных полей внешнее поле в объеме датчика дополнительно модулируется переменным магнитным полем небольшой амплитуды. В этом случае момент полной компенсации может регистрироваться следующими способами:

- а) по симметрии импульсов перемагничивания датчика,
- б) по исчезновению четных гармоник и
- в) по максимуму первой гармоники в последовательности импульсов ЭДС, наведенных в сигнальной обмотке.

В описываемом приборе измеряемое магнитное поле модулируется относительно высокочастотным полем  $H_{\omega}$ , в дальнейшем называемым "переключающим" полем. Амплитуда переключающего поля значительно больше коэрцитивной силы датчика  $H_0$ . При прохождении суммарного поля  $H_{\Sigma} = H_x + H_k + H_{\omega}$  через значения  $\pm H_0$  датчик перемагничивается, и в сигнальной обмотке наводится импульс ЭДС, амплитуда которого может быть определена по формуле

$$U_{\text{он}} = 2\omega_{\Pi} \alpha A B_s \frac{H_{\text{он}}}{H_0} \quad (1)$$

где  $\omega_{\Pi}$  - частота переключающего поля  $H_{\omega}$ ,  $\alpha$  - число витков в сигнальной обмотке,  $A$  - сечение датчика в м<sup>2</sup>,  $B_s$  - индукция насыщения датчика в тл,  $H_{\text{он}}$  - амплитуда переключающего поля в а/м.

При  $H_{en} \gg H_0$  форма сигнала  $U_0(t)$  близка к прямоугольной с амплитудой  $U_{ст}$  и шириной

$$\Delta t_0 = (0,3 - 0,5) \frac{H_0}{\omega_{II} H_{en}}. \quad (2)$$

Если постоянное поле  $H'_{\Sigma} = H_x + H_k = 0$ , то сигналы  $U_0(t)$  будут следовать через одинаковые промежутки времени  $T = \frac{\pi}{\omega_{II}}$ , то есть с частотой  $2\omega_{II}$ . При  $H'_{\Sigma} \neq 0$ , когда измеряемое поле  $H_x$  не полностью скомпенсировано полем соленоида  $H_k$ , временные интервалы между импульсами  $U_0(t)$  будут неодинаковыми.

Амплитуда первой гармоники разложения в ряд рассматриваемой последовательности импульсов равна

$$U_{10} = \frac{4U_{om}}{\pi} \sin \frac{\pi \Delta t_0}{T_{II}} \cos 2\pi \frac{t_x}{T_{II}}, \quad (3)$$

где  $t_x = f(H'_{\Sigma})$  - временное смещение сигнала от начального положения при  $H'_{\Sigma} = 0$ . Если рассматривать относительно небольшие величины  $H'_{\Sigma}$ , когда нескомпенсированное поле существенно меньше амплитуды переключающего магнитного поля  $H_{en}$ , то можно принять  $t_x = \frac{H'_{\Sigma}}{\omega_{II} H_{en}}$ . Тогда

$$U_{10} = \frac{4U_{om}}{\pi} \sin \frac{\omega_{II}}{2} \Delta t_0 \cdot \cos \frac{H'_{\Sigma}}{H_{en}}. \quad (4)$$

Из последнего выражения следует, что амплитуда первой гармоники сигнала на приемной катушке  $U_{10}$  зависит от амплитуды и частоты перемещающего поля, а также от величины стационарного нескомпенсированного поля  $H'_{\Sigma}$ . Амплитуда  $U_{10}$  максимальна при  $H'_{\Sigma} = 0$  - и тем больше, чем выше частота  $\omega_{II}$ . Однако попытка увеличения чувствительности датчика только за счет повышения частоты модулирующего поля не приведет к желаемому результату, поскольку одновременно с ростом ЭДС, наведенной в сигнальной обмотке при перемещении датчика, будет расти и прямая наводка - ЭДС, наводимая в сигнальной обмотке модулирующим полем. Причем и частота и фаза этой паразитной наводки будут совпадать с фазой первой гармоники полезного сигнала. В результате отношение сигнал/шум практически не изменится (а может даже уменьшиться) и увеличения реальной чувствительности прибора не произойдет.

Для того чтобы отделить полезный сигнал от наводки, в приборе используется дополнительная, относительно низкочастотная модуляция поля  $H_{\Sigma}$  магнитным полем  $H_M = H_{OM} \sin \Omega t$ . Амплитуда низкочастотного модулирующего поля  $H_{OM}$  значительно меньше амплитуды переключающего поля  $H_{en}$  и сравнима с величиной коэрцитивной силы пермаллового датчика  $H_0$ . Теперь амплитуда первой гармоники сигнала, наведенного на приемной обмотке, будет определяться выражением

$$U_{10} = \frac{4U_{om}}{\pi} \sin \frac{\omega_{II}}{2} \Delta t_0 \cos \frac{H'_{\Sigma} + H_{OM} \sin \Omega t}{H_{en}} + H_{IH}, \quad (5)$$

где  $H_{IH}$  - амплитуда наводки. Или, поскольку рассматривается случай, когда  $H'_{\Sigma} \ll H_{en}$  и  $H_{OM} \ll H_{en}$ , это выражение можно переписать в виде

$$U_{10} = \frac{4U_{om}}{\pi} \sin \frac{\omega_{II}}{2} \Delta t_0 \left( 1 - \frac{H'_{\Sigma} H_{OM}}{H_{en}^2} \sin \Omega t \right) \pm H_{IH}. \quad (6)$$

Таким образом, при  $H'_{\Sigma} \neq 0$  амплитуда первой гармоники сигнала  $U_0(t)$  оказывается промодулированной с частотой  $\Omega$  и уровень этой модуляции равен  $\frac{4U_{om}}{\pi} \cdot \frac{H'_{\Sigma} H_{OM}}{H_{en}^2} \sin \frac{\omega_{II}}{2} \Delta t_0$ . Если теперь напряжение, наведенное на сигнальной обмотке, протекать через амплитудным детектором с постоянной времени в цепи нагрузки существенно большей периода  $T_{II}$  относительно высокочастотного переключающего поля, но значительно меньшей, чем период низкочастотного модулирующего поля  $T_M = \frac{2\pi}{\Omega}$ , то переменная составляющая сигнала на нагрузке детектора будет определяться только компонентой сигнала, связанной перемещением датчика. Таким образом удастся избавиться от помехи и действительно реализовать выигрыш в чувствительности датчика при увеличении скорости перемещения, или, что то же самое, частоты синусоидального переключающего поля  $\omega_{II}$ .

Сигнал на выходе амплитудного детектора равен

$$U_D(t) = \frac{4U_{om} H'_{\Sigma} H_{OM} \cdot k_D}{\pi H_{en}^2} \sin \frac{\omega_{II}}{2} \Delta t_0 \cdot \sin(\Omega t + \phi), \quad (7)$$

где  $k_D$  - коэффициент передачи детектора. Если  $H'_{\Sigma} = 0$ , то и  $U_D = 0$ . При появлении нескомпенсированного поля  $H'_{\Sigma}$  на выходе детектора возникает сигнал с амплитудой, пропорциональной  $H'_{\Sigma}$ . В зависимости от знака  $H'_{\Sigma}$  фаза  $\phi$  низкочастотного сигнала  $U_D(t)$  изменяется на  $\pi$ , т.е. если при  $H'_{\Sigma} > 0$   $\phi = 0$ , то для  $H'_{\Sigma} < 0$   $\phi = \pi$ .

Блок-схема магнитометра показана на рис. 1.

Перемещение датчика производится с частотой 20 кгц, а низкочастотная модуляция поля - с частотой 400 гц. Входной высокочастотный резонансный усилитель выделяет первую гармонику последовательности импульсов ЭДС, наведенных в сигнальной обмотке. Амплитуда сигнала на выходе этого усилителя промодулирована в соответствии с выражением (5). Далее амплитудный детектор выделяет огибающую, а узкополосный низкочастотный усилитель - первую гармонику огибающей, которая затем подается на вход фазового детектора. С выхода фазового детектора постоянное напряжение поступает на стрелочный нуль-индикатор, который показывает величину и знак  $H'_{\Sigma}$ , поскольку, как уже указывалось ранее, фаза низкочастотного сигнала меняется на  $180^\circ$  в зависимости от знака расстройки.

Для облегчения процесса установки нужного значения тока  $I_k$ , протекающего через соленоид, создающий компенсирующее поле  $H_k$ , в приборе предусмотрена цепочка отрицательной обратной связи. Сигнал с выхода фазового детектора подается на управ-

ляющий вход регулируемого источника постоянного тока  $I_k$ . Напряженность измеряемого магнитного поля  $H_x$  определяется по величине тока  $I_k$ , протекающего в компенсирующей обмотке при полной компенсации, то есть при  $H_{\Sigma}=0$ . Контроль тока  $I_k$  производится по падению напряжения  $U_k = I_k R_3$  на стабилном сопротивлении  $R_3$ , включенном последовательно с компенсирующей обмоткой. Величина  $R_3$  подобрана таким образом, что значение  $U_k$  в вольтах, регистрируемое автоматическим цифровым вольтметром, соответствует напряженности измеряемого магнитного поля в эрстедах. Так исключается необходимость в каком-либо пересчете  $U_k$  в  $H_x$ .

Принципиальная схема прибора показана на рис. 2.

Генераторы перемагничивающего и модулирующего токов построены по одинаковым схемам и отличаются только величинами реактивных элементов. Необходимые значения амплитуд переключающего  $H_{\text{пн}}$  и модулирующего  $H_{\text{ом}}$  полей устанавливаются соответственно реостатами  $R_2$  и  $R_3$ . Реостатом  $R_1$  устанавливается необходимое соотношение фаз сигнала и опорного напряжения, поступающих на фазовый детектор.

Входной высокочастотный резонансный усилитель представляет собой два эмиттерных повторителя, связанных посредством последовательного резонансного контура. Коэффициент усиления по напряжению двух этих каскадов равен  $\approx 12$ . Узкополосный усилитель низкой частоты включает в себя буферный эмиттерный повторитель и резонансный усилитель с LC-контуром в коллекторе. Регулируемый источник питания компенсирующего соленоида представляет собой параллельно-балансовый усилитель постоянного тока, напряжение на выходе которого может устанавливаться как вручную, так и, в некоторых пределах, автоматически сигналом с выхода фазового детектора.

В приборе имеется встроенный, относительно грубый регистратор измеряемого магнитного поля (прибор типа М-24). Чувствительность этого прибора изменяется переключением добавочных сопротивлений.

Магнитометр выполнен полностью на полупроводниковых приборах и имеет следующие характеристики:

1. Чувствительность прибора при отклонении стрелки нуль-индикатора на 0,1 шкалы и неоднородности магнитного поля вдоль сердечника не более 5 э/см составляет  $\approx 0,002$  э.

2. Точность измерений при использовании в качестве регистрирующего прибора цифрового вольтметра типа В1Е 2116 (или любого другого измерителя постоянных напряжений класса 0,01%) составляет  $0,03\% \pm 0,002$  э.

3. Диапазон измеряемых магнитных полей  $\pm 40$  э. При необходимости этот диапазон может быть расширен до  $\pm (100-150)$  э изменением параметров компенсирующего соленоида.

4. В качестве датчика используется отрезок проволоки из пермаллоя типа 80НХС диаметром 0,08 мм и длиной 8 мм. Датчик заключен в кварцевый капилляр и отожжен по соответствующей технологии в атмосфере водорода.

Описываемый магнитометр является удобным и достаточно универсальным прибором, пригодным для измерения слабых магнитных полей в различных установках или рассеянных полей, создаваемых электромагнитами. Благодаря небольшим размерам пермаллового датчика, прибор может использоваться для измерения не только однородных, но и относительно неоднородных магнитных полей.

#### Л и т е р а т у р а

1. I.M. Kelly. Rev. Sci. Instr., 22, 256 (1951).
2. G.D. Adams, R.W. Dressel, F.E. Towsley. Rev., Sci. Instr., 21, 69 (1950).
3. Б.П. Перегуд. ПТЭ, № 3, 85 (1957).
4. К.Н. Шорин, Ю.Н. Метальников, Г.М. Бозин, Л.В. Еремин. ПТЭ, № 4, 25 (1958).

Рукопись поступила в издательский отдел  
2 августа 1966 г.

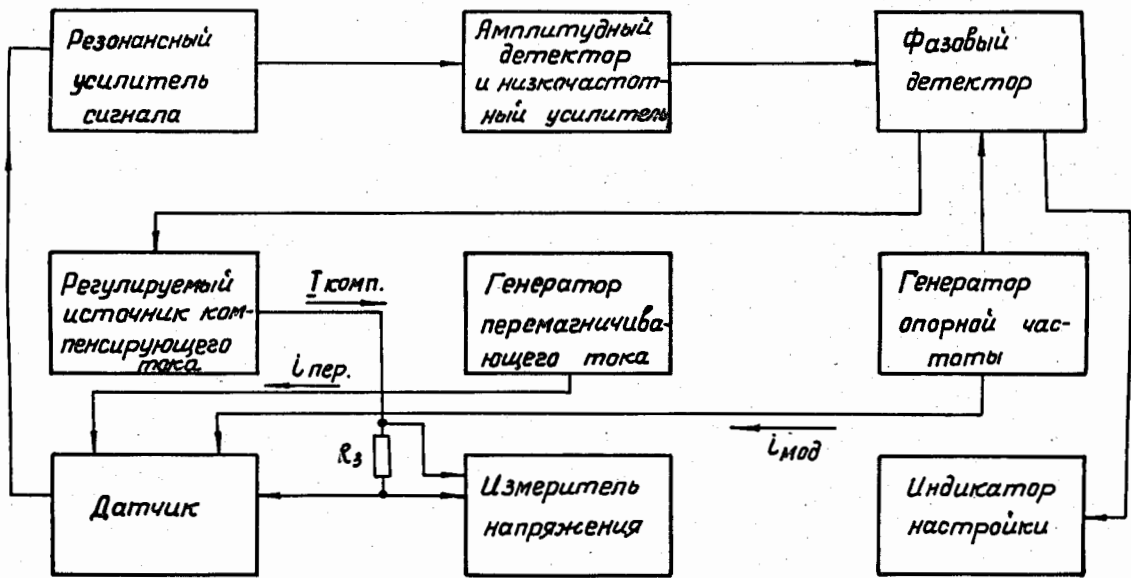


Рис. 1

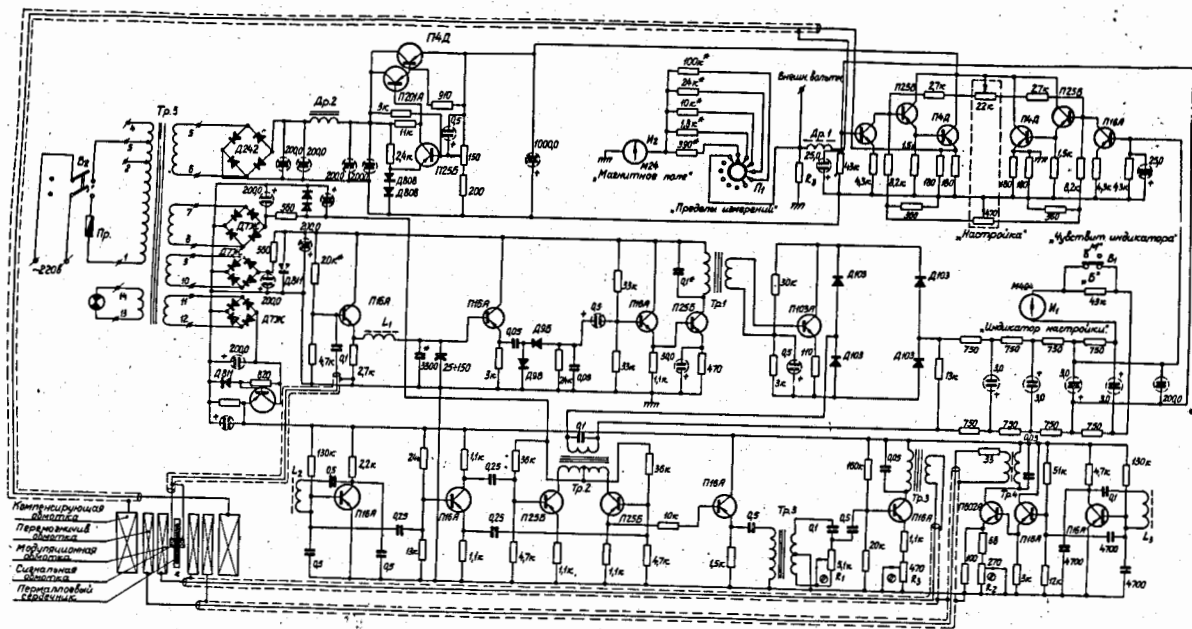


Рис. 2