

171

ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ АН СССР

М.М.Карлинер, Б.В.Левичев,  
А.С.Медведко, Н.В.Шустров

**Стабилизатор тока электромагнита**

г.Новосибирск 1967



Карлинер М.М., Левичев Б.В.,  
Медведко А.С., Шустров Н.В.

СТАБИЛИЗАТОР ТОКА ЭЛЕКТРОМАГНИТА

А Н Н О Т А Ц И Я

Описана система стабилизации тока электромагнита установки встречных электрон-позитронных пучков (ВЭПП-2). В качестве источника питания используется генератор постоянного тока типа ГП-5000. Рабочий диапазон тока электромагнита 1-7 ка. Погрешность стабилизации заданного уровня не превышает  $(2-3) \cdot 10^{-4}$ .



При проведении большинства экспериментов на комплексе ВЭПП-2 необходимо, чтобы нестабильность постоянного магнитного поля на накопительной дорожке была не хуже  $\Delta H/H = (2 \pm 3) \cdot 10^{-4}$ . В связи с этим возникла задача стабилизации тока, создающего магнитное поле, с такой же точностью. Величина тока может устанавливаться в процессе работы любой в пределах от 1 ка до 7 ка. Требуемая стабильность тока электромагнита должна обеспечиваться при практически круглосуточной эксплуатации накопителя.

Обмотка питания накопителя выполнена из четырех последовательно соединенных секций, каждая из которых содержит по 28 витков. Витки состоят из медных шин, охлаждаемых дистиллированной водой /1/. Сопротивление обмотки постоянному току примерно равно 0,02 ом, индуктивность - 26 мГн. Рабочая температура шин электромагнита может колебаться в пределах от +20°C до +60°C, в зависимости от выделяющейся в них мощности.

Питается электромагнит от электромашинного генератора типа ГП-5000. Выходное напряжение генератора регулируется изменением тока в его обмотке возбуждения. Мощность, отдаваемая генератором в нагрузку, может достигать 5000 кВт при максимальном выходном токе 7 ка.

Обмотка возбуждения генератора имеет активное сопротивление 0,5 ом и индуктивность 1,8 Гн. Максимальный рабочий ток, потребляемый генератором по цепи обмотки возбуждения, равен 24 а; при этом выходное напряжение генератора в режиме холостого хода достигает 140 в.

Измерение тока электромагнита производится при помощи специального сопротивления (шунта), включенного последовательно в цепь тока электромагнита. Шунт имеет сопротивление  $1,2 \cdot 10^{-3}$  ом и выполнен из листового манганина, охлаждаемого дистиллированной водой. Вода подается к шунту по трубкам, припаянным к медным пластинам. Пластины через стеклотекстолитовые прокладки плотно прижаты к манганиновым листам. При таком выполнении теплоотвода максимальная температура шунта не превышает  $40 \pm 45^\circ\text{C}$ .



Связь стабильности тока электромагнита с параметрами элементов системы. Требования, предъявляемые к элементам.

Функциональная схема системы стабилизации, использующей измерительный шунт в качестве элемента цепи обратной связи, приведена на рис. I. Система работает следующим образом. Напряжение с шунта через потенциометр-датчик типа Р-3И7 поступает на схему сравнения, где сравнивается с напряжением источника опорного (эталонного) напряжения (I). Разностный сигнал (сигнал ошибки) усиливается усилителем сигнала ошибки (2). Усиленное напряжение поступает на схему управления током обмотки возбуждения (3) и изменяет ток, создаваемый в обмотке источником питания (7). Изменение тока обмотки возбуждения приводит к изменению напряжения генератора в нужную сторону. Поскольку к стабильности тока магнита предъявляются жесткие требования, зададим допустимые пределы изменения параметров отдельных узлов стабилизатора и определим методы уменьшения влияния этих нестабильностей.

Зависимость тока магнита от параметров данной схемы определяется уравнениями:

$$I_m = I_{об} \cdot K_4 \cdot K_5 \quad (I-1)$$

$$I_{об} = I_{пит} - I_3 = U_{пит} \cdot K_7 - K_3 [(e_{co} + U_{др2}) K_2 + U_{др3}] \quad (I-2)$$

$$e_{co} = K_6 R_{ш} I_m - U_{оп} \quad (I-3)$$

Индексы при коэффициентах передачи ( $K_2 + K_7$ ) соответствуют порядковому номеру элемента на рис. I.

Если выбрать исходное напряжение питания таким образом, что при  $U_{пит} = U_{пит0}$  и  $U_{др2} = U_{др3} = 0$  получалось  $e_{co} = 0$ , то, подставив (I-3) в (I-2) и результат в (I-1), после несложных преобразований получим:

$$I_m = \frac{U_{оп}}{K_6 R_{ш}} \left[ 1 + \frac{\Delta U_{пит}}{U_{пит0}} \cdot \frac{1}{K_2} + \frac{U_{др2}}{U_{оп}} + \frac{U_{др3}}{U_{оп}} \cdot \frac{1}{K_2} \right] \quad (I-4),$$

где  $K_z = K_2 K_3 K_4 K_5 K_6 R_{ш}$

Отсюда зависимость относительной нестабильности тока  $I_m$  от изменения параметров системы стабилизации принимает вид:

$$\delta I_m = \frac{\Delta I_m}{I_m} = \frac{\Delta U_{оп}}{U_{оп}} + \frac{\Delta K_6}{K_6} - \frac{\Delta R_{ш}}{R_{ш}} + \frac{\Delta U_{пит}}{U_{пит0}} \cdot \frac{1}{K_2} - \frac{\Delta K_z}{K_z} \frac{\Delta U_{пит}}{U_{пит0}} K_z + \frac{U_{др2}}{U_{оп}} + \frac{U_{др3}}{U_{оп} K_2} \quad (I-5)$$

Если считать, что нестабильности параметров элементов статистически независимы, то среднеквадратичная ошибка равна

$$\delta I_m = \sqrt{\sum \delta_i^2}, \quad (I-6)$$

где  $\delta_i$  представляет собой каждый член правой части уравнения (I-5). Для обеспечения требуемой точности стабилизации тока магнита необходимо, чтобы составные части нестабильности тока не превышали значения  $\delta_i = 1 \cdot 10^{-4}$ .

Из распределения нестабильностей видно, что при  $U_{оп} = 1,2$  в (определяется минимальным значением стабилизируемого тока) допустимая нестабильность опорного напряжения и допустимый дрейф нуля не должны превышать величин:  $\Delta U_{оп} = 120$  мкв,  $U_{др} = 120$  мкв. Измерительный шунт и потенциометр-датчик типа Р-3И7 удовлетворяют заданные требования. Задавшись нестабильностью напряжения питания ( $\delta U_{пит} \approx 0,2$ ) и нестабильностью коэффициента усиления усилителей  $\delta K_z = 0,4$ , где  $\delta K_z = \sqrt{\sum (\delta K_i)^2}$ , получаем, что

петлевое усиление стабилизатора должно превышать значение  $K_z = 2 \cdot 10^3$ . Необходимое в дальнейшем значение общего коэффициента усиления усилителей 2 и 3 ( $K_2$  и  $K_3$  соответственно) определится как:  $K_2 K_3 = K_z / K_4 K_5 K_6 R_{ш}$ . При  $K_z \geq 2 \cdot 10^3$ ,

$K_4 = 5,8 \frac{в}{а}$ ,  $K_5 = 50 \frac{а}{в}$ ,  $K_6 = 1$  и  $R_{ш} = 1,2 \cdot 10^{-3}$  ом получаем  $K_2 K_3 \geq 5,8 \cdot 10^3$ .

Требуемые частотные характеристики элементов системы стабилизации

Для обеспечения устойчивой работы системы стабилизации необходимо, чтобы условия  $|K_z| > 1$  при  $\varphi_g = 180^\circ$  не



выполнялись ни на какой частоте /2/. Здесь  $\varphi_6$  запаздывание сигнала по петле усиления на высоких частотах.

Согласно техническим характеристикам электромашинный генератор (его обмотка возбуждения) имеет постоянную времени

$\tau_4 = L_{об} / R_{об} = 3,6$  сек, а обмотка электромагнита -  $\tau_5 = L_m / R_m = 1,3$  сек. Измерительный шунт и потенциометр-датчик практически безинерционны. Поэтому достаточно определить требования, накладываемые только на частотные характеристики усилителя сигнала ошибки (2, рис.1) и схемы управления током обмотки возбуждения (3, рис.1). Если принять граничные частоты усилителей примерно одинаковыми, то получается следующее ограничение:

$$f_2 \approx f_3 \geq \frac{K_{z \max}}{2\pi\tau_4} = 250 \text{ гц.}$$

Учитывая, что усилители 2,3 могут иметь по несколько постоянных времени, допустимые граничные частоты усилителей нужно увеличить примерно до  $f_2 = f_3 = 800$  гц.

#### Характеристики узлов системы и результаты испытаний

##### 1. Источник опорного напряжения

В соответствии с предварительным распределением нестабильностей, влияющих на точность работы системы стабилизации, источник опорного напряжения должен давать на выходе напряжение

$$U_{оп} = 1,2 \text{ в при нестабильности } \Delta U_{оп} / U_{оп} \leq 1 \cdot 10^{-4} \text{ (} \Delta U_{оп} \leq 120 \text{ мкв).}$$

Для получения напряжения с такими параметрами был разработан параметрический двухкаскадный стабилизатор на кремниевых стабилитронах. Схема источника опорного напряжения приведена на рис.2. Последняя ступень стабилизатора для увеличения коэффициента стабилизации выполнена по мостовой схеме. Температурная зависимость напряжения стабилизации стабилитрона Д10 компенсируется диодами Д11 + Д13, включенными в прямом направлении последовательно с ним /3/. Регулировкой дополнительного тока, поступающего в диоды через сопротивление R8, удается изменять в небольших пределах их температурный коэффициент напряжения и добиваться наиболее полной термокомпенсации.

Цепь подачи дополнительного тока на диоды Д11 + Д13 также выполнена по мостовой схеме. Для стабилитронов, включенных в об-

ратном направлении (Д10), динамическое сопротивление при быстрых (доли секунды) и медленных (минуты) изменениях рабочего тока оказывается различным /3/. В результате мост, сбалансированный при настройке на переменном токе, оказывается разбалансированным по отношению к медленным изменениям питающего напряжения. Баланс мостов частично нарушается также из-за старения деталей и за счет температурной зависимости их параметров, что также приводит к дополнительной нестабильности опорного напряжения.

При испытании описанного источника проверялась зависимость его выходного напряжения от напряжения питания и от температуры. Нестабильность выходного напряжения в обоих случаях не превышала  $5 \cdot 10^{-5}$ , если питающее напряжение изменяется на 10%, а окружающая температура - на  $25^\circ\text{C}$ . Нестабильность напряжения при повторных включениях не превышала значения  $1,2 \cdot 10^{-5}$ . При измерениях и в дальнейшей работе сопротивления R5, R6 делителя и диоды Д10 + Д13 находились в термостате, температура внутри которого менялась не больше, чем на  $\pm 0,5^\circ\text{C}$ .

##### 2. Усилитель сигнала ошибки

Усилитель сигнала ошибки должен усиливать напряжение в полосе частот от постоянного тока до 800 гц с дрейфом "нуля" меньше 120 мкв. Чтобы получить дрейф "нуля" не больше заданного, был построен усилитель с преобразованием входного сигнала, усилением на частоте модуляции и последующим детектированием усиленного напряжения.

Для пропускания требуемого диапазона частот рабочая частота преобразователя была выбрана равной 5 кгц, а для модуляции сигнала был разработан преобразователь на полупроводниковых диодах. Схема преобразователя приведена на рис.3. Преобразователь выполнен по двухтактной схеме из двух мостов, составленных из диодов Д1 + Д4 и сопротивлений R3 + R8. Диодные мосты через сопротивления R12 + R15 и диоды Д5 + Д8 поочередно отпираются напряжением  $U_k$  синусоидальной формы, снимаемым со вторичной обмотки трансформатора Тр2. Под действием этого напряжения концы "а" и "в" первичной обмотки выходного трансформатора Тр1 поочередно подключаются к отрицательному (по схеме) полюсу источника



сигнала ошибки ( $E_{co}$ ). Второй конец первичной обмотки трансформатора подключается через сопротивления  $R1$  или  $R2$  к противоположному полюсу источника сигнала ошибки. Через половину периода коммутирующей частоты картина меняется. Прохождение коммутирующего напряжения на выход преобразователя исключается балансировкой мостов при помощи сопротивлений  $R5$  и  $R8$ . При балансировке схем, мосты в которых состоят из четырех диодов, условие баланса моста выполняется только при двух мгновенных значениях коммутирующего тока. В результате на выходе преобразователя появляется напряжение второй гармоники коммутирующего сигнала. Уменьшение этого напряжения до приемлемого уровня требует специального подбора диодов /4/.

Примененный преобразователь лишен подобного недостатка, так как мост, составленный из двух диодов и двух сопротивлений, балансируется в широком диапазоне токов.

В подтверждение рассмотрим работу одноконтурного преобразователя (рис.4). Если вольт-амперная характеристика используемых диодов в рабочем диапазоне коммутирующего тока близка к идеальной /5/

$$i_d = I_s e^{aU_d} \quad (2-1)$$

где  $i_d$ ,  $U_d$  - ток диода и напряжение на нем;

$I_s$  - ток насыщения (обратный ток) диода;

$a$  - коэффициент, зависящий от температуры, то получим следующее выражение для напряжения на выходе моста при  $E_{co} = 0$ :

$$U_2 = \frac{\ln i_d / I_s}{R_3 + R_4} \left[ \frac{R_4}{a_1} - \frac{R_3}{a_2} \right] + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{1}{a_2} \ln I_{s1} / I_{s2} \quad (2-2)$$

Параметры с индексами 1,2 относятся к диодам Д1 и Д2 соответственно.

Из (2-2) видно, что при выполнении условия  $R_4/a_1 = R_3/a_2$  первое слагаемое, зависящее от тока, обращается в нуль. Второе слагаемое уравнения дает напряжение первой гармоники, которое устраняется введением последовательно с мостом постоянной ЭДС  $E_0$  (рис.3,4). Напряжение второй гармоники коммутирующего сигнала может появиться на выходе только из-за недостаточного соблюдения

условий идеализации характеристик диодов и имеет в этом случае величину существенно меньшую, чем при балансировке моста без компенсирующей ЭДС. Для разработанной двухтактной схемы это напряжение не превышало уровень  $10 \pm 20$  мкВ при нулевом сигнале на входе. Включение балансирующих конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  (рис.3) позволило уменьшить составляющую паразитного выходного сигнала, возникающую вследствие различия емкостей диодов.

Так как коэффициенты " $I_s$ " и " $a$ ", определяющие вольт-амперную характеристику диодов, зависят от температуры, её изменение приводит к дрейфу "нуля" преобразователя.

Включение преобразователя по двухтактной схеме позволило уменьшить температурный коэффициент напряжения дрейфа в несколько раз, т.к. экспериментально можно всегда выбрать такое включение мостов, когда дрейф их параметров частично компенсируется. Реально полученный Т.К. дрейфа "нуля" двухтактного преобразователя лежал в пределах  $10 \pm 15$  мкВ/градус при изменении окружающей температуры от  $15^\circ\text{C}$  до  $50^\circ\text{C}$ . В качестве диодов были использованы эмиттерные переходы транзисторов типа П403А. Для защиты переходов от пробоя при их запираании в цепь питания мостов включены диоды Д5 + Д8 (типа Д223). Нестабильность обратного сопротивления диодов может сказываться на величине напряжения дрейфа. Это определило выбор типа диодов. Для уменьшения температурного дрейфа "нуля" элементы преобразователя, обведенные на рис.3 пунктирной линией, помещены в термостат, температура внутри которого ( $45^\circ\text{C}$ ) поддерживается с точностью  $\pm 0,5^\circ\text{C}$ .

Напряжение с выхода трансформатора Тр1, настроенного в резонанс на частоту 5 кГц, поступает на усилитель, схема которого приведена на рис.5. Усилитель включает в себя согласующий эмиттерный повторитель (Т1, Т2), обеспечивающий входное сопротивление не менее 50 ком, и усилительную секцию с гальванической межкаскадной связью (Т3 + Т5). Сопротивления в цепи эмиттера транзисторов Т3, Т5 зашунтированы конденсаторами большой ёмкости, благодаря чему при усилении на постоянном токе меньше двух коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот достигает  $10^4$ . Изменение положения движков потенциометров  $R6$  и  $R10$  позволяет менять коэффициент усиления в 16 раз.



Температурные испытания усилителя показали, что при изменении окружающей температуры от  $+20^{\circ}\text{C}$  до  $+70^{\circ}\text{C}$  изменение коэффициента усиления усилителя не превышает 10% при максимальном исходном коэффициенте усиления. Изменение режимов каскадов усилителя также незначительно. Результаты испытаний хорошо согласуются с анализом стабильности параметров усилителей подобного типа /6/.

Демодуляция усиленного сигнала осуществляется при помощи синхронного детектора, выполненного для увеличения эффективности преобразования по схеме удвоения (рис.6). В качестве управляемых ключей использованы два диодных моста, состоящие из диодов Д1+Д4 и сопротивлений R1+R6. Мосты питаются от отдельных обмоток трансформатора Tr2. Балансировка ключей осуществляется при помощи сопротивлений R3 и R6. Для уменьшения дрейфа нуля демодулятора в нем применены кремниевые диоды типа Д105.

Пульсации выпрямленного напряжения, имеющие частоту 10кГц, сглаживаются двойным T-мостом (C3 + C5, R7 + R9) и интегрирующей RC-цепочкой (C6, R10) до величины порядка 20 + 30мВ при входном сигнале демодулятора  $U_{вх} = 1 + 1,5\text{В}$ .

Частотная характеристика усилителя сигнала ошибки (модулятор - усилитель - демодулятор) формируется характеристиками входного трансформатора и фильтра на выходе синхронного детектора. В рабочем диапазоне частот ( $f < 5$  кГц) её можно описать следующим выражением:

$$K_2 = \frac{K_{20}}{(1 + jf/f_{yc})(1 + jf/f_0)} \quad (2-3)$$

где  $K_{20}$  - коэффициент усиления на "нулевой частоте";

$f_{yc} \approx 1,0$  кГц - полуширина полосы пропускания контура входного трансформатора, имеющего добротность  $Q = 2,5$ ;

$f_0 = 600$  гц-верхняя граничная частота фильтра демодулятора.

Конструктивно усилитель сигнала ошибки и источник опорного напряжения размещены в общем блоке. Здесь же размещается термостат чувствительных к температуре элементов и схема регулировки

температуры. Для уменьшения уровня наводок в блоке все трансформаторы помещены в экраны из оцинкованной стали. Входной трансформатор (Tr1, рис.5), кроме того, выполнен на тороидальном ферритовом сердечнике. Специальное расположение обмоток на кольце сердечника (рис.7) позволяет дополнительно уменьшить ЭДС наводки от внешних переменных полей, проникших сквозь магнитный экран. Конструкция трансформатора обеспечивает ёмкостную симметрию концов первичной обмотки относительно корпуса. Симметрирование модулирующего трансформатора Tr2 (рис.4) относительно земли достигается регулировкой подстроечных конденсаторов C4, C5.

### 3. Устройство управления током обмотки возбуждения генератора

Заданный диапазон изменения тока электромагнита обеспечивается регулировкой тока в обмотке возбуждения генератора в пределах от 3,5а до 25а. Поскольку при подъеме и спуске тока до заданного уровня стабилизация тока не нужна, оказывается достаточной автоматическая регулировка тока в пределах нескольких процентов от установленной величины. Изменение тока в более широких пределах должно производиться оператором.

Разработанное устройство управления включает в себя шестифазный выпрямитель на германиевых вентилях (Д5 + Д10) и транзисторный усилитель постоянного тока (рис.8). Напряжение выпрямителя регулируется при помощи трехфазного автотрансформатора Tr1 и подается через добавочное сопротивление  $R_d$  на обмотку возбуждения генератора ( $R_{об}$ ). Сопротивление  $R_d$  включено для увеличения эффективности работы транзисторов Т11 + Т12, подключенных параллельно  $R_{об}$  через нелинейные балластные сопротивления (лампы Л1 + Л8). Транзисторы являются выходным каскадом усилителя постоянного тока (УПТ). УПТ включает в себя также составной эмиттерный повторитель (Т8 + Т10) и схему предварительного усиления напряжения (Т4 + Т7). Схема представляет собой двухкаскадный усилитель с коэффициентом усиления  $K = 15 + 18$ , охваченный последовательной отрицательной обратной связью до получения усиления  $K_{св} = 1,5 + 2$ . Сигнал обратной связи подается на вход с движка потенциометра R15. Такое построение усилителя позволяет получить входное сопротивление схемы около 200 ком. Для коррек-



ции частотной характеристики коэффициента усиления на верхних частотах цепь отрицательной обратной связи шунтирована конденсатором  $C_3$  и потенциометром  $R_{19}$ .

Нелинейная цепь, состоящая из транзисторов  $T_1 + T_3$  и сопротивлений  $R_1 + R_3$ , служит для вывода рабочей точки регулирующих транзисторов  $T_{11}, T_{12}$  на середину линейного участка их амплитудной характеристики при изменении в несколько раз напряжения на выходе источника питания обмотки возбуждения. Регулировкой сопротивления  $R_3$  можно добиться такого режима, когда относительный диапазон регулирования тока, приближенно описываемый уравнением

$$\left[ \frac{\Delta I_{об}}{I_{об}} \right]_{\max} = S \beta \frac{R_{об} R_A}{R_{об} + R_A} \cdot \frac{1}{1 + \frac{S \beta R_{об} R_A}{R_{об} + R_A}}, \quad (2-4)$$

не зависит от величины этого тока.

В уравнении приняты обозначения:

$S = \frac{\Delta I_k}{I_k}$  коэффициент передачи (крутизна) усилителя со входа в общую коллекторную цепь транзисторов  $T_{11}, T_{12}$ .

$\beta = \frac{r_a}{R_1 + R_2 + R_3}$  - фактор связи цепи нелинейной обратной связи, в которой транзисторы  $T_1 + T_3$  играют роль нелинейного сопротивления  $r_a$ .

Подстройка  $R_3$  дает постоянство произведения  $S \beta$  в рабочем диапазоне напряжения источника питания.

На рис.9 приведена экспериментальная зависимость тока в обмотке возбуждения от напряжения на входе УПТ при различных значениях постоянного напряжения на выходе питающего обмотку выпрямителя. Характеристики получены при  $R_{об} = 0,5 \text{ ом}$ ,  $R_A = 1,5 \text{ ом}$ .

#### 4. Устойчивость системы стабилизации

Расчет системы стабилизации на устойчивость показывает, что без коррекции её частотной характеристики нельзя получить петлевой коэффициент усиления больше 200, что явно недостаточно.

Наиболее просто необходимый запас устойчивости получается при введении звена коррекции в схему УПТ, где для этой цели служит цепь  $C_3, R_{19}$ .

С учетом параметров этой цепи характеристика коэффициента передачи УПТ принимает вид:

$$K_{\Sigma}(p) = \frac{K_{30}}{1 + K_{30} \beta} \cdot \frac{1 + p \tau_3}{1 + \frac{p \tau_3}{1 + K_{30} \beta}} \cdot \frac{1}{1 + p \tau_6}, \quad (2-5)$$

где  $K_{30}, \beta_0$  - параметры усилителя и цепи обратной связи на малых частотах;

$\tau_3 = C_3 R_3 = C_3 \left( \frac{R_{11} \cdot R_{13}}{R_{11} + R_{13}} + R_{19} \right)$ , обозначения согласно рис.8;

$\tau_6$  - постоянная времени, определяющая граничную частоту усилителя при разомкнутой обратной связи; имеет место соотношение:

$$\tau_6 \ll \frac{\tau_3}{1 + K_{30} \beta_0}.$$

Построенные с учетом полученных соотношений, а также соотношения (2-3) и постоянных времени генератора и электромагнита частотные характеристики петлевого коэффициента усиления и фазы системы показаны на рис.10. Из характеристик видно, что скорректированная система может устойчиво работать даже при  $K_{\Sigma} = 10^4 (80 \text{ дб})$ .

#### 5. Результаты настройки и эксплуатации

Испытание системы показало, что система стабилизации соответствует предъявленным требованиям. Измерение стабильности тока питания электромагнита при петлевом усилении  $K_{\Sigma} = 500$  и  $K_{\Sigma} = 1000$  показало, что нестабильность не превышает величины  $\delta I = 3 \cdot 10^{-4}$  за шесть часов. Измерение велось компенсационным методом с последующей записью разностного сигнала на самописце.

Выход системы "на режим" после установки тока электромагнита близкого к максимальному составляет около 30 минут. Дрейф тока за это время не превышает  $1 \cdot 10^{-3}$ .

В процессе эксплуатации выяснилось, что электронные блоки



системы можно использовать без переделок для стабилизации выходного тока сравнительно менее мощных генераторов постоянного тока. Для этого необходимо выбрать соответствующий способ подключения выходных транзисторов УПТ: параллельно обмотке возбуждения или добавочному сопротивлению. На рис. II приведены оба способа включения выходных транзисторов: при работе на генератор типа ГП-5000 (рис. II, а) и на генератор типа НГ-5000/2500 (рис. II, б); обмотка возбуждения которого имеет  $R_{об} = 5$  ом и потребляет ток  $I_{max} = 9$  а. Расширение рабочего диапазона системы вплоть до тока, определяемого остаточными полями магнитной системы генератора, достигается во втором случае шунтированием обмотки возбуждения малым сопротивлением (рис. II, в). Это позволяет поддерживать рабочий режим выходных транзисторов УПТ в линейной области при любых малых токах обмотки возбуждения.

В заключение авторы благодарят А.Н.Скринского, В.Л.Ауслендера за постановку задачи и постоянный интерес к работе, а также Кабардина Г.А., Каштанова Л.В. и Кесельмана И.А. за помощь в настройке и испытании узлов системы.

#### Л и т е р а т у р а

1. В.Л.Ауслендер, Н.А.Кузнецов и др. "Магнитная система накопителя ВЭПП-2" в сб. "Доклады Всесоюзного совещания по ускорителям со встречными пучками и физике частиц сверхвысоких энергий", Новосибирск, 1963 г.
2. А.А.Ризкин "Основы теории усилительных схем", М., "Сов.радио", 1958 г.
3. С.Д.Додик "Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока", М., "Советское радио", 1962 г.
4. А.А.Арефьев "Расчет кольцевого преобразователя постоянного тока в переменный". Сб. "Электрические методы автоматического контроля". Новосибирск, 1962 г., вып.3.
5. Я.А.Федотов "Основы физики полупроводниковых приборов". М., "Сов.радио", 1963 г.
6. Н.С.Николаенко "Температурная стабилизация и компенсация полупроводниковых усилителей". Сб. "Полупроводниковые приборы и их применение" под ред.Я.А.Федотова, вып.9, 1963 г.



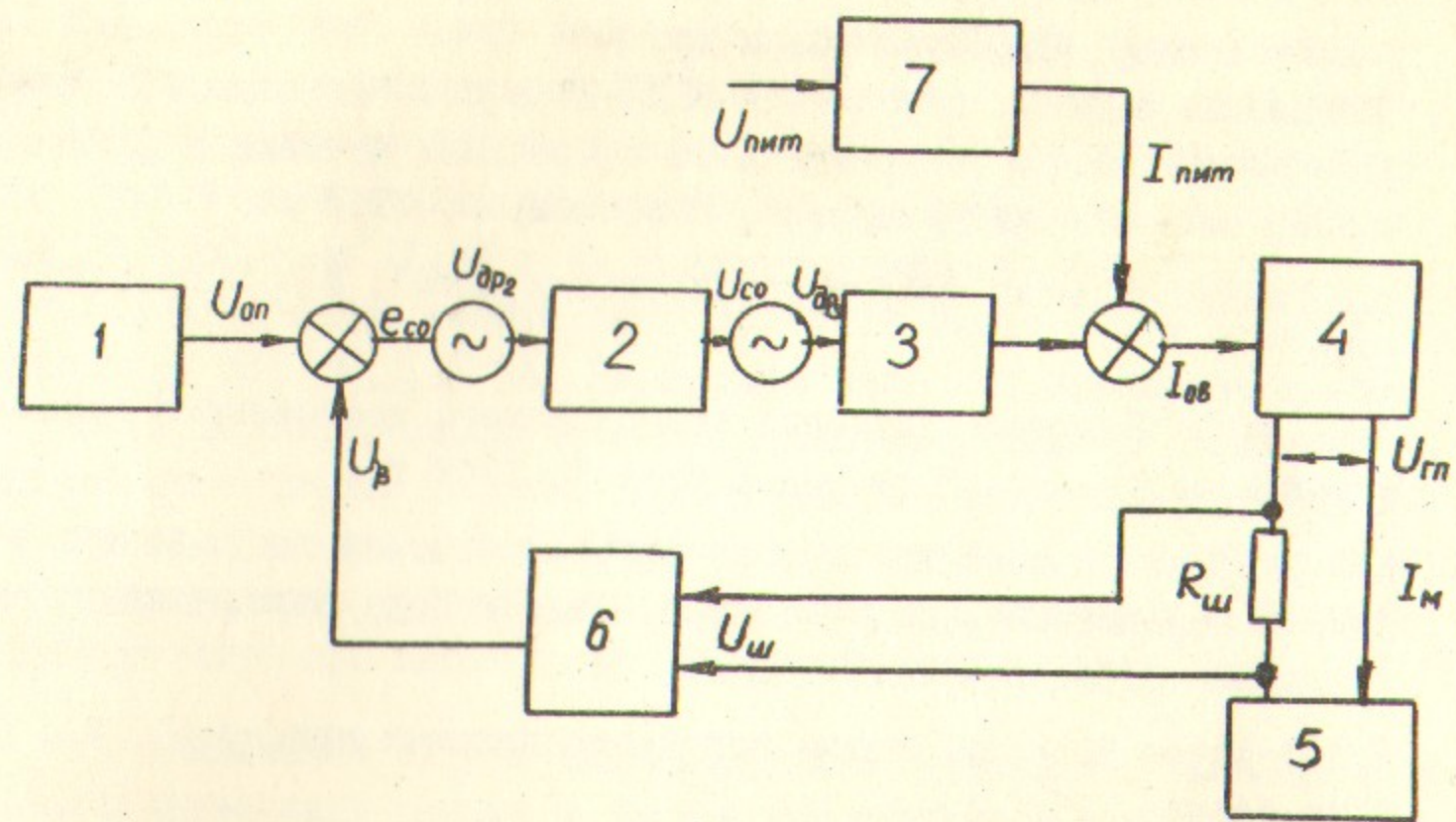


Рис.1. Функциональная схема стабилизатора тока. 1 - источник опорного напряжения; 2 - усилитель сигнала ошибки; 3 - устройство управления током обмотки возбуждения; 4 - электромашинный генератор; 5 - электромагнит; 6 - потенциометр-датчик типа Р-317; 7 - источник питания обмотки возбуждения;  $R_{ш}$  - измерительное сопротивление в цепи стабилизируемого тока.

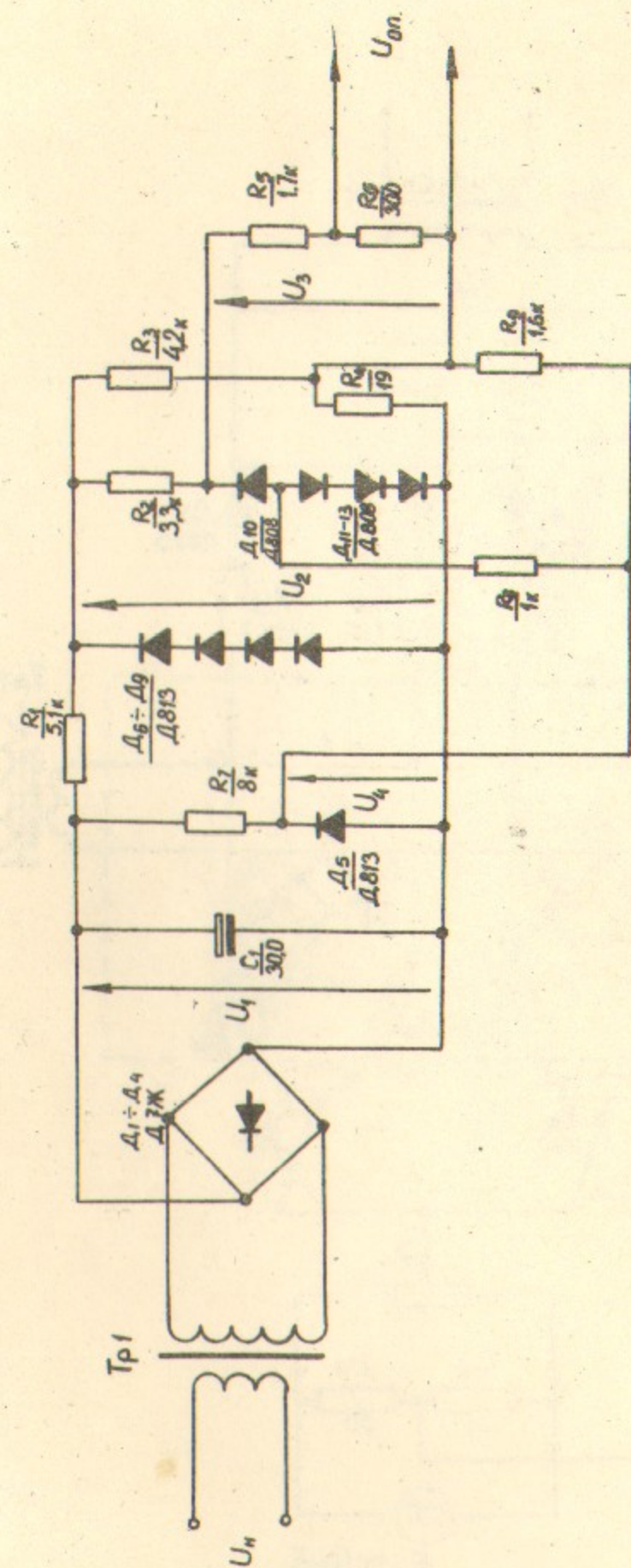


Рис.2. Принципиальная схема источника опорного напряжения.



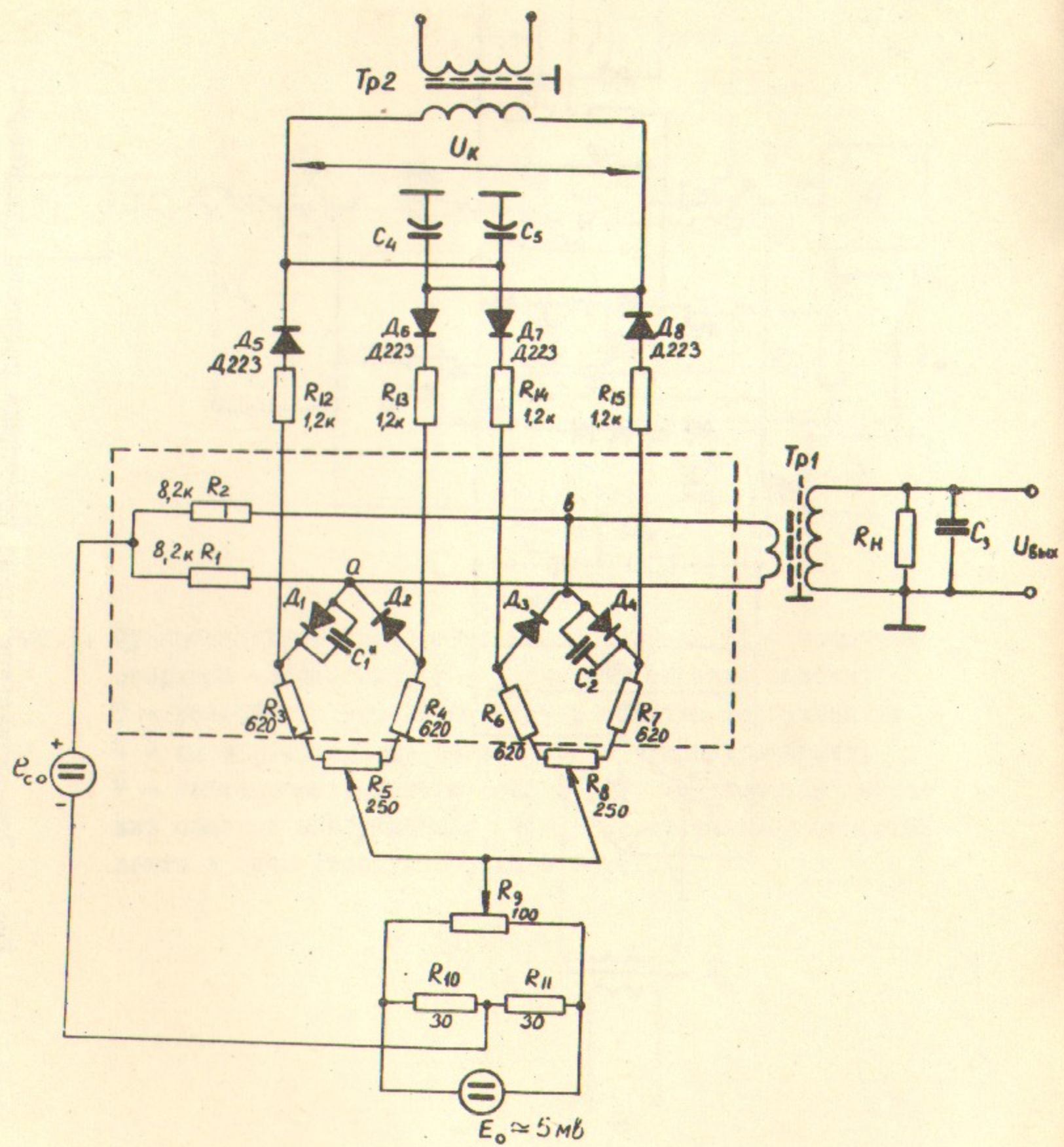


Рис.3. Схема двухтактного диодного преобразователя.

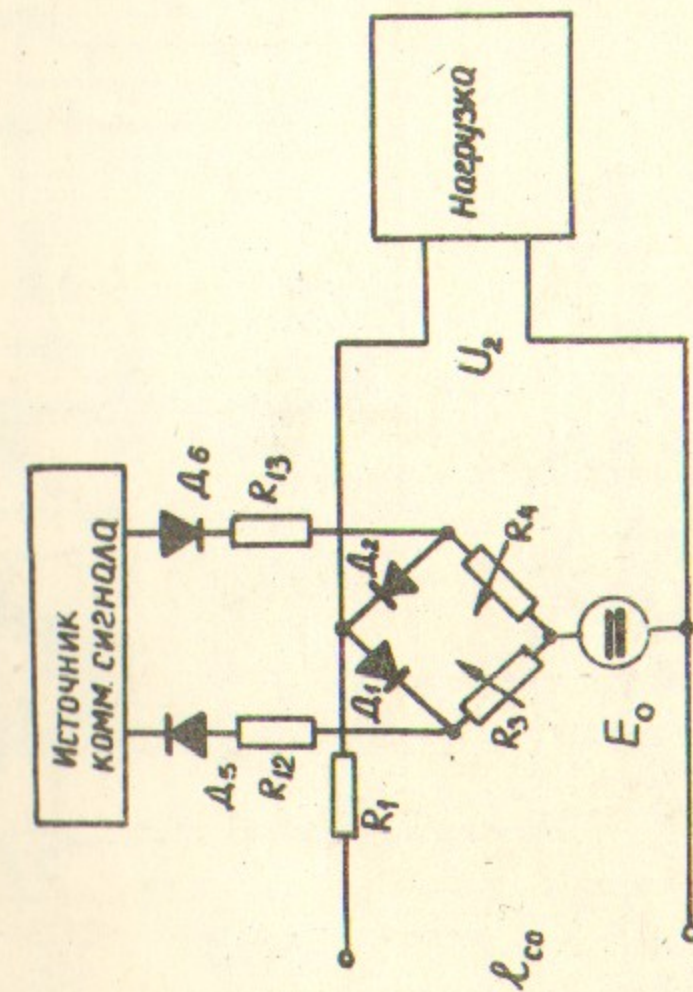


Рис.4. Схема однотактного преобразователя.



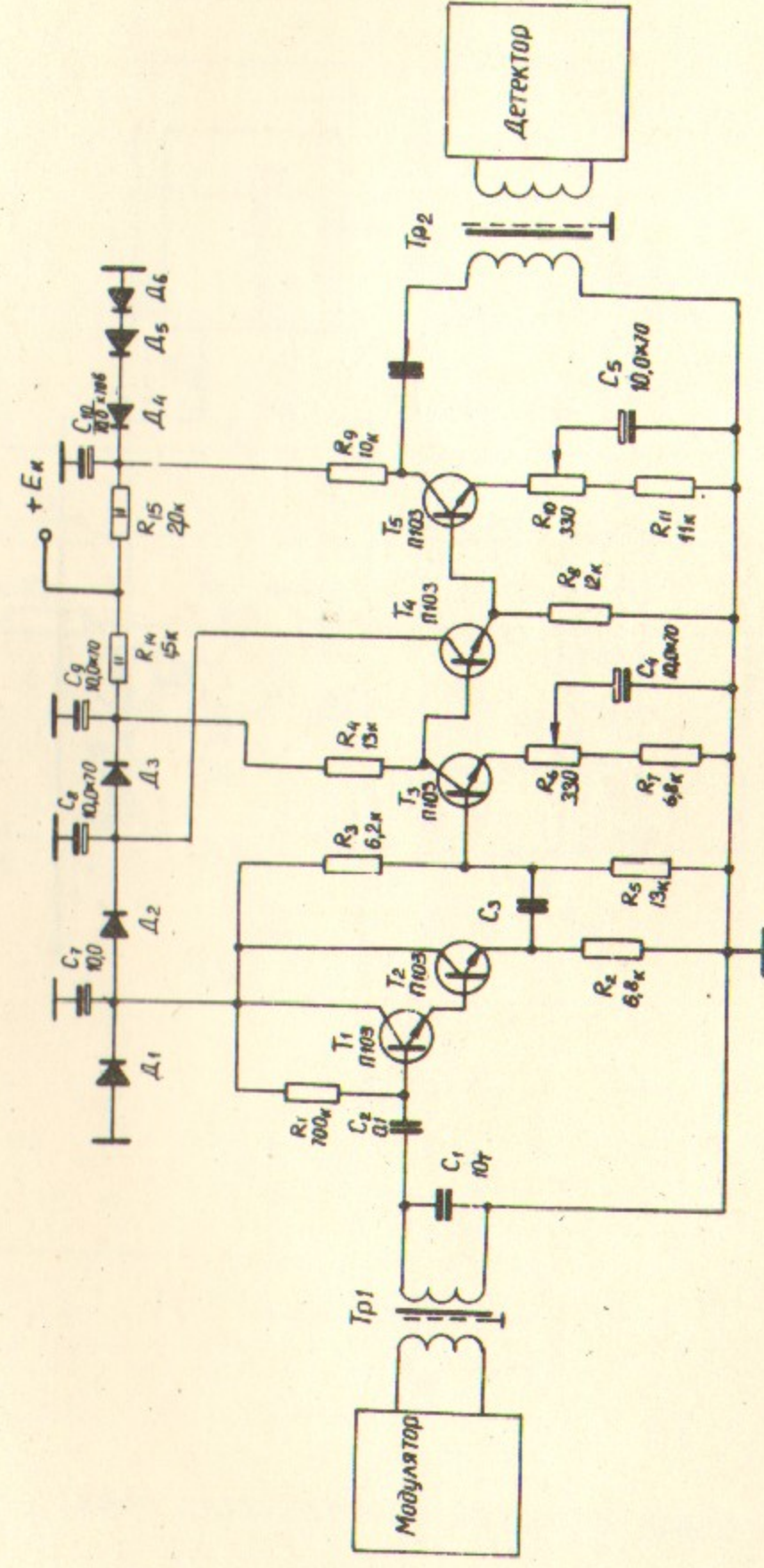


Рис.5. Схема усилителя модулированного сигнала ошибки.

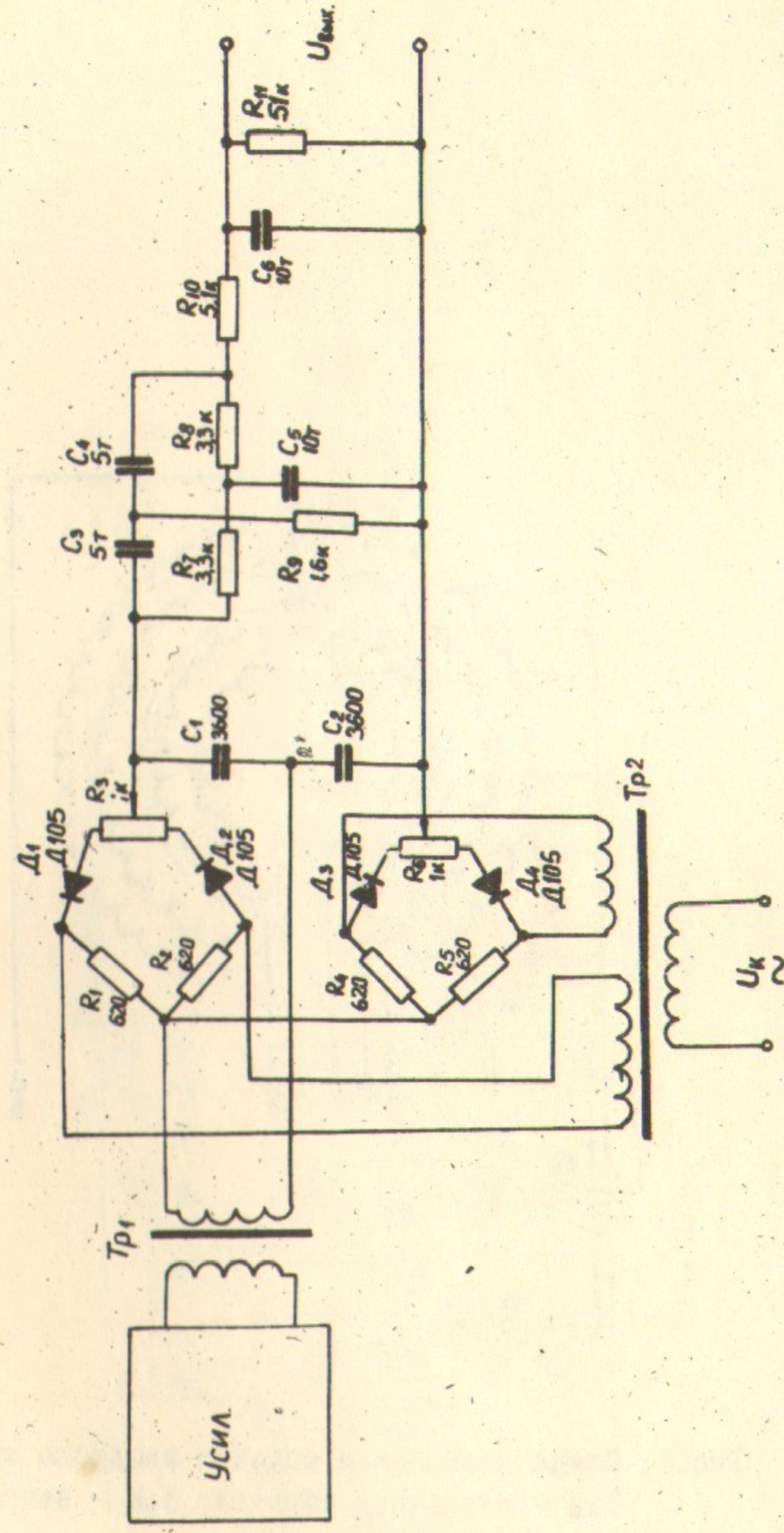


Рис.6. Схема синхронного детектора.



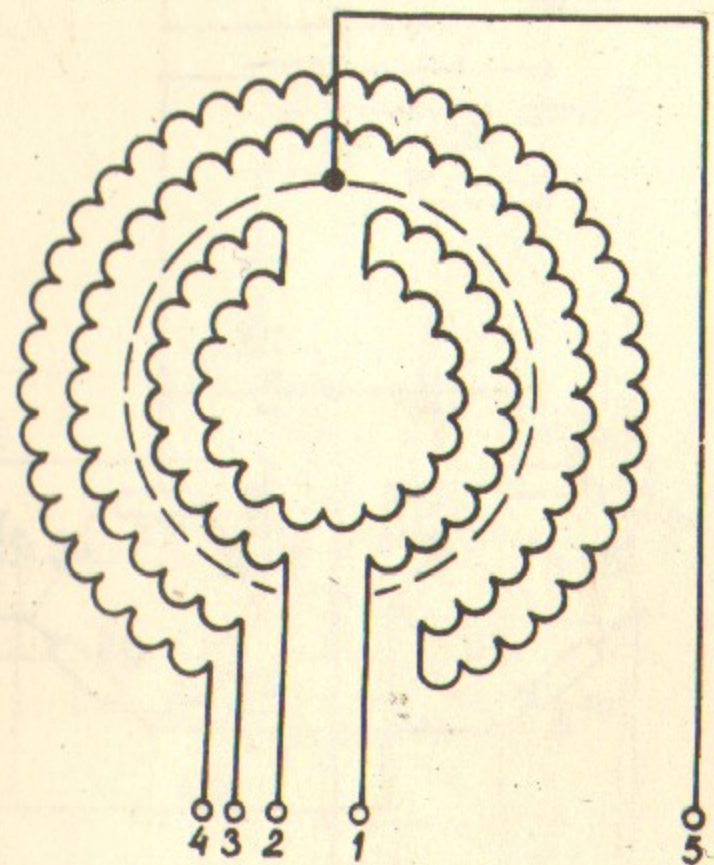


Рис.7. Схема размещения обмоток входного трансформатора.  
 1,2 - первичная обмотка; 3,4 - вторичная обмотка;  
 5 - экран.

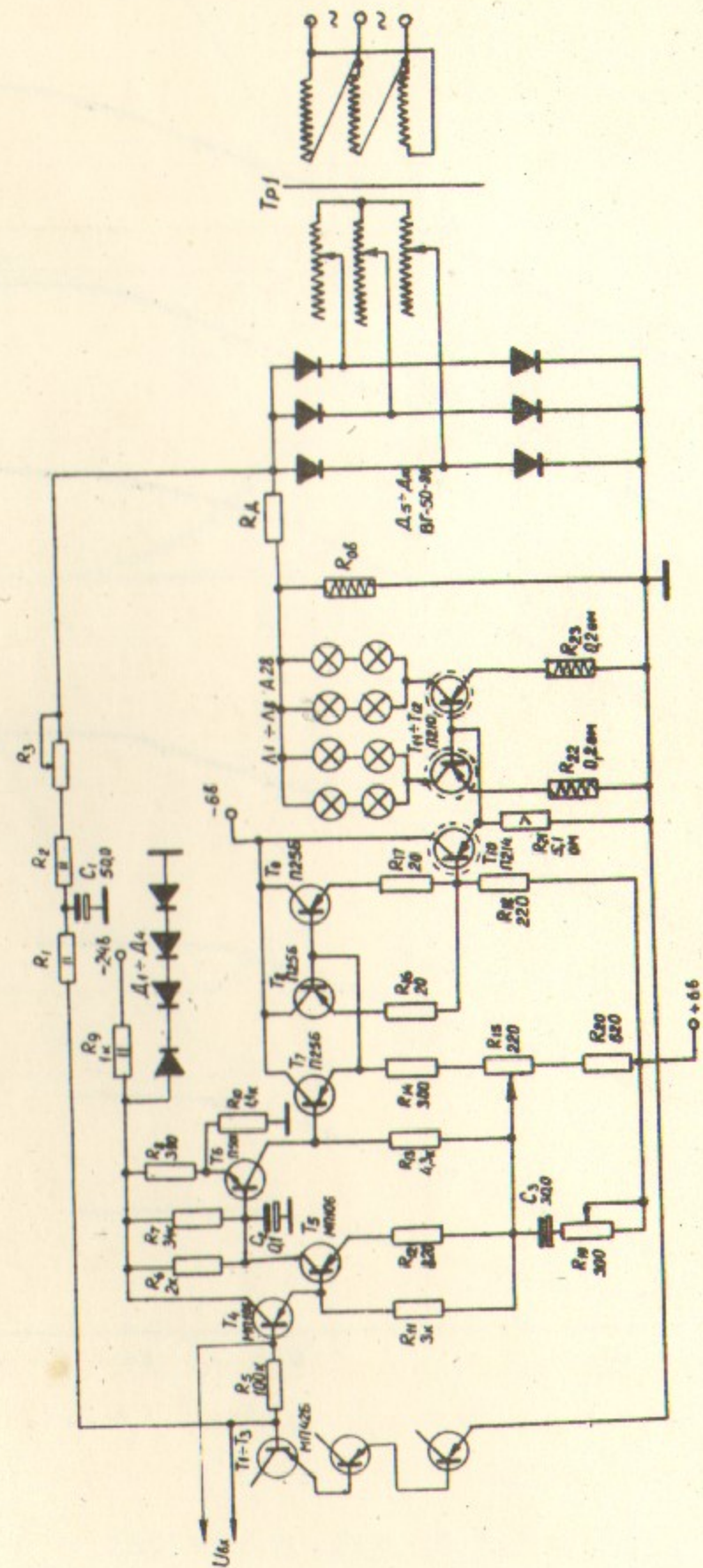


Рис.8. Схема устройства управления током обмотки возбуждения.



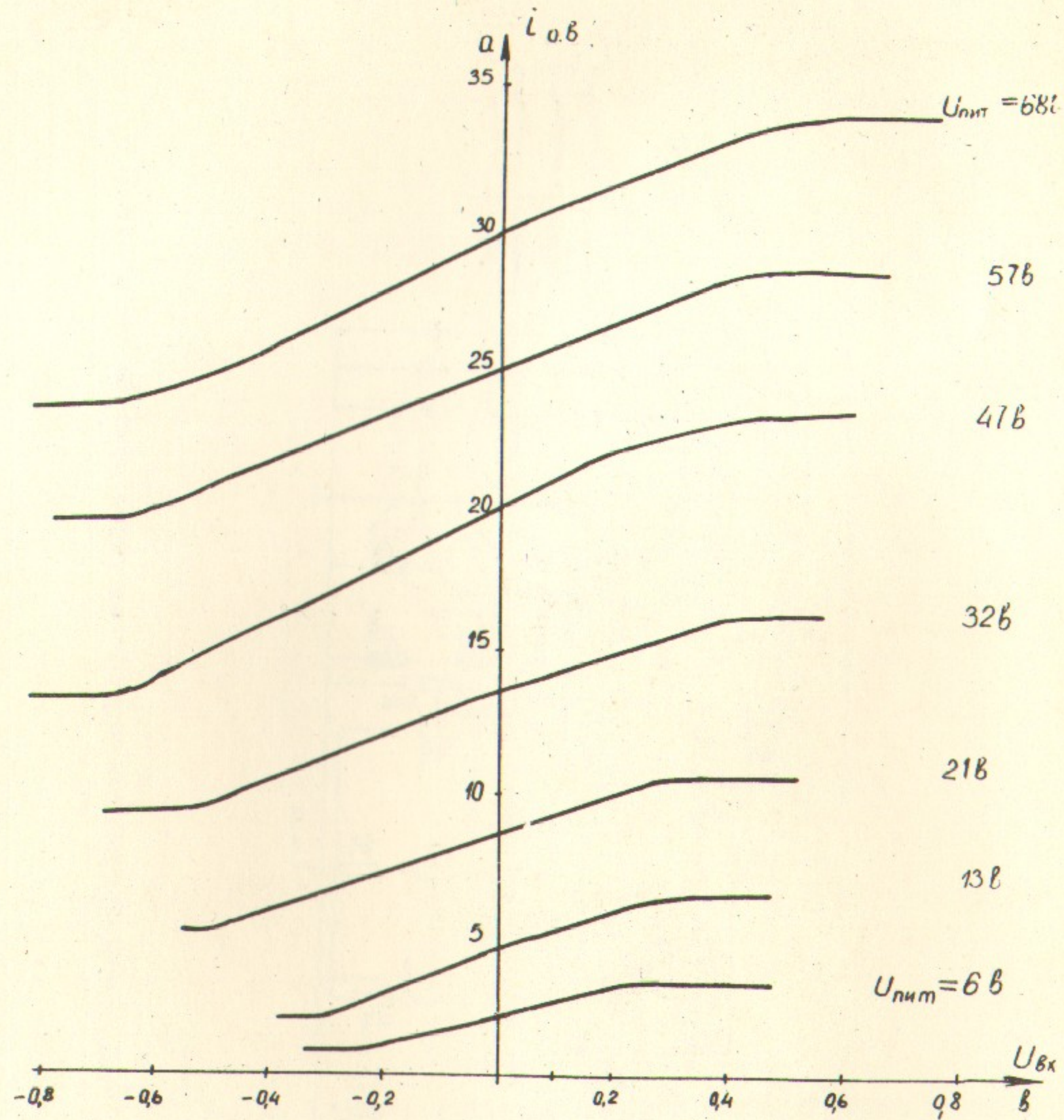


Рис.9. Характеристики регулирования тока в обмотке возбуждения.

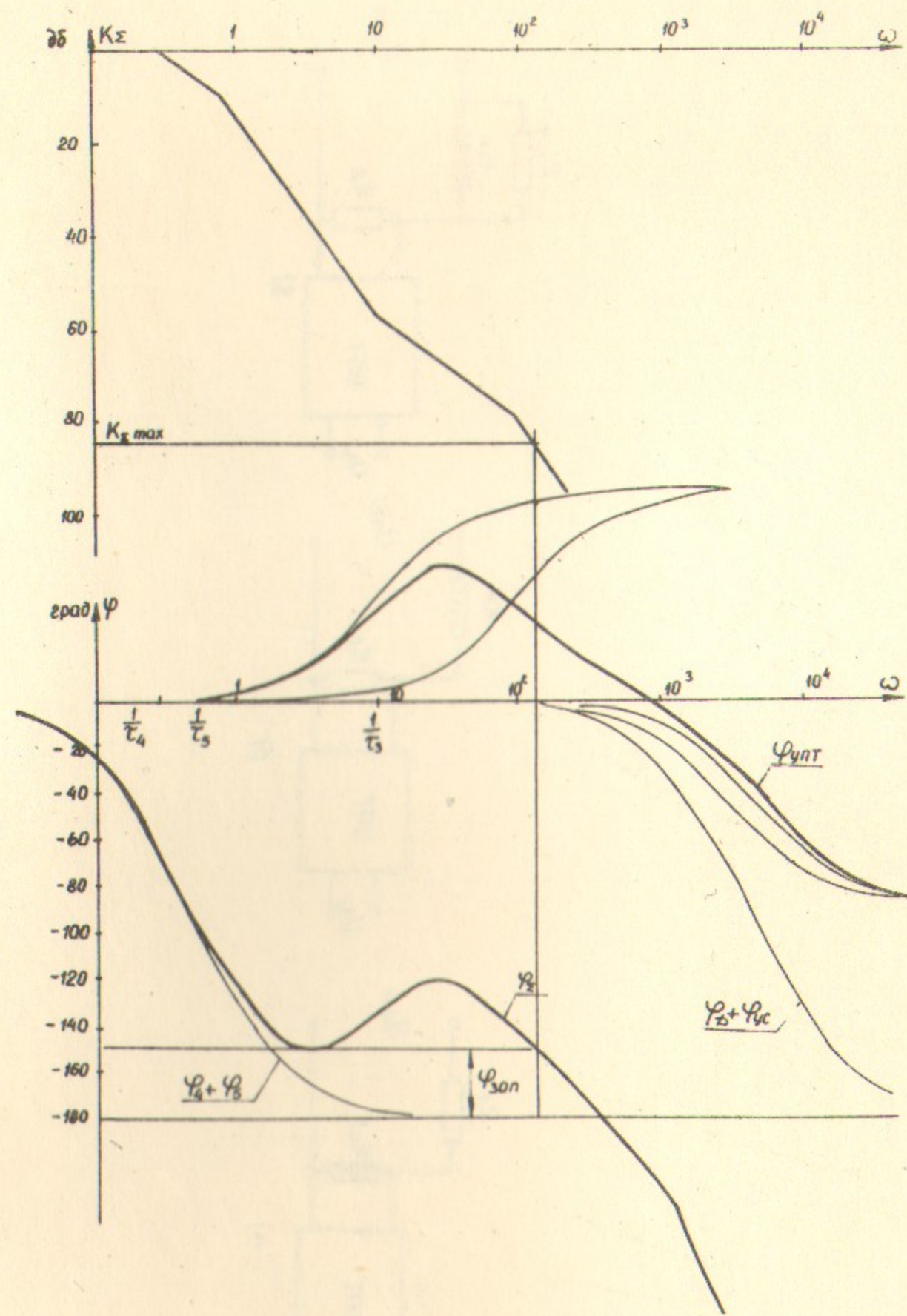


Рис.10. Частотные характеристики скорректированной системы.



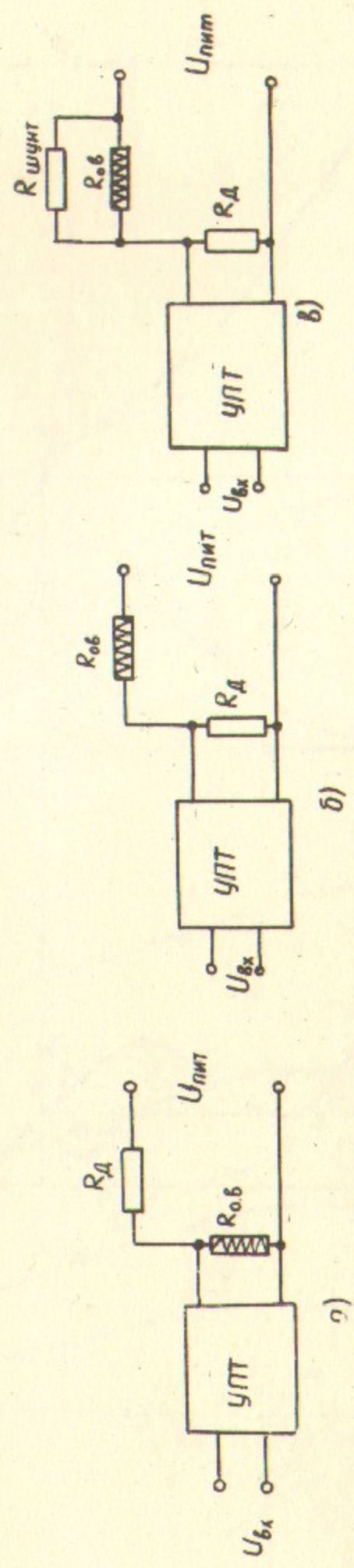


Рис. 11. Варианты подключения УПТ.



---

Ответственный за выпуск А.С.МЕДВЕДКО  
Подписано к печати 17/XI-1967 г.  
усл. 0,8 печ. л., тираж 250 экз.  
Заказ № 171  
Бесплатно

---

Отпечатано на роталпринте в Институте ядерной  
физики СО АН СССР