

30  
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ АН СССР  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ

Б.А.Баклаков, В.Ф.Веремеенко, М.М.Карлинер,

А.А.Литвинов, С.П.Петров

**ПРЕЦИЗИОННЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ  
ИЗМЕРИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

**ДО 10 кА**

ПРЕПРИНТ 80-83



Новосибирск

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ  
ПОСТОЯННОГО ТОКА ДО 10 кА

Б.А.Баклажв, В.Ф.Веремеенко, М.М.Карлинер  
А.А.Литвинов, С.П.Петров

А Н Н О Т А Ц И Я

Описывается широкополосный прецизионный бесконтактный измеритель постоянного тока до 10 кА. Полоса пропускания измерителя 0-10 кГц. Постоянная составляющая может иметь обе полярности. Основу устройства составляет магнитный компаратор на второй гармонике. Используется компенсационный принцип, позволяющий реализовать погрешность измерения не более  $10^{-3}\%$ . Компенсация осуществляется посредством глубокой отрицательной обратной связи.

## РЕФЕРАТ

В статье описывается устройство, позволяющее измерять ток любой полярности произвольной формы со спектром от нулевой частоты до 10 кГц. Используется компенсационный принцип, позволяющий реализовать погрешность измерения постоянной составляющей не более  $10^{-3}\%$ . Компенсация измеряемого тока осуществляется посредством глубокой отрицательной обратной связи с петлевым усилением более  $10^5$ . Основу измерителя составляет магнитомодуляционный датчик на 2-й гармонике. На постоянном токе датчик играет роль магнитного компаратора, сравнивающего ампер-витки измеряемого и компенсирующего токов. Сигнал ошибки компаратора усиливается, транзисторным усилителем и подается в обмотку компенсации, создавая постоянный ток компенсации. Для переменной составляющей тока датчик представляет собой трансформатор, первичную обмотку которого образует шина с измеряемым током, а вторичную — обмотка компенсации, нагруженная на измерительный шунт. Коэффициент трансформации 1:20000.

# ПРЕЦИЗИОННЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДО 10 кА

Б.А.Баклаков, В.Ф.Веремеенко, М.М.Карлинер,  
А.А.Литвинов, С.П.Петров

В прецизионных системах стабилизации тока больших электромагнитов существенную роль играют измерители тока. При высокой точности (погрешность  $10^{-4}$  и менее) такие измерители должны обладать широкой полосой пропускания для обеспечения устойчивости при большом петлевом усилении в регуляторе тока. Для измерения килоамперных токов долгое время использовались манганиновые шунты. Имея широкую полосу пропускания, они обладают следующими недостатками: большая рассеиваемая мощность (несколько киловатт), необходимость водяного охлаждения, температурная нестабильность сопротивления, постепенное разрушение манганина водой, гальваническая связь выхода с измеряемой цепью.

Известны измерительные устройства, не обладающие перечисленными недостатками. В [1,2] описаны устройства, использующие магнитомодуляционные датчики (магнитные компараторы) на 2-й гармонике, осуществляющие бесконтактно измерение килоамперных токов с большой точностью, однако они мало пригодны для систем стабилизации, так как в первом измерении осуществляется с участием оператора, а второе является узкополосным измерителем периодического действия.

В промышленности нашли распространение так называемые трансформаторы постоянного тока [3], работающие на первой гармонике. Однако, эти устройства имеют ограниченную точность (в лучшем случае  $2 \cdot 10^{-4}$ ), большой уровень помех на выходе и являются однополярными.

Описываемый в данной работе измеритель килоамперных

токов соединяет в себе высокую точность с широкой полосой пропускания. Это достигается благодаря сочетанию магнитомодуляционного компаратора для компенсационного измерения постоянного тока с трансформатором для измерения высоких частот. Устройство осуществляет преобразование измеряемого тока, уменьшая его в 20000 раз. Уменьшенный ток измеряется маломощным манганиновым шунтом, помещенным в активный термостат.

Принцип действия измерителя основан на измерении магнитного поля вокруг проводника с током. На рис.1 изображена функциональная схема измерителя. Устройство состоит из двух основных частей: датчика и электронной схемы. Датчик, располагающийся на шине с измеряемым током, состоит из магнитного компаратора (включающего в себя сердечники 1,2 и обмотки  $W_{B1}$  и  $W_{B2}$ ), экранирующих сердечников 3,4 и обмотки компенсации  $W_K$ . Сердечники 1,2, периодически перемагничиваются переменным током частоты  $f$ , протекающим в обмотках  $W_{B1}$ ,  $W_{B2}$ . В результате этого дифференциальная магнитная проницаемость сердечников изменяется с удвоенной частотой. Магнитный компаратор выполняет функции индикатора нуля для сравнения встречно направленных ампервитков измеряемого и компенсирующего токов. При неравенстве ампервитков этих токов в сердечниках 1,2 появляется переменный магнитный поток частоты  $2f$ , который возбуждает в обмотках  $W_{B1}$ ,  $W_{B2}$  э.д.с. этой же частоты. Э.д.с. частоты  $2f$  выделяется в диагонали моста между средними точками делителя  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и обмоток  $W_{B1}$ ,  $W_{B2}$ . Потенциометром  $R_2$  осуществляется балансировка моста, позволяющая отделить э.д.с. частоты  $2f$  от э.д.с. частоты  $f$ . Ток возбуждения  $I_B$  формируется нелинейной индуктивностью обмоток  $W_{B1}$ ,  $W_{B2}$  и внутренним сопротивлением генератора возбуждения 5 и имеет форму разнополярных импульсов длительностью в четверть периода возбуждения. Такая форма тока близка к оптимальной [4]. Амплитуда импульсов тока выбирается такой, чтобы максимальное поле возбуждения в десять раз превышало величину коэрцитивной силы материала сердечников, в результате чего перемагничивание сердечников

происходит по предельной петле. Это обеспечивает большую стабильность нуля магнитного компаратора.

Сигнал ошибки частоты  $2f$  с выхода магнитного компаратора детектируется синхронным детектором 6. Полярность выходного напряжения детектора определяется фазой сигнала компаратора по отношению к фазе опорного сигнала частоты  $2f$ , подаваемого на детектор от генератора возбуждения 5. Постоянное напряжение с выхода детектора усиливается усилителем постоянного тока 7 и подается в обмотку  $W_k$  датчика, создавая ток компенсации  $I_k$ . Получающаяся петля отрицательной обратной связи, включающая в себя датчик, синхронный детектор и усилитель постоянного тока, имеет коэффициент усиления  $5 \cdot 10^5$ , благодаря чему с большой точностью выполняется равенство:

$$I_M = W_k I_k \quad (1)$$

где  $I_M$  — измеряемый ток шины,  $W_k$  — число витков обмотки компенсации,  $I_k$  — ток компенсации.

Сигнал, пропорциональный измеряемому току, снимается с измерительного шунта  $\delta$ , включенного последовательно с обмоткой  $W_k$ .

Как указывалось выше, датчик сочетает в себе свойства магнитного компаратора и трансформатора переменного тока. Свойства трансформатора придают ему экранирующие сердечники 3,4, имеющие для этого достаточно большое сечение. Первичной обмоткой трансформатора переменного тока является шина с измеряемым током, вторичной, — обмотка  $W_k$ , нагруженная на измерительный шунт и малое выходное сопротивление усилителя постоянного тока. Частотная характеристика трансформатора в области нижних частот ограничивается постоянной времени обмотки  $W_k$ .

$$T_k = \frac{L_k}{R_{\omega} + R_{упт} + R_k}$$

где  $L_k$  и  $R_k$  индуктивность и сопротивление обмотки  $W_k$ ,  $R_{упт}$  — выходное сопротивление усилителя,  $R_{\omega}$  — сопротивление шунта.

Верхняя граничная частота трансформатора ограничивается индуктивностью рассеяния и межвитковой емкостью обмотки  $W_k$ . Верхняя граничная частота разомкнутой петли отрицательной обратной связи, куда входят магнитный компаратор, синхронный детектор, усилитель постоянного тока, обмотка  $W_k$ , определяется той же постоянной времени  $T_k$  обмотки  $W_k$ , так как остальные постоянные времени цепи обратной связи малы. Таким образом частотные характеристики этих двух каналов перекрываются и суммарная частотная характеристика измерителя простирается от нуля до 10 кГц (в нашем случае).

На рис.2 приведена вольтамперная характеристика магнитного компаратора. Участок между точками В,Д, где сохраняется пропорциональность между разностными ампервитками  $\Delta I$  и выходным напряжением компаратора частоты  $2f$ , является рабочей областью. В компенсационном методе диапазон измеряемых токов на много порядков превышает рабочую область компаратора. За пределами рабочей области, где производная  $dU_{2\omega}/dI$  меняет знак, отрицательная обратная связь превращается в положительную, и режим компенсации нарушается. Необходимо, чтобы величина ошибки компенсации  $\Delta I$  не превышала рабочей области характеристики компаратора:

$$I_M - W_k I_k < \Delta I_M \quad (3)$$

где  $\Delta I_M = 20$  А — максимальный ток рабочей области компаратора. Этим условием определяется допустимая минимальная величина коэффициента усиления петли отрицательной обратной связи

$$K_0 > \frac{I_M \max}{\Delta I_M}$$

Для обеспечения большой точности компенсации величина  $K_0$

в нашем случае составляет  $5 \cdot 10^5$  и условие (3), таким образом, выполняется с большим запасом.

$$\Delta \mathcal{U}_c = \frac{\mathcal{I}_и}{1 + K_0} \ll \Delta \mathcal{U}_M \quad (4)$$

В динамическом режиме, когда измеряемый ток изменяется с значительной скоростью, ошибка компенсации может быть существенно больше статической благодаря наличию инерционных цепей в петле отрицательной обратной связи, вызывающих запаздывание тока. По рис. 3, где изображена упрощенная эквивалентная схема датчика тока (без индуктивностей рассеяния и межвитковых емкостей) и указаны передаточные функции петли отрицательной связи, можно составить уравнение:

$$\mathcal{I}_K (R_{\omega} + R_K + R_{упт} + pL_K) - pL_K \frac{\mathcal{I}_и}{W_K} = \mathcal{U}_{упт} \quad (5)$$

где  $\mathcal{U}_{упт}$  — выходное напряжение усилителя постоянного тока. Передаточную функцию цепи отрицательной обратной связи, преобразующей ампервитки ошибки в выходные напряжения усилителя постоянного тока, можно охарактеризовать сопротивлением передачи. Тогда:

$$\mathcal{U}_{упт}(p) = Z_{ос}(p) \frac{\Delta \mathcal{U}}{W_K} \quad (6)$$

Подставим (6) в (5) и решим относительно  $\Delta \mathcal{U}$ , учитывая, что  $\mathcal{I}_K W_K = \mathcal{I}_и - \Delta \mathcal{U}$

$$\Delta \mathcal{U} = \mathcal{I}_и \frac{R_{\omega} + R_K + R_{упт}}{Z_{ос} + R_{\omega} + R_K + R_{упт} + pL_K} = \mathcal{I}_и \frac{1}{1 + pT_K + K} \quad (7)$$

где  $T_K = \frac{L_K}{R_{\omega} + R_K + R_{упт}}$  — постоянная времени обмотки  $W_K$

$K = \frac{Z_{ос}}{R_{\omega} + R_K + R_{упт}} = \frac{K_0(1 + pT_4)}{1 + pT_2(1 + pT_3)}$  — коэффициент усиления петли отрицательной обратной связи;  $T_2$  — постоянная времени фильтра синхронного детектора;  $T_3, T_4$  — постоянные времени корректирующего звена, обеспечивающего устойчивость петли отрицательной обратной связи.

Аналогично можно найти выражение для выходного напряжения усилителя постоянного тока;

$$\mathcal{U}_{упт} = K(R_{\omega} + R_K + R_{упт}) \frac{\mathcal{I}_и}{W_K(1 + pT_K + K)} \quad (8)$$

Уравнение (7) позволяет оценить ошибку компенсации  $\Delta \mathcal{U}$  при переходных процессах и выбрать постоянные времени инерционных цепей таким образом, чтобы в любой момент времени не нарушалось условие (3). Интересно отметить, что постоянная времени  $T_K$ , несмотря на то, что она входит в петлю отрицательной обратной связи, не увеличивает ошибки компенсации. Чтобы убедиться в этом, примем в уравнении (7)  $T_2, T_3, T_4$  равными нулю, тогда уравнение принимает простой вид:

$$\Delta \mathcal{U}(p) = \frac{\mathcal{I}_и}{1 + pT_K + K_0}$$

Перейдем от изображения к оригиналу:

$$\Delta \mathcal{U}(t) = \frac{\mathcal{I}_и}{1 + K_0} \left( 1 - e^{-\frac{K_0 + 1}{T_K} t} \right) = \Delta \mathcal{U}_c \left( 1 + e^{-\frac{K_0 + 1}{T_K} t} \right)$$

Выражение в скобках при  $\Delta \mathcal{U}_c$  не превышает единицы при всех значениях  $t$ . Это означает, что если подать на вход измерителя ступеньку тока, ошибка компенсации экспоненциально возрастает с постоянной времени  $T_K/K_0 + 1$  и в пределе достигает статической ошибки  $\Delta \mathcal{U}_c$ . Объясняется это тем, что в динамическом режиме ток компенсационной обмотки имеет две составляющие. Одна из них — индукционная — возникает вследствие неизменности магнитного потока в сердечниках при изменении измеряемого тока. Эта состав-

ляющая не связана с цепью обратной связи и появляется без запаздывания, обуславливая практически безинерционную компенсацию измеряемого тока. В дальнейшем, однако, эта составляющая экспоненциально спадает с постоянной времени  $T_k$ , что приводит к росту разбаланса токов  $\Delta I$  и появлению другой составляющей тока компенсации, вызванной реакцией цепи обратной связи. Эта цепь должна успеть вступить в действие прежде, чем разбаланс токов  $\Delta I$  достигнет опасной величины  $\Delta I_M$ . Анализ уравнения (7) показывает, что величина динамической ошибки определяется в основном отношением величин постоянных времени демодулятора и обмотки  $W_k$ , которое для выполнения условия (3) не должно превышать отношения токов  $\Delta I_M / I_H$ :

$$\frac{T_2}{T_k} \leq \frac{\Delta I_M}{I_H} \quad (9)$$

Качественно справедливость этого условия можно пояснить следующим образом. После подачи ступеньки тока, в начальный момент времени  $p \rightarrow \infty$ , поэтому  $\Delta I \rightarrow 0$ ,  $U_{упт} \rightarrow 0$ ,  $K = 0$ . Пусть  $K$  остается равным нулю некоторое время  $t$ . Тогда:

$$\Delta I(p) = \frac{I_H}{1 + p T_k}$$

$$\Delta I(t) = I_H (1 - e^{-\frac{t}{T_k}}) \cong I_H \frac{t}{T_k}$$

(10)

По условию (3) должно быть  $\Delta I < \Delta I_M$ , т.е.:

$$\Delta I \frac{t}{T_k} < \Delta I_M$$

или 
$$\frac{t}{T_k} < \frac{\Delta I_M}{I_H}$$

Так как время задержки появления коэффициента усиления определяется постоянной времени  $T_2$ , то

$$\frac{T_2}{T_k} < \frac{\Delta I_M}{I_H}$$

При  $T_k = 5$  сек,  $\Delta I_M = 20$  А,  $I_H = 10$  кА допустимая величина  $T_2$  составляет  $10^{-2}$  сек. При большом петлевом коэффициенте усиления обратной связи  $K_0 = 5 \cdot 10^5$  более жесткие условия на величину  $T_2$  накладывают условия обеспечения устойчивости обратной связи и величина  $T_2$  выбрана равной  $5 \cdot 10^{-4}$  сек. По формуле (10), заменив  $t$  на  $T_2$  можно оценить величину динамической ошибки, которая оказывается равной 1 А. Численное решение уравнения (7) на ЭВМ показывает, что динамическая ошибка, при подаче ступеньки тока 10 кА, составляет 0,2 А. Из сказанного можно сделать два вывода. Во-первых, в измерителе можно создать условия, при которых устройство, будучи введено в режим компенсации, не может быть из него выведено воздействием измеряемого тока, и режим компенсации надежно сохраняется. Во-вторых, измеритель имеет малую ошибку  $\Delta I$  не только в статическом, но и в динамическом режимах и, следовательно, обладает большой точностью преобразования в широком спектре частот (до 10 кГц).

Для того, чтобы ввести магнитный компаратор датчика в рабочую область, предусмотрен режим поиска. Режим автоматически возникает, когда магнитный компаратор по какой-либо причине оказывается замагниченным до насыщения. В режиме поиска на выходе усилителя постоянного тока возникает напряжение частоты 1 Гц, вызывая в обмотке  $W_k$  пилообразный ток. В момент когда ампервитки пилообразного тока оказываются равными измеряемому току, происходит захват, то-есть, начинает работать отрицатель-

ная обратная связь, поддерживая равенство ампервитков измеряемого и компенсирующего токов.

На рис. 5 приведена принципиальная схема измерителя. На элементах Д 1-1, Д 1-2 собран задающий генератор частоты 12 кГц. Счетными триггерами Д 2-1,

Д 2-2 частота понижается до 3 кГц. Триггеры выравнивают длительность полупериодов с той целью, чтобы исключить четные гармоники из спектра напряжения возбуждения. Наличие четных гармоник может быть источником дрейфа нуля измерителя. Через предварительный ( $V_1, V_2$ ) и выходной ( $V_4, V_7$ ) каскады усиления и согласующий трансформатор Тр 1 напряжение прямоугольной формы частоты 3 кГц подается на обмотки  $W_{B1}, W_{B2}$  магнитного компаратора.

Синхронный детектор выполнен на ключах  $V_{13}, V_{14}$ . Опорные напряжения, управляющие ключами, частотой 6 кГц снимается с выходов триггера Д 2-1. Элементы  $R_1$

$R_2, R_3, C_1$  образуют фильтр с постоянной времени  $T_2$ , ослабляющий пульсации выпрямленного сигнала.

Усилитель постоянного тока состоит из предварительного усилителя  $A_1$  с коэффициентом усиления 70 и выходного усилителя  $V_{17} - V_{22}$  с коэффициентом усиления 50. Элементы  $R_5, R_6, C_3$  образуют постоянные времени корректирующего звена  $T_3 = R_5 \cdot C_3$  и  $T_4 = R_6 \cdot C_3$ .

Для осуществления режима поиска усилитель охвачен цепью положительной обратной связи, образованной элементами  $R_4, C_2$ . В рабочем режиме условие самовозбуждения усилителя не выполняется, так как он охвачен глубокой отрицательной обратной связью цепи компенсации. Если магнитный компаратор замагничен, его коэффициент передачи близок к нулю, усиление отрицательной обратной связи уменьшается настолько, что усилитель самовозбуждается на частоте 1 Гц. В обмотке компенсации протекает пилообразный ток — осуществляется режим поиска рабочей области компаратора. В момент равенства  $I_{и} \approx I_{к}$  замагничивание компаратора исчезает, усиление отрицатель-

ной обратной связи восстанавливается, и самовозбуждение усилителя прекращается. Захват происходит в течение одного периода возбуждения усилителя.

На выходе усилителя, несмотря на наличие постоянных времени  $T_2, T_3$ , имеются значительные пульсации нечетных гармоник частоты возбуждения. Проникая на шунт через межвитковую емкость обмотки  $W_k$ , эти пульсации мешают точному измерению тока. Для уменьшения этих пульсаций, инвертированные трансформатором Тр 3 пульсации с выхода усилителя подаются на шунт в противофазе. Удаётся снизить пульсации в десять раз: при выходном напряжении 10 в пульсации на шунте не превышают 200 мкв эффективного значения.

На рис. 4 изображена конструкция датчика. Сердечники выполнены из пермаллоевой ленты 79 НМ толщиной 0,05 мм. Сечение сердечников 1,2 5x2 мм, сердечников 3,4 5x3 мм. На сердечники 1,2 равномерно по периметру намотаны обмотки  $W_{B1}, W_{B2}$ , каждая по 100 витков провода ПЭВ-2  $\varnothing 0,15$  мм. Сердечники 3,4 многофункциональны; они выполняют роль магнитного экрана, ослабляя влияние внешних магнитных полей, устраняют влияние обмотки на работу магнитного компаратора, которая (при отсутствии сердечников 3,4) может противодействовать возбуждению магнитных потоков частоты 25 в сердечниках 1,2, играют роль сердечников трансформатора переменного тока.

Все сердечники располагаются внутри каркаса 5 из немагнитной стали, предохраняющего их от деформаций. На каркасе мотается обмотка  $W_k$ , имеющая 20000 витков провода ПЭТВ  $\varnothing 0,67$  мм.

Так как сердечники 1,2 не полностью идентичны, потоки возбуждения в них, направленные встречно, также могут отличаться. Разностный поток возбуждения может вызвать в обмотке  $W_k$  ток нечетных гармоник, а на измерительном шунте — напряжение нечетных гармоник возбуждения. Для ослабления этого эффекта введена короткозамкнутая обмотка  $W_{\phi}$ , охватывающая сердечники 1,2,3. Степень ослабления разностного потока возбуждения определяется уравнением:



$$K = \frac{T_{\varphi}}{T_B} = \frac{L_{\varphi}}{T_B R_{\varphi}}$$

где  $T_{\varphi}$ ,  $L_{\varphi}$ ,  $R_{\varphi}$  — соответственно постоянная времени, индуктивность и сопротивление обмотки  $W_{\varphi}$ ,  $T_B$  — период напряжения возбуждения.

Погрешности измерителя можно разделить на две составляющие: погрешности "трансформации" тока и погрешности преобразования трансформированного тока в напряжение. Последние определяются исключительно качеством измерительного шунта. Исследование погрешностей "трансформации" постоянной составляющей тока показали, что основную долю погрешности составляет так называемая магнитная память, вызывающая сдвиг нуля измерителя до 10 мА. Сдвиг нуля возникает после того, как сердечники побывали в состоянии насыщения. Существенного дрейфа этого сдвига со временем и от температуры (в пределах 15°+45°С) замечено не было.

Дрейф нуля, являющийся функцией температуры, возникает в электронной схеме. Имеются две основные причины возникновения дрейфа: наличие гармоник  $2f$  в напряжении генератора возбуждения и частичное преобразование гармоник  $f$  в гармонику  $2f$  в синхронном детекторе. Измерения показали, что дрейф электронной схемы составляет 20-50 мкА/1°С. Температурная зависимость коэффициента трансформации и нелинейность в пределах точности  $10^{-6}$  замечены не были.

Изучалось так же влияние внешних магнитных полей, близости изгиба шины к датчику. Результаты измерений приведены на графике 5. Из графика видно, что датчик более чувствителен к внешним полям перпендикулярным оси датчика. Изгиб шины вблизи датчика искажает поле шины с измеряемым током, что также приводит к возникновению ошибки измерения.

Ниже приведены основные технические характеристики измерителя:

1. Измеряемый номинальный ток  $\pm 10$  кА.

2. Выходное напряжение с измерительного шунта  $\pm 10$  В.
3. Пульсации выходного напряжения частоты 50 Гц 20 мкВ эффективного значения, частоты 3 кГц — 200 мкВ.
4. Полоса пропускания частот 0-10 кГц.
5. Нелинейность коэффициента трансформации  $10^{-6}$ .
6. Температурный дрейф нуля 50 мкА/1°С.

Л и т е р а т у р а :

1. M.P. Mac Martin N.L. Kusters "A Self-Balancing Direct Current Comparator for 20000 Amperes" IEEE Trans. on Magnetics vol mag 1 №4 1965 стр 396
2. М.П.Васильев, В.Г.Ивкин, Кан Ю., И.В.Мозин, Ю.С.Обиденко. "Бесконтактный измерительный преобразователь постоянного тока". ПТЭ, 1979 г., № 4, стр.137.
3. Ю.Г.Толстов. "Измерительные трансформаторы постоянного тока и напряжения". Госэнергоиздат М., 1951 г.
4. Р.Я.Беркман, Л.А.Синицкий. "О максимально возможном коэффициенте усиления магнитных модуляторов на второй гармонике". Автоматика 1962 г. 23 № 10, стр.385.

Подписи к рисункам:

Рис.1. Функциональная схема измерителя тока на 10 кА.

Рис.2. Вольтамперная характеристика магнитного компаратора.

Рис.3. Эквивалентная схема датчика тока и цепи отрицательной обратной связи.

Рис.4. Принципиальная схема измерителя тока на 10 кА.

- 176ЛА7	- 176ТМ2,
- КТ315В,	- Д814В,
- КТ - 608Б,	- Д223,
- КТ - 801Б,	- Д814Г,
- КТ - 361Д,	- КС147,
- КП - 103Л,	- - КТ805АМ

Рис.5. Конструкция датчика.

Рис.6. Сдвиг нуля измерителя от воздействия внешнего магнитного поля.

А - поле перпендикулярно оси датчика,  
Б - поле параллельно оси датчика.

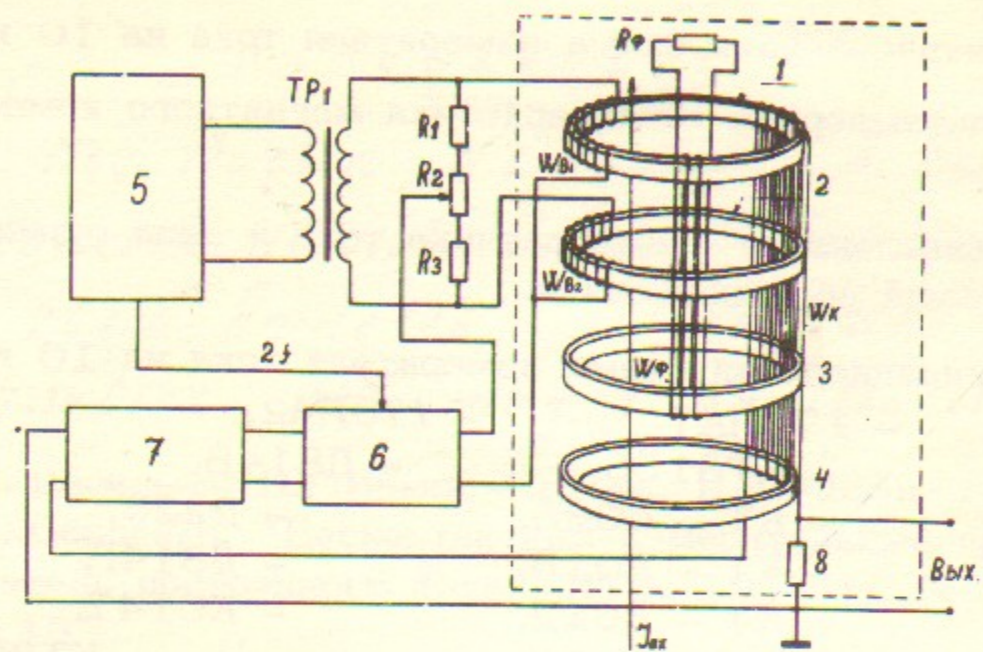


Рис 1

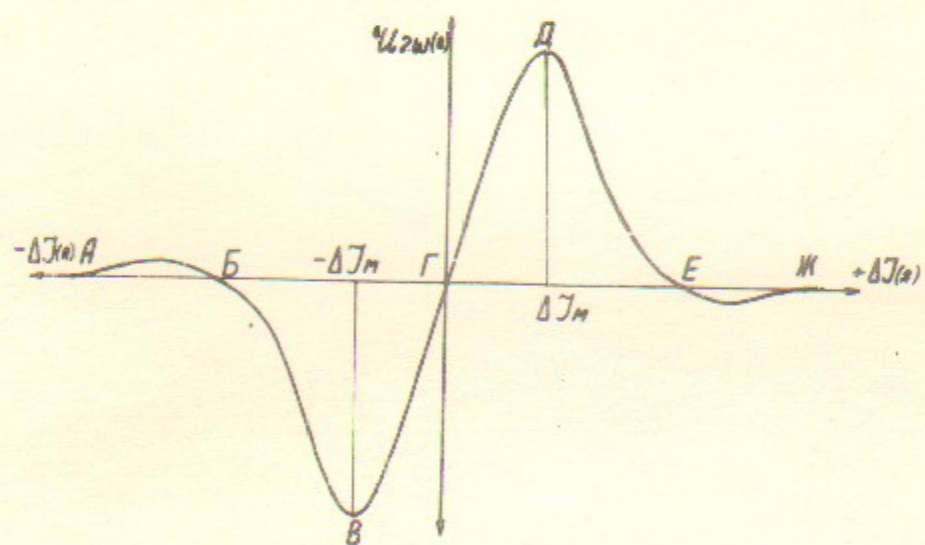


Рис 2

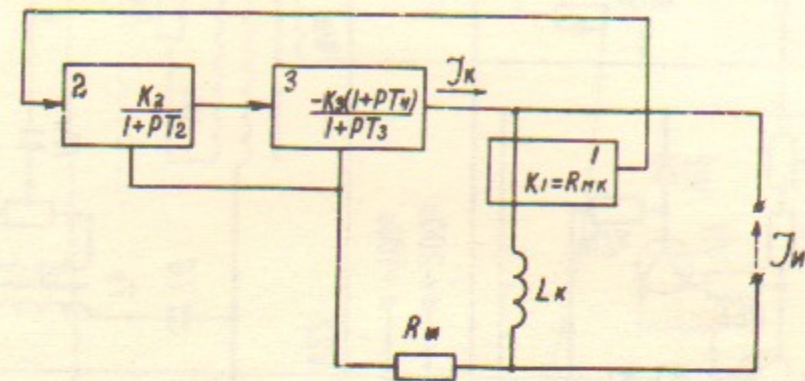


Рис 3

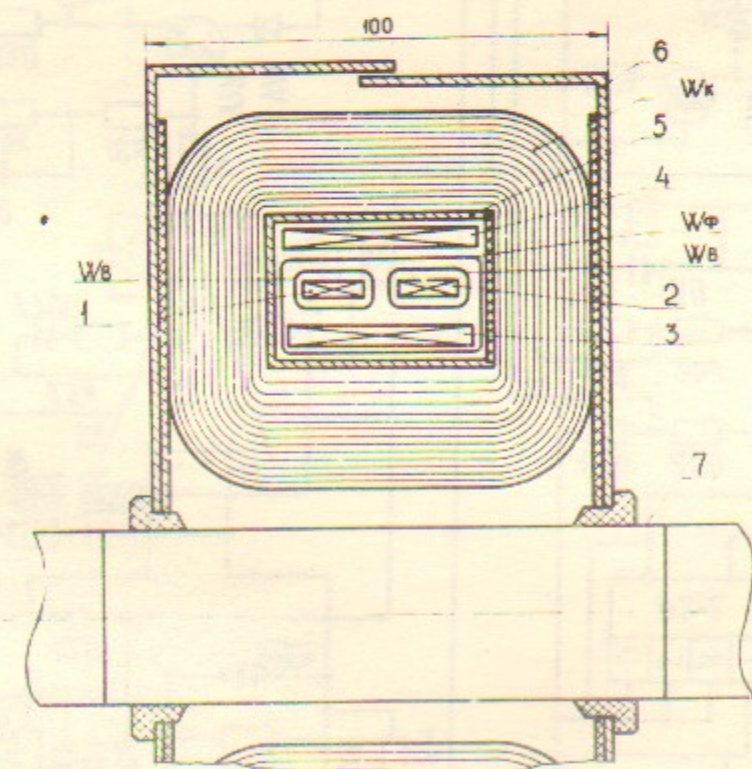


Рис 4

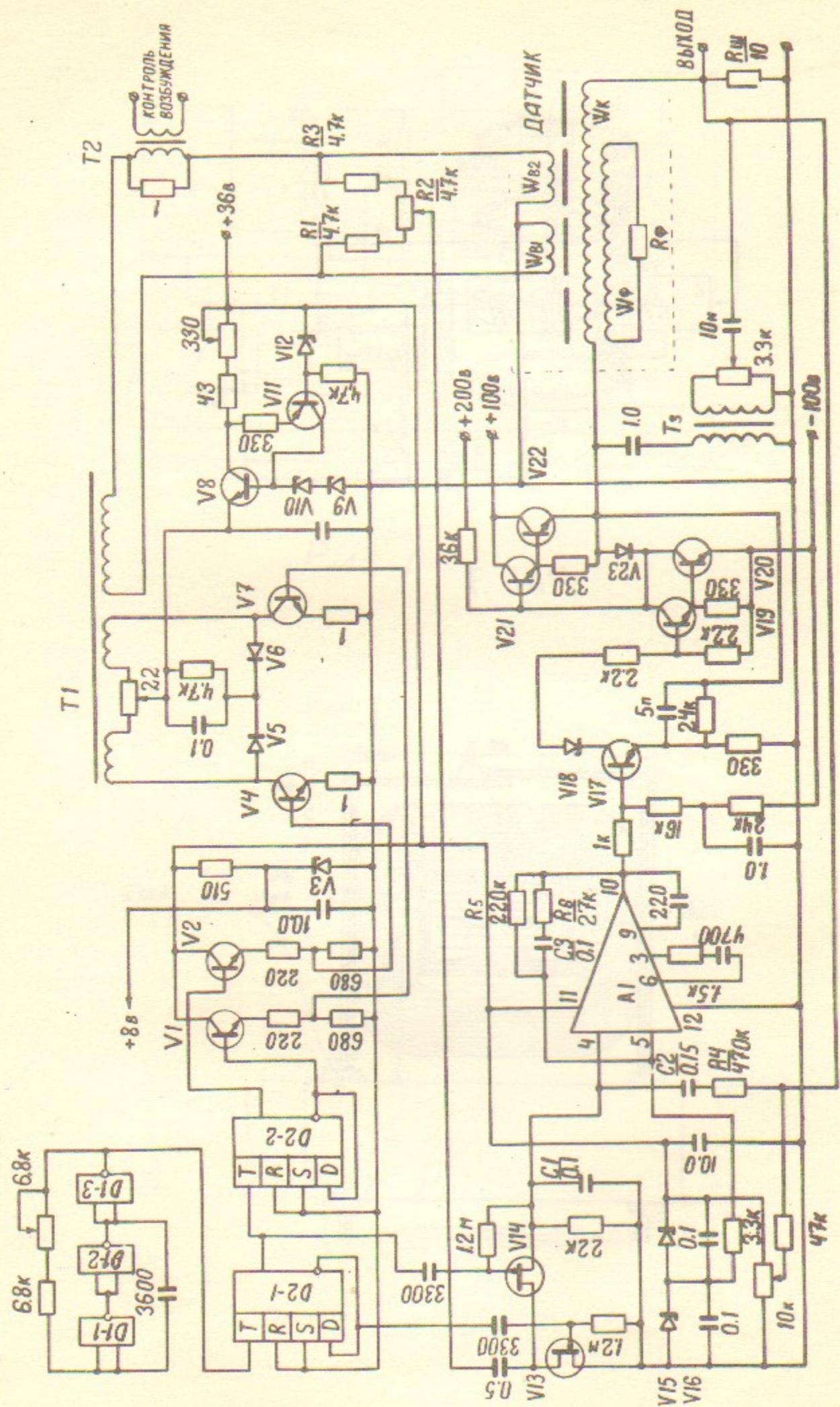


Рис 5

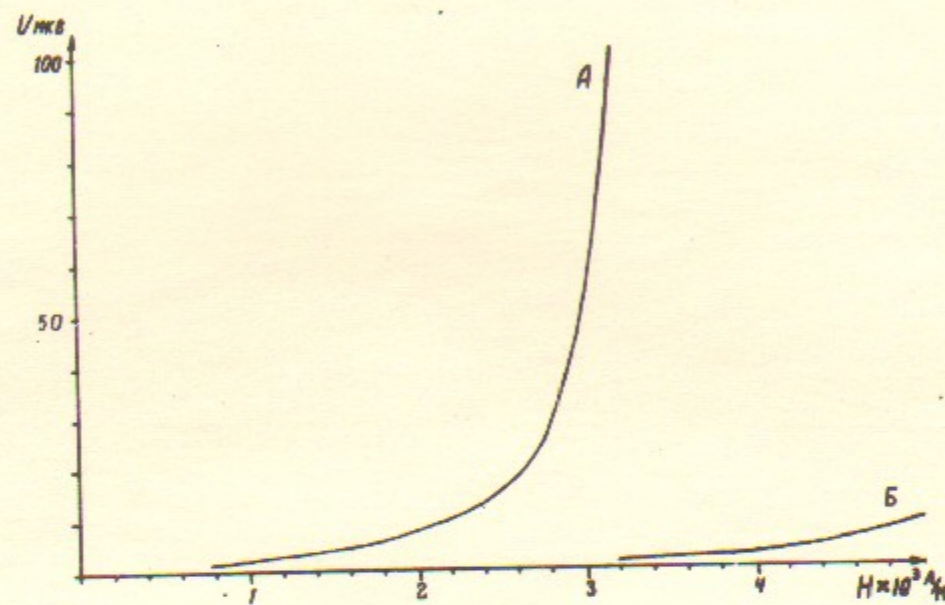


Рис 6