

СЗУ5еУ

В-63

СООБЩЕНИЯ
ОБЪЕДИНЕННОГО
ИНСТИТУТА
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ
ДУБНА



166 / 2-79

15/1-79

13 - 11855

М.А.Воеводин, Ю.И.Романов, Ш.З.Сайфулин

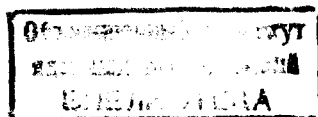
ИМПУЛЬСНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ МАГНИТОМЕТР

1978

13 - 11855

М.А.Воеводин, Ю.И.Романов, Ш.З.Сайфулин

ИМПУЛЬСНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ МАГНИТОМЕТР



Воеводин М.А., Романов Ю.И., Сайфулин Ш.З.

13- 11855

Импульсный индукционный магнитометр

Описан индукционный магнитометр, предназначенный для абсолютных измерений импульсных (от 1 мс до 3 с) магнитных полей в диапазоне $10 \dots 10^3$ Т. Интегратор магнитометра изготовлен на базе высокоточного усилителя. Введение дополнительных режимов работы прибора, а также возможности оперативной калибровки коэффициента передачи измерительного тракта позволили достичь точности магнитных измерений 10^{-3} . Проведен анализ основных видов погрешностей индукционных магнитометров и даны рекомендации по их уменьшению. Магнитометр может найти широкое применение при экспериментальном исследовании характеристик двумерных магнитных полей с помощью гармонических катушек.

Работа выполнена в Лаборатории высоких энергий ОИЯИ.

Сообщение Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1978

Voevodin M.A., Romanov Yu.I.,
Sajfulin Sh.Z.

13 - 11855

Pulse Induction Magnetometer

The induction magnetometer intended for measuring an absolute value of pulse magnetic fields (1 ms upto 3 s) within the $10 \dots 10^3$ T range is described. The integrator of magnetometer is made on the base of a high accuracy amplifier. The magnetic measurement accuracy is 10^{-3} which has been achieved due to introducing a drift compensation circuit and operation calibration gain measuring channel. The analysis of errors of induction magnetometers was made and recommendations are given as to their decrease. The magnetometer could be used for two-dimensional magnetic field investigation by means of harmonic coils.

The investigation has been performed at the Laboratory of High Energies, IINR.

Communication of the Joint Institute for Nuclear Research. Dubna 1978

Наиболее распространенным типом преобразователя величины магнитного поля в электрический сигнал является индукционный преобразователь. Он представляет собой одну или несколько соединенных между собой катушек с известным числом витков и их конфигурацией. Иногда в целях увеличения чувствительности в преобразователях используют ферромагнитные материалы. Однако вследствие нелинейной зависимости индукции ферромагнитного сердечника от напряженности магнитного поля амплитудная характеристика преобразователя линейна только при измерении малых полей. Кроме того, внесение магнитных масс в исследуемое поле приводит к искажению первоначальной картины магнитного поля. Поэтому индукционные преобразователи с ферромагнитными сердечниками обычно используются при исследовании слабых магнитных полей большого объема /1, 2/. При изучении магнитных полей электрофизических установок используют большое число различных по назначению и конструкции индукционных преобразователей без сердечников /плоские рамки, точечные шаровидные датчики, дипольные, градиентные и гармонические катушки/ /3, 4, 9/.

Индукционные магнитометры, несмотря на сложность конструкции некоторых узлов /например, наличие двигателя со стабильной скоростью вращения или вибрирующего механизма при измерении статических магнитных полей, высокоточного интегрирующего устройства и повышенного требования к точности изготовления преобразователя/, находят широкое применение при лабораторных исследованиях полей различных конфигура-

ций /1-12/. Объясняется это рядом преимуществ, которыми обладают индукционные магнитометры:

1. Широкий диапазон измеряемых индукций / 10^{-8} ... 10^2 / Т.
2. Высокая линейность выходного напряжения от величины измеряемого магнитного поля.
3. Слабая зависимость выходного напряжения преобразователя от температуры окружающей среды.
4. Высокая точность измерения.
5. Малый уровень собственных шумов преобразователя.
6. При использовании сменных преобразователей достигают перекрытия большого частотного диапазона измеряемых магнитных полей: от постоянных до импульсных длительностью менее 1 мкс /7/.

В настоящей работе приводится описание индукционного магнитометра, используемого для изучения импульсных магнитных полей длительностью от 1 мс до 3,0 с, наиболее часто встречающихся в устройствах ускорительной техники. В качестве преобразователя использовались дипольные, квадрупольные и гармонические катушки.

ИНДУКЦИОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Эквивалентная схема индукционного преобразователя представлена на рис. 1. Здесь L, r - индуктивность и активное сопротивление преобразователя, C - сум-

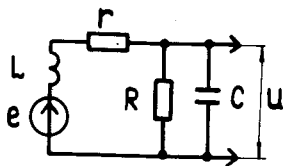


Рис. 1. Эквивалентная схема индукционного преобразователя.

марная емкость обмотки и подводящего кабеля, R - входное сопротивление усилителя. Выходное напряжение преобразователя связано с наведенным ЭДС дифференциальным уравнением второго порядка /17/:

$$LC \frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{L}{R} + C \cdot r \right) \frac{du}{dt} + u \left(1 + \frac{r}{R} \right) = e. \quad /1/$$

Суммарная ЭДС, наводимая в преобразователе, определяется по формуле:

$$e = -\mu_0 s \cdot w \cdot \frac{dH}{dt} \cdot \cos \phi + L \frac{di_n}{dt}, \quad /2/$$

где s, i_n, w - площадь среднего витка, ток и число витков преобразователя, μ_0 - магнитная проницаемость вакуума, ϕ - угол между направлением вектора и нормалью к поверхности витка преобразователя.

Решая совместно уравнения /1/ и /2/ и принимая во внимание, что

$$i_n = C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R}, \quad /3/$$

находим зависимость между величиной измеряемого магнитного поля (H) и выходным напряжением преобразователя (u):

$$\mu_0 \cdot s \cdot w \cdot H \cdot \cos \phi = \left(1 + \frac{r}{R} \right) \int_{t_1}^{t_2} u dt + \left(\frac{2L}{R} + C \cdot r \right) u + 2LC \frac{du}{dt}. \quad /4/$$

Из /4/ видно, что в общем случае эта зависимость имеет сложный характер, и для определения H необходимо не только проинтегрировать выходное напряжение преобразователя, но и учесть величины, пропорциональные выходному напряжению и ее первой производной.

Поэтому при выборе основных параметров индукционного преобразователя и режима его работы необходимо обеспечить условия, при которых второй и третий члены правой части уравнения /4/ были бы значительно меньше первого. Так, например, при измерении импульсных /колоколообразной формы/ магнитных полей наибольшая точность измерения приходится на время, соответствующее вершине импульса /т.к. в случае установившегося

режима $u = 0$ и $\frac{du}{dt} = 0$ /. Решение уравнения /1/

приводит, в зависимости от соотношения параметров / L, R, C, τ / к одному из трех переходных процессов в цепи преобразователя /колебательному, граничному или апериодическому/ /18/. Длительность переходного процесса (τ) будет определять быстродействие преобразователя и минимально возможное время измерения /интегрирования/. Наибольшему быстродействию соответствует граничный режим работы. Однако граничный режим возможен при соблюдении условия /8/:

$$\beta = (C\tau + \frac{L}{R})[LC(1 + \frac{\tau}{R})]^{-1/2} = 1. \quad /5/$$

Выполнение этого условия в реальных системах с изменяющимися параметрами /например, длины подводщего кабеля, смены преобразователя и т.д./ не представляется возможным.

В большинстве случаев параметры преобразователя таковы, что $\beta < 1$ /что соответствует колебательному переходному процессу/. В этом случае время установления напряжения на выходе преобразователя будет определяться /8/:

$$\tau = \frac{0,75\pi L \cdot C}{C\tau + L/R}. \quad /6/$$

При измерении магнитных полей, изменяющихся по линейному закону /например, магнитного поля синхротрона/ уменьшение влияния второго слагаемого уравнения /4/ достигается увеличением времени интегрирования. Операцию интегрирования выходного напряжения можно осуществить как на самом преобразователе, так и с помощью внешних интегрирующих устройств. Интеграторы, изготовленные на базе усилителей высокой точности /УВТ/, позволяют существенно улучшить точность интегрирования и расширить частотный диапазон магнитометра в сторону низких частот.

ПОГРЕШНОСТИ ОПЕРАЦИИ ИНТЕГРИРОВАНИЯ

Погрешности операции интегрирования реальной схемой интегратора можно характеризовать тремя составляющими:

- а/ методической погрешностью;
- б/ неидеальностью элементов цепи отрицательной обратной связи /ООС/;
- в/ наличием помех, собственных шумов и смещения нуля операционного усилителя.

Количественной характеристикой методической погрешности интегратора являются амплитудно- и фазочастотные погрешности. Для оценки точности выполнения операции интегрирования используют модуль вектора относительной погрешности /13/:

$$|\delta K_{II}| = \left| \frac{K_{IIp}(j\omega) - K_{IIi}(j\omega)}{K_{IIi}(j\omega)} \right|, \quad /7/$$

где индексы "и", "р" означают идеальное и реальное значения коэффициента передачи интегратора (K_{II}). Необходимо отметить, что (K_{II}) характеризует наличие как амплитудно-частотной, так и фазочастотной погрешности интегратора.

Эквивалентная схема интегратора представлена на рис. 2. Величина модуля векторной относительной погрешности определялась по формуле /13/:

$$|\delta K_{II}| = \frac{1}{K_{\beta}(\omega)K_{II}(\omega)} \left| \frac{1 + j\omega(T_{II} + T_{В})}{1 - \frac{j\omega T_{В}}{K_{II}(\omega)}} \right|, \quad /8/$$

где $K_{\beta}(\omega) = \left| \frac{j\omega T_{OC}}{1 + j\omega T_{OC}} \right|$ - коэффициент передачи цепи

ООС. $T_{OC}, T_{II}, T_{В}$ - постоянные времени интегратора. Так, если $Z_1 = R_1$, а $Z_2 = 1/j\omega C_2$, то эти постоянные будут определяться так:

$$T_{OC} = R_1 \cdot C_2; \quad T_{В} = R_{ВЫХ} \cdot C_2; \quad T_{II} = R_{ВЫХ} \cdot C_{II}.$$

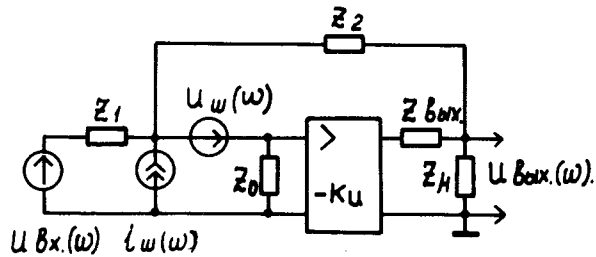


Рис. 2. Эквивалентная схема интегратора.

Из выражения /8/ видно, что частотная погрешность интегратора возрастает не только в области высоких, но и в области низких частот за счет уменьшения $K_{\beta}(\omega)$. Для уменьшения этой погрешности необходимо увеличивать значение $(K_{и} \cdot K_{\beta})$ за счет увеличения $K_{и}$, Z_0 и Z_1 /рис. 2/. В области высоких частот, где $T_{OC} \cdot \omega \gg 1$, погрешность будет определяться частотной характеристикой усилителя $K_{и}(\omega)$, выходным сопротивлением ($R_{ВЫХ}$) и емкостью конденсатора в цепи ООС (C_2), т.к. усилитель оказывается нагруженным не только на конденсатор нагрузки (C_H), но и на C_2 . Кроме этого, существует прямое прохождение сигнала с входа через C_2 на выход интегратора. На рис. 3 представлены зависимости относительной погрешности коэффициента передачи ($\delta K_{П}$), вычисленного по формуле /8/ для

трех значений T_{OC} . При этом использовалась частотная характеристика высокоточного усилителя /УВТ-8/, на базе которого построен интегратор магнитометра /13/. Из рисунка видно, что методическая погрешность операции интегрирования не превышает $0,5 \cdot 10^{-3}$ для рабочих частот в области $f_{min} = 3 \cdot 10^{-4}$ Гц до $f_{max} = 2 \cdot 10^4$ Гц при $T_{OC} \geq 10^{-3}$ с.

Вторую группу погрешности интегратора составляют неидеальности элементов цепи ООС. В общем случае сопротивления Z_1 и Z_2 являются комплексными величинами. Вместо чисто активного сопротивления на частоте свыше 1 кГц для высокоточных преобразователей, каким является описываемый интегратор, необходимо учитывать паразитную емкость и индуктивность резистора Z_1 .

Это обстоятельство является ограничивающим фактором для применения высокоточных и высокостабильных резисторов на основе литого микропровода. Так, например, прецизионные проволочные резисторы типа С5-55 10 кОм на частоте 100 кГц имеют погрешность 5%/20/. В описываемом интеграторе в качестве R_1 используется непроволочный резистор типа С2-29, для которого завод-изготовитель нормирует стабильность временных и температурных параметров /ТКС = $5 \cdot 10^{-5} \text{ C}^{-1}$, а временная нестабильность $5 \cdot 10^{-4}$ за 10^4 час работы/. Реактивные составляющие в непроволочных резисторах невелики, что заметно улучшает их частотные характеристики.

Вторым элементом, определяющим величину коэффициента передачи интегратора, является конденсатор в цепи ООС. При выборе типа конденсатора необходимо

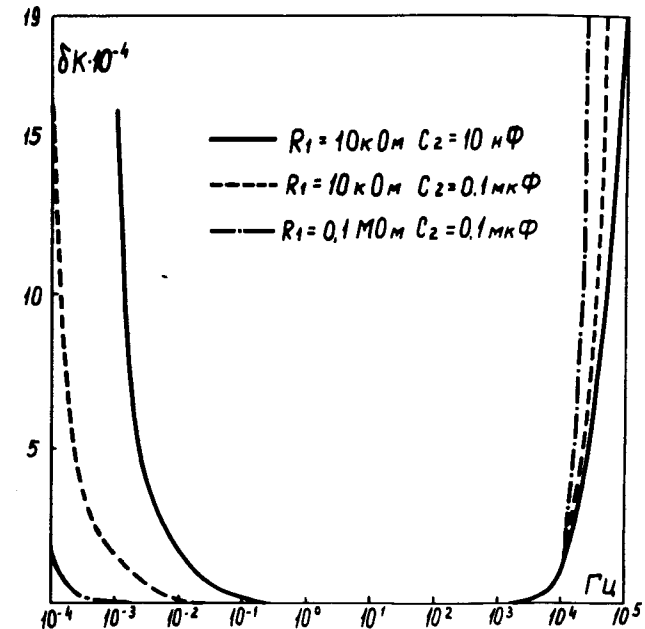


Рис. 3. Методическая погрешность интегратора.

принимать во внимание такие характеристики, как: температурный коэффициент емкости /ТКЕ/, постоянную времени самозаряда ($\tau_c = r_c C$) и коэффициент диэлектрической абсорбции электрического заряда (K_a). Наилучшими по этим показателям являются конденсаторы с полистирольной и фторопластовой изоляцией /22/. Так, например, для пленочных полистирольных конденсаторов $\text{ТКЕ} \cong 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ C}^{-1}$, $\tau_c \cong 5 \cdot 10^6 \text{ с}$ $K_a = /0,03-0,1/\%$ при температуре 20° C .

В работе /19/ приводится формула коэффициента передачи интегратора с учетом реальных параметров элементов цепи ООС:

$$K_{II}(j\omega) = -\frac{1}{j\omega R_1 C_{\text{эфф}}} \left\{ 1 + j \left[\frac{1}{\omega K(0) R_1 C_{\text{эфф}}} + K_a(\omega) + \omega R_1 C_{R1} - \frac{\omega R_1 C_{\text{эфф}}}{K(0)} \left(1 - \frac{C_0}{C_{\text{эфф}}} \right) \right] \right\}, \quad /9/$$

где: $C_{\text{эфф}}$ - эффективное значение емкости интегрирующего конденсатора, измеренное на средней частоте интегратора, C_{R1} - распределенная емкость входного резистора, C_0 - паразитная емкость в точке суммирования интегратора. $K(0)$ - коэффициент передачи усилителя на частоте $f=0$. В описываемом интеграторе величина $C_0/C_{\text{эфф}} \cong 10^{-4}$ и ею можно пренебречь.

Анализ выражения /9/ показывает, что при использовании резистора С2-29 100 кОм и конденсатора ПМ-2-0,1 мкФ в цепи ООС определяющими величинами погрешности коэффициента передачи интегратора в рабочей области частот являются значение K_a и относительная погрешность в определении $C_{\text{эфф}}$. В настоящее время определение абсолютной величины R_1 с точностью 10^{-4} не вызывает трудностей, в то время как абсолютную величину емкости современные измерительные средства позволяют определить с точностью всего лишь $/0,1 \div 0,3/\%$ /23/. Определение величины K_a также связано с трудностями, т.к. природа диэлектрической абсорбции до сих пор представляет малоизученное явление /23/. Известно, что величина K_a зависит не только от типа диэлектрика, но и от продолжительности заряда и разряда конденсатора, времени выдержки, рабочей частоты, температуры и др. /19, 22, 23/. Суммарная погрешность коэффициента передачи, вносимая элементами ООС и вычисленная по формуле /9/, достигает $/0,2 \div 1/ \cdot 10^{-2}$. С целью уменьшения этой погрешности в магнитометре осуществлен режим калибровки интегратора, который позволяет оперативно определить абсолютную величину коэффициента передачи измерительного тракта при различных длительностях входного импульса с точностью не хуже 10^{-3} .

Третью группу погрешности интегрирования составляют напряжения, появляющиеся на выходе интегратора за счет различного рода помех, собственных шумов усилителя, постоянного сдвига нуля и медленно меняющегося напряжения дрейфа. Эта группа погрешностей носит как чисто случайный характер /тепловые и низкочастотные шумы/, так и периодический, обусловленный проникновением в усилительный тракт через паразитные емкости монтажа и гальванические связи переменных напряжений. Если использовать эквивалентную схему интегратора /рис. 2/ в виде нешумящего усилителя (K_u), на входе которого включены генератор шумового тока $i_{III}(\omega)$ и напряжения $u_{III}(\omega)$, то выходное напряжение помехи такой схемы будет определяться /13, 15/:

$$u_{II\text{-ВЫХ}}(\omega) = u_{III}(\omega)(1 + Z_2/Z_1) + i_{III}(\omega)Z_2. \quad /10/$$

Из этого выражения следует, что с уменьшением Z_2 /увеличением емкости C_2 / уменьшается $U_{II\text{-ВЫХ}}$. Однако уменьшение Z_2 приводит к увеличению погрешности на высоких частотах за счет прямого прохождения входного сигнала в нагрузку через цепь ООС. Кроме того, уменьшение Z_2 , так же как и увеличение Z_1 , приводит к ухудшению частотных свойств элементов цепи ООС. Для аналоговых интеграторов наибольшую погрешность вносят низкочастотные шумы со спектром $1/f$, которые обычно и определяют порог чувствительности интегратора. Для УВТ-8 шумы, приведенные к входу

Для расширения динамического диапазона измеряемых магнитных полей в интеграторе используются переключаемые RC-цепи ($R_1 C_2$).

Отличительными особенностями описываемого интегратора являются:

- а/ наличие трех режимов работы: режим интегрирования, режим хранения информации и режим ее стирания.
- б/ наличие схемы автоматической компенсации дрейфа выходного напряжения.

В режиме интегрирования /K1 замкнут/ снимается информация о мгновенных значениях величин магнитного поля на протяжении всей длительности импульса /рис.4/. Этот режим используется при многократном съеме информации в течение одного цикла с помощью быстродействующего АЦП для последующей передачи данных в ЭВМ. Режим хранения информации /K1 разомкнут/ предназначен для одноразового измерения магнитного поля в одной точке по времени с использованием цифровых вольтметров повышенной разрешающей способности /10 мкВ/, но ограниченным быстродействием /TR-1652, Ц1513, LM1440/.

Для уменьшения напряжения дрейфа интегратора в измерительном тракте введена схема автоматической компенсации дрейфа, собранная на двух операционных усилителях U_2 /K140УД8Б/ и U_3 /МAА501/. Схема позволяет существенно уменьшить аддитивную погрешность прибора при измерении небольших по величине магнитных полей в режиме работы с цифровыми вольтметрами /14,16/. Время измерения в этом случае разбивается на два такта. В первом такте, в отсутствие магнитного поля, индукционный преобразователь /ИП/ на время $t = t_{изм.}$ подсоединяется к входу интегратора /контакты K1 и K7 замкнуты/. Конденсатор памяти ($C_{п}$) зарядится до напряжения $u_{сп}$ /16/

$$u_{сп} = \frac{(u_{др.} + e_{см2})(1 + R_3/R_2)}{1 + R_3/R_2 + R_4/R_5} + \frac{e_{см3}}{1 + R_3/R_2 + R_4/R_5}, \quad /11/$$

где $u_{др.}$ - напряжение дрейфа интегратора, $e_{см2}$, $e_{см3}$ - ЭДС смещения усилителей U_2 и U_3 . В нашем случае $R_3 = R_2$, а $R_4/R_5 = 10^{-2}$. Тогда

$$u_{сп} \approx (u_{др.} + e_{см2}) + \frac{e_{см3}}{2}. \quad /12/$$

Таким образом, к началу второго такта напряжение на неинвертирующем входе U_2 будет определяться напряжением дрейфа и ЭДС смещения U_2 и U_3 .

Во втором такте, при наличии магнитного поля, ИП вторично подсоединяется к интегратору, но при этом контакт K7 размыкается. Напряжение $u_{сп}$ оказывается приложенным только к высокоомному входу усилителя U_2 и длительное время сохраняет свое значение.

Результирующее напряжение смещения усилителей U_1 , U_2 и U_3 к концу времени измерения оказывается существенно уменьшенным и будет определяться выражением:

$$u_{см} = \frac{u_{др.} + e_{см2} + e_{см3}/2}{1 + R_5/R_4(1 + R_3/R_2)}. \quad /13/$$

Время перезарядки конденсаторов C_2 и $C_{п}$ составляет несколько десятков мкс.

Двухтактный режим работы интегратора осуществляется схемой управления по временной диаграмме, представленной на рис. 5. Регулируемая схема задержки (СЗ) определяет время измерения. Пределы изменения СЗ - от 1 мс до 3 с. Начало измерения определяется внешним запускающим импульсом /Зап./ Для уменьшения случайной погрешности магнитометра, вызванной проникновением в измерительную цепь помехи, частотой 50 Гц, в блоке управления предусмотрен режим многократного опроса цифрового вольтметра /при разомкнутом K1/ с интервалом 20 мс. Фаза опрашивающих импульсов "привязана" к фазе напряжения наводки. Схема управления изготовлена на интегральных микросхемах 155 серии.

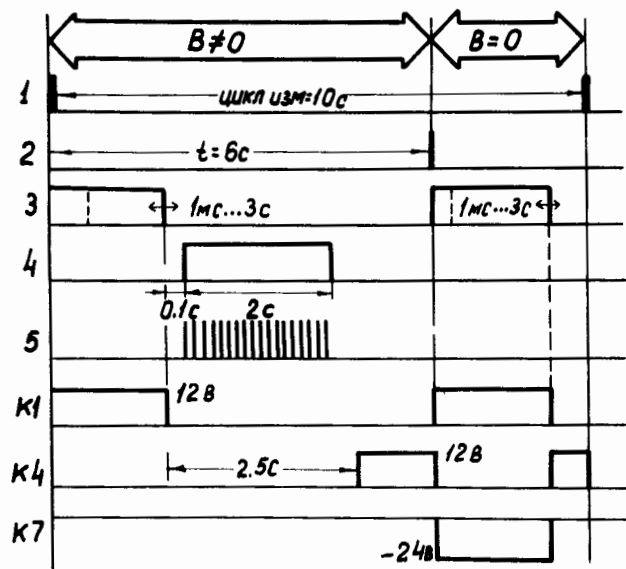


Рис. 5. Временная диаграмма работы магнитометра.

Ключи К1 и К4 собраны на реле с магнитоуправляемыми контактами РЭС-42, а К7 - на полевом транзисторе КП301Б. Несмотря на то, что контакты реле вносят небольшую термо-ЭДС во входную измерительную цепь, тем не менее контакты РЭС-42 по многим причинам оказываются более предпочтительными в точных измерительных устройствах ограниченного быстродействия для переключения аналоговых сигналов^[21]. Термо-ЭДС во входной цепи интегратора приводит к аддитивной погрешности, которая в нашем случае эффективно корректируется схемой компенсации дрейфа выходного напряжения.

Для определения коэффициента передачи измерительного тракта магнитометра с точностью не хуже 10^{-3} используется блок калибровки. Существует несколько

методов калибровки индукционных магнитометров. Наиболее распространенным является метод с использованием калибровочного магнитного поля. Однако этот метод не является оперативным, требует наличия дополнительной аппаратуры и, кроме того, он пригоден для калибровки ограниченных по размеру дипольных катушек, т.к. известные калибровочные магниты формируют равномерное магнитное поле в небольших объемах. Индукционные преобразователи обладают повышенной стабильностью своих характеристик и погрешности в определении постоянной преобразования /для простых форм датчиков/ значительно меньше погрешности коэффициента передачи измерительного тракта.

Методы определения коэффициента передачи интеграторов с помощью образцового конденсатора или образцовой катушки взаимной индуктивности^[1,6] непригодны из-за невозможности обеспечить требуемую точность /не хуже 10^{-3} /. Поэтому в описываемом магнитометре используется метод формирования высокоточного время-импульсного сигнала с помощью блока калибровки с последующей подачей его на вход измерительного тракта. Структурная схема блока приведена на рис. 4. Длительность импульса калибровки формируется из последовательности импульсов кварцевого генератора /Г/ с помощью счетчиков /Сч./. Благодаря этому при длительности выходного импульса 1 с его временная нестабильность при частоте генератора 100 кГц лучше, чем 10^{-6} . Стабильность амплитуды калибровочного импульса определяется источником опорного напряжения /ион/, собранного на микросхеме 2ЕН401, и активным делителем $R_{д1}$ и $R_{д2}$. Делитель выполнен на высокостабильных резисторах из литого микропровода типа С5-55. Величина выходного напряжения контролируется цифровым вольтметром с точностью 10^{-4} . При необходимости длительность калибровочного импульса можно уменьшить до 1 мс с помощью переключателя S_1 . Используемый метод калибровки оперативен и обеспечивает высокую точность определения коэффициента передачи измерительного тракта магнитометра.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТОМЕТРА

Диапазоны измеряемой магнитной индукции	- $/10^1, 10^2, 10^3 / \frac{1}{ws} \cdot T^*$.
Длительность импульсных магнитных полей	- $/10^{-3} \dots 3/c$
Погрешность измерения для простых форм преобразователей	- 10^{-3}
Порог чувствительности магнитной индукции	- $\dots 2 \cdot 10^{-3} \frac{1}{ws} T$
Тип преобразователя: дипольные, квадрупольные и гармонические катушки.	

Конструктивно магнитометр изготовлен в четырех блоках размером 160x80 мм стандарта "Вишня".

Магнитометр использовался для измерения с точностью 10^{-3} абсолютной величины ведущего магнитного поля синхрофазотрона, для исследований магнитных характеристик квадрупольных линз с полюсами из магнитотвердых материалов и линзы канала быстрого вывода; для исследования влияния широких медных шин резонансных обмоток медленного вывода на показатель спада магнитного поля синхрофазотрона.

В заключение авторы выражают благодарность Л.П.Зиновьеву за постоянное внимание к работе, А.П.Царенкову за полезные обсуждения, В.Н.Кузнецову, А.А.Анашину и П.Н.Буйлову за монтаж и настройку отдельных узлов прибора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чечерников В.И. Магнитные измерения. Изд-во МГУ, 1963.
2. Чечурина Е.Н. Приборы для измерения магнитных величин. "Энергия", М., 1969, с.13.

* w и s - число витков и площадь витка преобразователя / cm^2 /.

3. Гольдин Л.Л., Скачков С.В., Шорин К.Н. Магнитные измерения в ускорителях заряженных частиц. Атомиздат, М., 1962, с.17.
4. Бабенко Н.С. ПТЭ, 1970, №4, с.7.
5. Комаров Е.В., Покровский А.Д., Сергеев Г.Н. ПТЭ, 1976, №3, с.276.
6. Минц М.Б., Ткаченко А.Н. Магнитометрические веберметры. "Энергия", Л., 1973.
7. Волохов В.Г. и др. Препринт ИЯФ 76-90. Новосибирск.
8. Визирь В.А. и др. В кн.: Труды IV межвузовской конференции по электронным ускорителям. "Высшая школа", М., 1964, с.268.
9. Ashby F. e.a. Sci. Instr., 1963, 40, No. 7, p.364.
10. Compton J., Meunier R. Nucl.Instr. and Meth., 1964, 31, p.192.
11. Bonnett M. Rev.Sci. Instr., 1966, 37, p.7.
12. McGuire T.R. J.Appl.Phys., 1967, 38, No. 3, p.1299.
13. Полонников Д.Е. Решающие усилители. "Энергия", М., 1973, с.238.
14. Диденко В.И. и др. Приборы и системы управления. 1973, №2, с.14.
15. Гальперин М.В., Злобин Ю.П., Павленко В.А. Усилители постоянного тока. "Энергия", М., 1978.
16. Гутников В.С. Применение операционных усилителей в измерительной технике. "Энергия" Л., 1975, с.82.
17. Бессонов А.А. Теоретические основы электротехники. "Высшая школа", М., 1964, с.403.
18. Мизюк Л.Я. Входные преобразователи для измерения напряженности магнитных полей. "Наукова думка", Киев, 1964.
19. Корн Г., Корн Т. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины. Пер. с англ. "Мир", М., 1967.
20. Прецизионные резисторы. ПТЭ, 1977, №2, с.255.
21. Арховский В.А. Схемы переключения аналоговых сигналов. "Энергия", М., 1970.
22. Ануфриев Ю.А., Гусев В.Н., Смирнов В.Ф. Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов. "Энергия", М., 1976, с.59.
23. Эпштейн С.Л. Измерение характеристик конденсаторов. "Энергия", Л., 1971, с.20.

Рукопись поступила в издательский отдел
29 августа 1978 года.