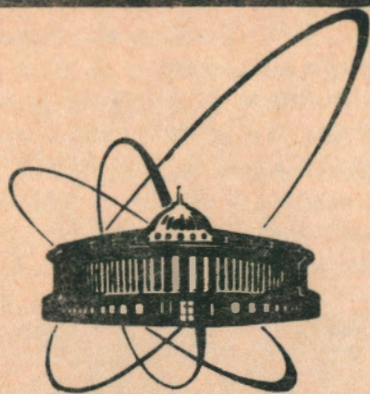


91-282



**сообщения  
объединенного  
института  
ядерных  
исследований  
Дубна**

P13-91-282

**Э.К.Батманова, Г.Г.Казакова, В.В.Калиниченко**

**ДАТЧИК ПОСТОЯННОГО ТОКА**

**1991**

Один из вариантов выполнения стабилизатора постоянного тока для систем питания обмоток коррекции циклотронов обсуждается в работе <sup>1/1</sup>. Датчик постоянного тока, используемый в этом стабилизаторе, выполнен на основе магнитного модулятора с двуполярным импульсным возбуждением <sup>1/2/</sup>. Магнитный модулятор с двуполярным импульсным возбуждением используется здесь в качестве преобразователя разбаланса намагничивающихся сил (н.с.) постоянных токов. Датчики тока этого типа имеют простую электрическую схему, высокую надежность и относительно высокие метрологические характеристики. Недостатком датчиков тока этого типа является относительно малая (несколько герц) полоса пропускания, поэтому их целесообразно использовать в стабилизаторах тока, нагрузки которых имеют большие постоянные времена.

В качестве преобразователя разбаланса н.с. постоянных токов может быть использован магнитный модулятор с возбуждением однополярными импульсами <sup>1/3/</sup>. В настоящей работе обсуждается вариант выполнения датчика постоянного тока на основе магнитного модулятора с однополярным импульсным возбуждением. Блок-схема датчика тока представлена на рис.1.

Датчик тока содержит первый и второй генераторы однополярных импульсов (ГОИ 1 и ГОИ 2), демодулятор (Д), усилитель постоянного тока (УПТ), эталонный резистор ( $R_{эт.}$ ), масштабный усилитель напряжения (МУН) и магнитомодуляционный узел (ММУ), который включает рабочие

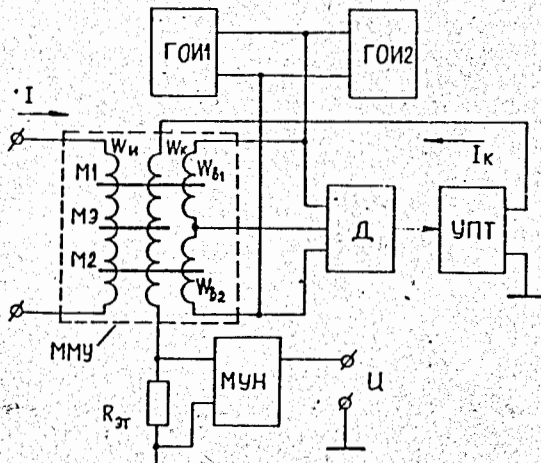


Рис. 1. Блок-схема датчика постоянного тока.

магнитопроводы M1 и M2 соответственно с обмотками возбуждения  $W_{B1}$  и  $W_{B2}$ , а также так называемый магнитный экран МЭ, обмотки измерительную  $W_{и}$  и компенсационную  $W_{к}$ . Обмотки  $W_{и}$  и  $W_{к}$  являются общими для магнитопроводов M1, M2 и МЭ.

В ММУ используются магнитопроводы кольцевого типа. Ниже, для примера, приведены конструктивные данные ММУ на номинальный ток 1 кА. Рабочие магнитопроводы M1 и M2 имеют размеры 82x75x10 мм, а МЭ — 84x75x40 мм. Для изготовления магнитопроводов использована лента из материала 71КНСП толщиной 20-30 мкм. Обмотки возбуждения  $W_{B1}$  и  $W_{B2}$  выполнены проводом ПЭВ-2  $\phi$  0,45 мм и содержат по 1000 витков каждая. Компенсационная обмотка  $W_{к}$  выполнена проводом ПЭВ-2  $\phi$  0,8 мм и содержит 1000 витков. Измерительная обмотка  $W_{и}$  выполнена в виде одного проходного витка (медный токопровод круглого или квадратного сечения, сечение ~ 500 мм<sup>2</sup>).

Конструктивная схема ММУ представлена на рис.2. Здесь основные элементы обозначены в соответствии с блок-схемой рис.1. Выводы от обмоток  $W_{B1}$ ,  $W_{B2}$  и  $W_{к}$  распаяны на контакты разъема (Р) типа РПЗ-16. Сборка помещена в цилиндрический корпус (К) из тонкого (1 мм) дюралюминия и залита эпоксидной смолой (ЭС).

Рассмотрим работу преобразователя разбаланса н.с., включающего ГОИ 1, ГОИ 2, ММУ и Д. Укажем, что ГОИ 1 вырабатывает относительно короткие импульсы с частотой повторения  $F$  ( $\tau_1 \leq 0,1 T$ , где  $\tau_1$  — длительность импульса ГОИ 1,  $T = 1/F$ ), амплитуда которых более чем на порядок больше амплитуды импульсов, вырабатываемых ГОИ 2, поэтому при качественном описании работы преобразователя разбаланса н.с. сначала будем полагать, что к соединенным последовательно-встречно обмоткам возбуждения  $W_{B1}$  и  $W_{B2}$  подводятся импульсы возбуждения только с ГОИ 1. Под действием этих импульсов возбуждения магнитопроводы M1 и M2 перемагничиваются в противоположных направлениях по частным циклам петли гистерезиса. При балансе н.с. постоянных токов ( $I_{W_{и}} - I_{к} W_{к} = 0$ ) напряжения на обмотках  $W_{B1}$ ,  $W_{B2}$  практически оди-

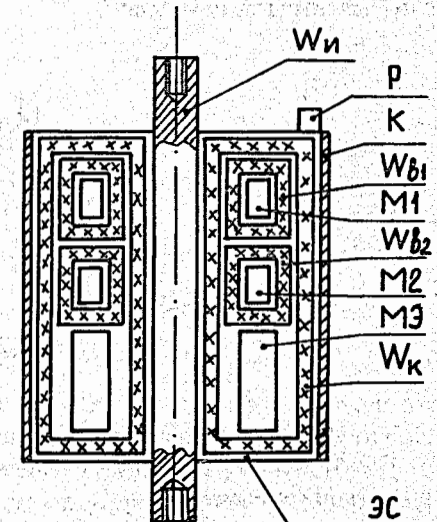


Рис. 2. Конструктивная схема магнитомодуляционного узла.

наковы и напряжение на выходе демодулятора Д практически равно нулю.

При нарушении баланса н.с. ( $I_{W_{и}} - I_{к} W_{к} \neq 0$ ) происходит сдвиг частных циклов перемagnичивания магнитопрыводов M1 и M2 по основной петле гистерезиса. Напряжение на обмотке возбуждения одного магнитопрывода увеличивается, а на обмотке другого — уменьшается, и на выходе демодулятора Д появляется напряжение сигнала рассогласования. Знак напряжения рассогласования определяется знаком разбаланса н.с. Зависимость напряжения сигнала рассогласования от разбаланса н.с. является статической характеристикой преобразователя разбаланса н.с.

На рис.3 показан общий вид статической характеристики преобразователя разбаланса н.с. рассматриваемого типа. Статическая характеристика преобразователя не имеет "ложных" нулей в рабочем диапазоне тока, если выполнено условие

$$I_{в1м} W_{в} > 2I_{ном.} W_{и},$$

где  $I_{в1м}$  — амплитуда тока ГОИ 1,  $W_{в} = W_{в1} = W_{в2}$ ,  $I_{ном.}$  — номинальное значение измеряемого тока.

Датчики тока на большие номинальные значения измеряемого тока в соответствии с приведенным выше условием требуют высокого уровня возбуждения. В таком режиме происходит искажение статической характеристики преобразователя н.с. на начальном ее участке (в окрестности  $\Delta IW = 0$ ): здесь появляется "мертвая зона", уменьшается чувствительность. Кроме того, увеличивается сдвиг нуля, обусловленный "магнитной памятью".

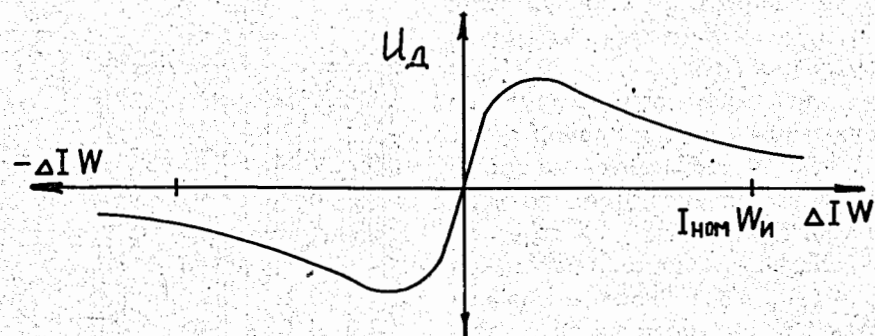


Рис. 3. Общий вид статической характеристики преобразователя разбаланса намагничивающих сил.

При одновременном возбуждении магнитного модулятора относительно короткими импульсами большой амплитуды частоты F (от ГОИ 1) и импульсами с той же частотой следования F, но относительно большой длительности  $\tau_2$  ( $\tau_2 \leq 0,5 T$ ) и малой амплитуды (от ГОИ 2), указанные выше отрицательные явления существенно ослабляются. При этом амплитуда импульсов возбуждения ГОИ 2 должна удовлетворять условию

$$I_{в2м} W_{в} = (10 \div 100) \text{ ампервитков.}$$

Рассматриваемый датчик постоянного тока представляет собой замкнутый контур автоматического регулирования. Сигнал разбаланса с выхода Д поступает на вход УПТ, вызывая изменение компенсирующего тока, направленное на поддержание баланса н.с. При этом в установившемся режиме состояние контура автоматического регулирования описывается соотношением

$$I_{W_{и}} - I_{к} W_{к} = \Delta IW_{д},$$

где  $\Delta IW_{д}$  — действующее рассогласование в контуре авторегулирования; при большом усилении  $\Delta IW_{д}$  будет пренебрежимо малой величиной, поэтому

$$I_{к} = I_{W_{и}} / W_{к}.$$

Ток  $I_{к}$  протекает по эталонному резистору  $R_{эт.}$  и создает на нем падение напряжения

$$U_{R_{эт.}} = R_{эт.} I_{W_{и}} / W_{к}.$$

Напряжение  $U_{R_{эт.}}$  усиливается масштабным усилителем напряжения МУН с коэффициентом усиления  $K_M$  и поступает на выход, являясь выходным напряжением U датчика тока. Связь между измеряемым током I и выходным напряжением U датчика тока дается соотношением

$$I = KU,$$

где  $K = K_T / K_M R_{эт.}$ ,  $K_T = W_{к} / W_{и}$ .

Замкнутый контур автоматического регулирования обеспечивает преобразование постоянной (медленно меняющейся) составляющей измеряемого тока. Ввиду низкой частоты модуляции и, соответственно, большой постоянной времени фильтра демодулятора переменная состав-

ляющая измеряемого тока таким путем на выход датчика тока не передается. Она передается за счет прямой магнитной связи между измерительной и компенсационной обмотками через магнитный экран, если обеспечивается режим трансформатора тока. Последний достигается (в упрощенном представлении), если суммарное активное сопротивление в цепи компенсационной обмотки не превышает нескольких ом ( $R_{\Sigma} = R_{\text{в}} + R_{\text{к}} + R_{\text{ЭТ}}$ , где  $R_{\text{в}}$  — выходное сопротивление УПТ,  $R_{\text{к}}$  — активное сопротивление компенсационной обмотки). За счет указанной трансформаторной связи полоса пропускания датчика тока расширяется практически до  $\sim 10$  кГц.

Приведем техническое решение по реализации некоторых узлов датчика тока.

На рис.4 представлена блок-схема ГОИ 1. К выводам переменного тока мостового выпрямителя В1 переменное напряжение питания подается с блокировочного конденсатора  $C_6$  через формирующий конденсатор  $C_{\text{ф}}$ . Блокировочный конденсатор  $C_6$  ослабляет действие активных сопротивлений и индуктивности рассеяния обмоток силового трансформатора Т на процессы в контуре формирования импульсов возбуждения. Балластный резистор  $R_6$  обеспечивает подавление паразитных резонансных колебаний.

Схема формирования импульсов управления тиристора VS содержит мостовой выпрямитель В2, к выводам переменного тока которого подводится напряжение с обмотки синхронизации силового трансформатора Т, делитель напряжения ДН, источник опорного напряжения ИОН, компаратор напряжений КН, усилитель-формирователь импульсов УФ, каскад гальванической развязки ГР и усилитель У импульсов управления. Схема формирования импульсов управления обеспечивает отпирание тиристора VS в каждый полупериод питающего напряжения при достижении им определенного заданного уровня. Этот уровень зависит от амплитуды синхронизирующего напряжения, коэффициента деления ДН и величины опорного на-

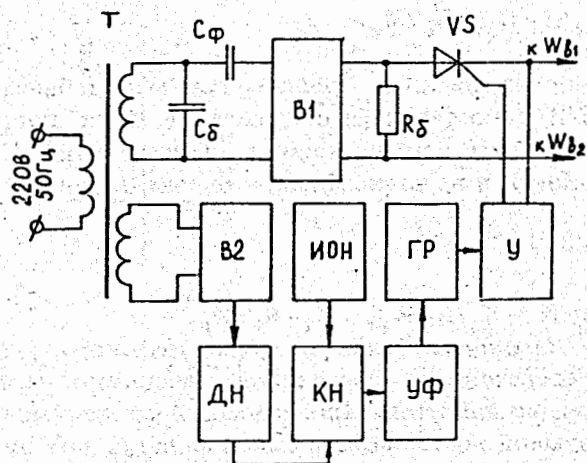


Рис. 4. Блок-схема ГОИ 1.

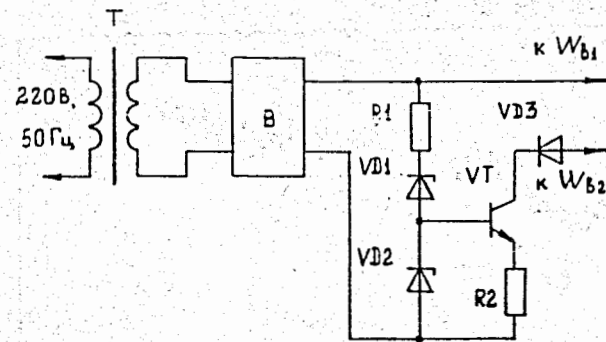


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема ГОИ 2.

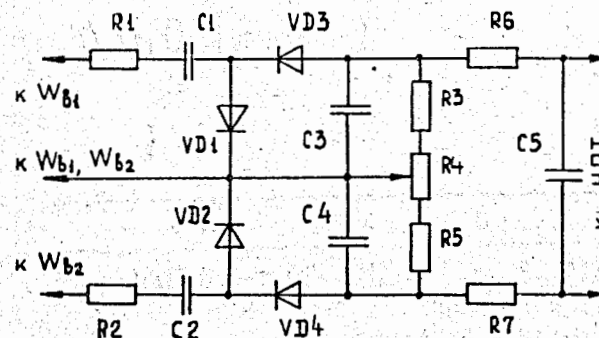
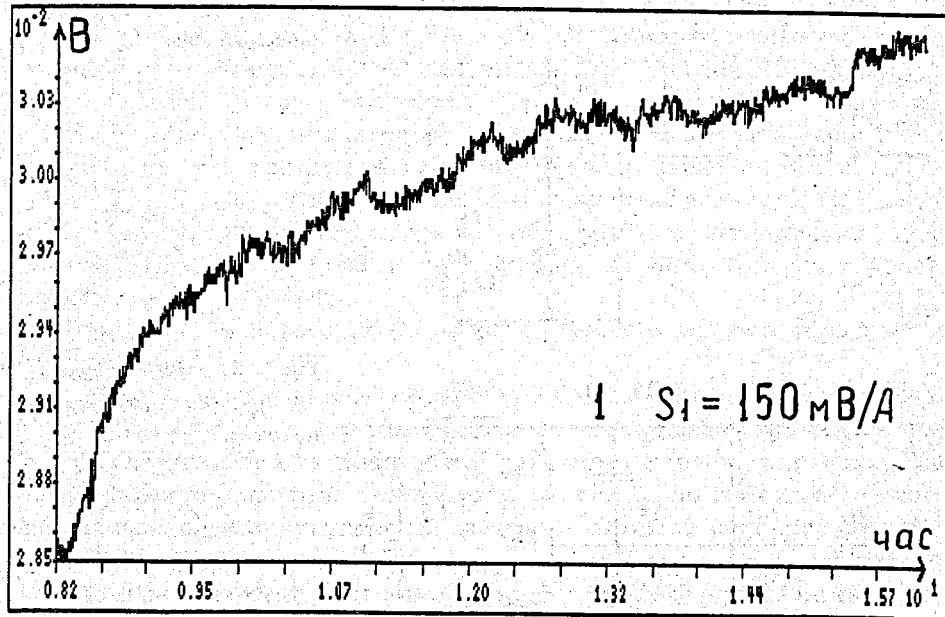


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема демодулятора.

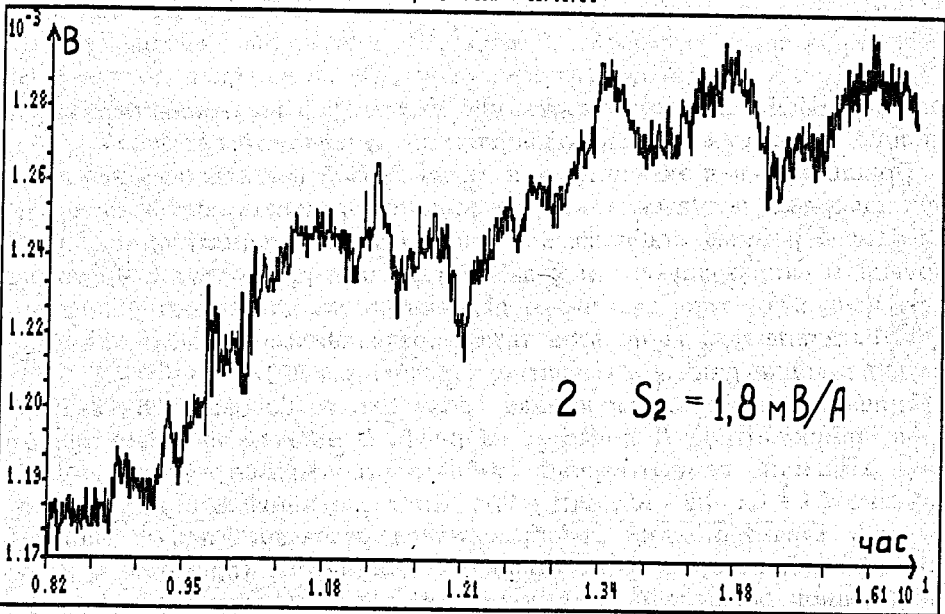
пряжения ИОН. Принятая структура схемы формирования ослабляет влияние изменения питающего напряжения на параметры ГОИ 1.

Принципиальная электрическая схема ГОИ 2 представлена на рис.5. Однополярные импульсы тока формируются транзистором VT, который работает в режиме стабилизации тока. Питание осуществляется пульсирующим напряжением с выхода мостового выпрямителя В. Длительность импульсов тока зависит от напряжения стабилизации стабилитрона VD1. Амплитуда импульсов тока определяется напряжением стабилизации стабилитрона VD2 и величиной резистора R2.

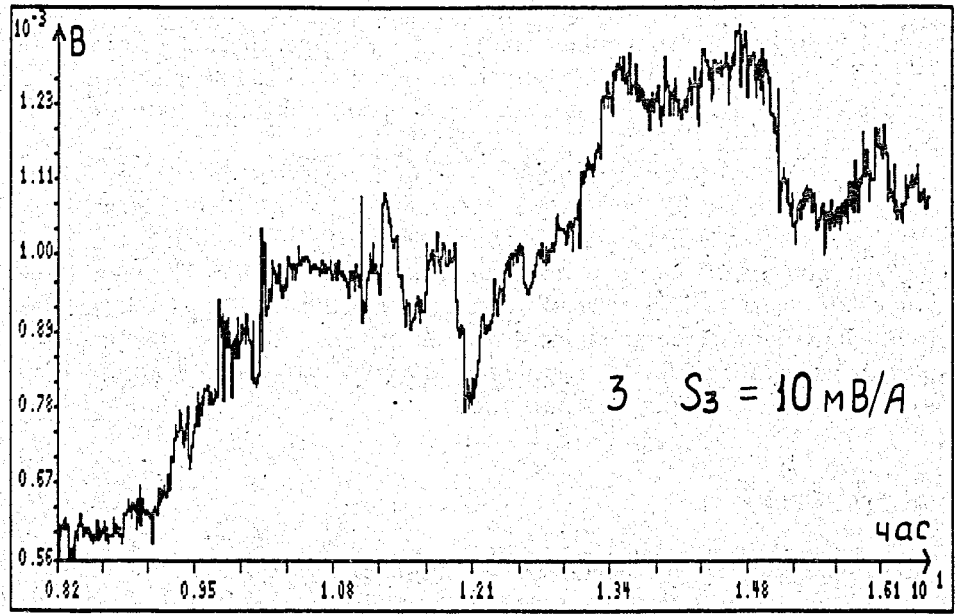
Принципиальная электрическая схема одного из вариантов выполнения демодулятора Д показана на рис.6. Основным является требование высокой температурной стабильности параметров элементов, особенно  $C1 \div C4$ ,  $R3 \div R5$ ,  $VD1 \div VD4$ . Крутизна линейного участка статической характеристики преобразователя разбаланса н.с. составляет 150 мВ/А при использовании данного демодулятора (при этом к компенсационной обмотке  $W_{\text{к}}$  подключено  $R_{\text{ЭТ}}$  и эквивалентное выходное сопротивление УПТ).



Xmin= 8.24662 Xmax= 16.06647 Ymin= 0.02850 Ymax= 0.03054



Xmin= 8.17868 Xmax= 16.51596 Ymin= 0.00117 Ymax= 0.00129



Xmin= 8.17868 Xmax= 16.51596 Ymin= 0.00056 Ymax= 0.00134

Рис. 7. Экспериментальные зависимости дрейфа нуля в разных точках датчика.

На рис.7. приведены экспериментально полученные зависимости дрейфа нуля (в функции времени) для одного из экземпляров датчика тока, снятые в разных точках устройства: 1 — на выходе Д (при разомкнутом контуре авторегулирования), 2 — на  $R_{ЭТ}$ , 3 — на выходе МУН. Из сравнения этих зависимостей видно, что по сравнению с дрейфом нуля преобразователя разбаланса н.с. (зависимость 1) общая величина дрейфа нуля датчика существенно возрастает (вероятно, за счет дрейфов нуля УПТ и МУН).

Предельное значение относительной погрешности измерения тока составляет

$$\delta = \delta_{K_T} + \delta_{и} + \delta_{K_M} + \delta_{R_{ЭТ}} = \delta_{П} + \delta_{и},$$

где  $\delta_{K_T}$  — относительное отклонение величины коэффициента преобразования тока от идеального значения, определяемого как  $K_T = W_K / W_{и}$ , здесь наибольший вклад могут иметь дрейф нуля преобразователя разбаланса н.с. и действующее рассогласование в контуре авторегулиро-

вания,  $\delta_{и}$  — относительная погрешность измерения датчика тока,  $\delta_{кМ}$  — относительное отклонение коэффициента усиления масштабного усилителя от номинального значения,  $\delta_{R_{эт}}$  — относительное отклонение величины сопротивления эталонного резистора от номинального значения,  $\delta_{п}$  — относительная погрешность преобразования измеряемого тока  $I$  в напряжение  $U$ ,  $\delta_{п} = \delta_{кТ} + \delta_{R_{эт}} + \delta_{кМ}$ .

Общий дрейф нуля датчика тока, приведенный к измеряемому току, не превышает 0,1 А. Таким образом, относительная погрешность преобразования при измеряемом токе выше 100 А не превышает  $10^{-3}$  (при условии калибровки с погрешностью меньшей  $10^{-3}$ ). Выходное напряжение датчика при значениях измеряемого тока  $\pm I_{ном}$  составляет  $\pm 10$  В. Переменная составляющая выходного напряжения (напряжение помехи) на частоте 100 Гц составляет  $10 \div 30$  мВ (амплитудное значение) для разных экземпляров датчиков.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Батманова Э.К. и др. — Сообщение ОИЯИ 13-87-781, Дубна, 1987.
2. Калининченко В.В. — А.С. № 1180862 (СССР). Опубликовано в ОИ, 1985, № 35, с.193.
3. Розенблат М.А. — Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Наука, 1966, с.321.

Рукопись поступила в издательский отдел  
20 июня 1991 года.

Батманова Э.К., Казакова Г.Г., Калининченко В.В.  
Датчик постоянного тока

P13-91-282

Обсуждается датчик постоянного тока, основанный на магнитном сравнении постоянных токов. Рассмотрен принцип действия датчика, приведена блок-схема датчика, его конструктивная схема, а также технические решения по выполнению некоторых его узлов. Общий дрейф нуля датчика, приведенный к измеряемому току, не превышает 0,1 А. Выходное напряжение датчика при номинальном значении измеряемого тока составляет 10 В.

Работа выполнена в Лаборатории ядерных проблем ОИЯИ.

Сообщение Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1991

Перевод М.И.Потапова

Batmanova E.K., Kazakova G.G., Kalinichenko V.V.  
Direct Current Transducer

P13-91-282

A direct current transducer based on magnetic comparison of direct currents is discussed. The principle of operation of the transducer is considered, its block-diagram, circuit diagram and technical solutions for some of its units are given. General zero drift of the transducer, reduced to the current measured, does not exceed 0.1 A. The output voltage of the transducer is 10 V at the rated value of the current measured.

The investigation has been performed at the Laboratory of Nuclear Problems, JINR.