

**И Н С Т И Т У Т
ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СОАН С С С Р**

И Я Ф 72 - 72

Г.А.Кабардин, М.М.Карлинер

**ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МАЛЫМ
ДРЕЙФОМ ВХОДНОГО ТОКА**

Новосибирск

1972

Г.А.Кабардин, М.М.Карлинер

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МАЛЫМ ДРЕЙФОМ
ВХОДНОГО ТОКА

А Н Н О Т А Ц И Я

Рассмотрены причины температурного дрейфа дифференциального усилителя постоянного тока. Предложены способы уменьшения дрейфа входного тока. Дается описание двух операционных усилителей с малым температурным дрейфом нуля.

В в е д е н и е

В настоящее время в радиоэлектронной технике широко применяются усилители постоянного тока (УПТ) с непосредственными связями между каскадами. На входе УПТ обычно используют дифференциальные каскады на кремниевых планарных транзисторах (рис.1), основной причиной нестабильности которых является температурный дрейф. Пренебрегая влиянием обратного тока коллекторного перехода ввиду его малой величины у планарных кремниевых транзисторов, можно написать выражение для полного дрейфа, приведенного ко входу, в виде /1/

$$\Delta E_c = \varphi \Delta t + \Delta I_{ex1} \cdot R_{i1} - \Delta I_{ex2} \cdot R_{i2}, \quad (1)$$

где Δt - приращение температуры окружающей среды;

$$\varphi \cong \frac{\Delta U_{эб1}}{\Delta t} - \frac{\Delta U_{эб2}}{\Delta t} -$$

температурный коэффициент приведенной ко входу эдс дрейфа при закороченном входе;

$$\frac{\Delta U_{эб1}}{\Delta t}, \frac{\Delta U_{эб2}}{\Delta t} - \text{температурные коэффициенты напряже-}$$

ний между выводами эмиттер-база транзисторов T_1 и T_2 ;

R_{i1}, R_{i2} - внешние сопротивления в цепях баз усилителя;

$$\Delta I_{ex} = \alpha_i \cdot I_B \cdot \Delta t - \quad (2)$$

температурное приращение входного тока; $\alpha_i = \frac{\Delta \beta}{\beta \cdot \Delta t}$ - от-

носительный температурный коэффициент коэффициента усиления по току транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Современная технология интегральных схем позволяет изготовлять пары для дифференциальных каскадов с $\varphi \in 5 \frac{\text{мкВ}}{\text{град}}$, поэтому основной причиной дрейфа является нестабильность входного тока.

Дрейф за счет температурной нестабильности входного тока можно уменьшить следующими двумя способами.

1. Температурная компенсация входного тока. Эта возмож -

При этом оказалось, что около 50% транзисторов типа КТ312В можно использовать в УПТ с током коллектора $I_k = 0,5$ мка. Необходимо отметить, что интегральная технология позволяет изготавливать двойные транзисторы с $\varphi \approx 5 \frac{\text{мкВ}}{\text{град}}$

$\beta_{\text{нас}} \geq 60$ /5/, которые без предварительного подбора могут ставиться в первые каскады с микроамперным режимом коллекторного тока.

Ниже приводится описание двух операционных усилителей с малым дрейфом входного тока.

1. Операционный усилитель с температурной компенсацией входного тока

На рис.4 представлена схема дифференциального операционного усилителя с температурной компенсацией входного тока. Первые три каскада усилителя построены на основе микросхем 1УТ221Б, двухтактный выходной каскад выполнен на транзисторах МП25Б. В схему компенсации входного тока первого каскада усилителя входят компенсирующий диод D_8 , сопротивление R_4 , задающее рабочий ток через диод D_8 и сопротивления R_{18} и R_{19} . Делитель напряжения $R_2 - R_3$ и сопротивления R_{11} ; R_{12} ; R_{14} ; R_{15} служат для отвода начальных токов баз от источников сигнала. С помощью R_9 и R_{10} отводятся избыточные токи при уменьшении токов баз с ростом температуры. Принцип работы компенсирующей схемы был описан выше, поэтому ниже приведен лишь метод настройки схемы.

При настройке между нулевым проводом и входными клеммами включаются сопротивления R_{11} и R_{12} порядка 10 ком. Первый этап настройки состоит в подборе сопротивлений R_{14} и R_{15} при начальной (комнатной) температуре. Сопротивление R_{18} подбирается так, чтобы потенциал анода диода D_8 был равен нулю, а сопротивления R_{14} и R_{15} подбираются так, чтобы потенциалы входных клемм были равны нулю. Последнее проверяется путем замыкания входных клемм поочередно на нулевой провод. Если сопротивления выбраны правильно, то напряжение на выходных клеммах при этом не изменяется.

На втором этапе настройки при повышенной температуре подбираются сопротивления R_9 ; R_{10} таким образом, чтобы потенциалы входных клемм вновь стали равными нулю, что проверяется замыканием их на нулевой провод.

Так как потенциал анода диода D_8 при комнатной температуре равен нулю, то сопротивления R_9 и R_{10} не влияют на потенциал входных клемм при начальной температуре. Поэтому входные токи после описанной процедуры настройки равны нулю при двух температурах. Как показала экспериментальная проверка, компенсация сохраняется во всем температурном интервале.

Микросхемы в первом и втором каскадах работают при токах коллектора 200 мка, в третьем - при 500 мка. Резисторы

R_{13} ; R_{14} задают рабочие токи микросхем K_1 и K_2 , R_5 ; R_6 ; $R_{20} - R_{22}$ - гасящие сопротивления. Корректирующие цепочки подключаются между выводами 3-4, 5-6, 7-8. Диоды D_6 и D_7 служат для защиты входа от перенапряжений.

Выходной каскад собран на транзисторах $p-n-p$ типа (ГТ321В, МП21Е, МП25Б и др.). В генераторе тока выходного каскада применена диодная температурная компенсация синфазного нуля выхода, предусмотрена возможность его регулировки.

Усилитель питается от двух источников с $E_n = \pm 24$ в. Применение внутренних стабилизаторов на стабилитронах позволяет использовать сравнительно малостабильные источники.

В конструктивном отношении усилитель выполнен в виде модуля этажерочной конструкции, покрытого тремя слоями эпоксидного лака Э-4100 и помещенного в алюминиевый корпус с целью выравнивания температуры отдельных элементов схемы. Модуль имеет жесткие выводы, с помощью которых он впаивается в схемы.

Подготовка усилителя к работе заключается в установке нуля. Для этого, при замкнутых на нулевой провод входах (1 и 2) с помощью Π_1 (рис.4) устанавливаются нуль между выходами (9 и 10), а с помощью Π_2 - между одним из выходов и нулем. После этого усилитель готов к работе.

Изготовленные усилители имеют следующие параметры:

- 1) $K \geq 10^5$ по каждой выходной клемме относительно нуля при сопротивлении нагрузки 10 ком;

- 2) входное сопротивление $R_{вх-2} \approx 10$ ком ;
- 3) максимальное выходное напряжение ± 10 в ;
- 4) максимальный выходной ток ± 1 ма.

В таблице 1 приведены результаты температурных и временных испытаний десяти усилителей, а на рис.7 - частотные характеристики операционных усилителей с обратной связью (рис.6а) при различных коэффициентах усиления. Корректирующие звенья

$R_{к1}, C_{к1}, R_{к2}, C_{к2}$ (рис.4) используются при $K = 1$; $K = 10$ и в схеме интегратора. При $K = 100$ и $K = 1000$ используется только корректирующее звено $R_{к1}, C_{к1}$.

При использовании усилителя в схеме интегратора (рис.6б) при $R_1 = 10$ ком, $C_0 = 10,0$ мкф и при времени интегрирования 60 сек погрешность за счет конечного значения коэффициента усиления, за счет малого входного и большого выходного сопротивлений не превышает 1%, а погрешность за счет неточности установки нуля и за счет входного тока усилителя не превышает 0,1% от максимального выходного напряжения.

11. Операционный усилитель с большим входным сопротивлением

На рис.5 представлена схема операционного усилителя с большим входным сопротивлением и малым входным током. Коллекторные токи транзисторов входного каскада T_1 и T_2 составляют около 0,5 мка. Для получения достаточно большого коэффициента усиления входного каскада (порядка 400) при таком токе коллектора нагрузки выбраны равными 22 Мом. Второй каскад должен иметь большое входное сопротивление, чтобы не нагружать первый каскад. Поэтому во втором каскаде применены кремниевые полевые транзисторы с изолированным затвором типа ТН-12 с каналом п - типа. Несмотря на большую величину временного и температурного дрейфа полевых транзисторов, вклад второго каскада в общий дрейф усилителя мал благодаря большому коэффициенту усиления первого каскада. Особенностью усилителя является также наличие отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, которая охватывает первые два каскада /3/ и увеличивает подавление синфазной помехи.

Таблица 1

$R_{i1} = R_{i2} = 200 \text{ Ом}$			$R_{i1} = R_{i2} = 10 \text{ кОм}$	
№	$\frac{\Delta U_{др}}{\Delta t}$	$\frac{\Delta U_{др}}{\Delta \tau}$	$\frac{\Delta U_{др}}{\Delta t}$	$\frac{\Delta U_{др}}{\Delta \tau}$
1	1	1	5	10
2	2	3	1	4
3	5,5	4	5	5
4	1	1	5	11
5	3	1	5	9
6	5	4	8	6
7	3	3	9	15
8	4	3	10	8
9	2,5	3	6	3
10	3	2/	2	3

Здесь $\frac{\Delta U_{др}}{\Delta t}$ — температурный дрейф в мкВ/град.

$\frac{\Delta U_{др}}{\Delta \tau}$ — временной дрейф в мкВ/час.

Построение усилителя аналогично предыдущему усилителю (симметричные дифференциальные каскады, вход, выход, питание).

Так как полевые транзисторы имеют большой разброс параметров, то перед установкой в схему их необходимо подобрать в пары по величине тока стока, тока затвора и крутизне при режимах, которые они будут иметь в схемах. Для данного усилителя

$U_{зи} = 0$; $U_{си} = 8$ в. В схему ставились транзисторы с двухсотпроцентным разбросом параметров и током затвора меньше 10 нА. Настройка усилителя производилась перед монтажом и заключалась в подборе резисторов R_4 ; R_5 ; R_{11} и R_{12} . Режимы усилителя указаны на схеме.

В конструктивном отношении этот усилитель, как и первый, выполнен в виде модуля этажерочной конструкции с жесткими выводами, помещенного в алюминиевый корпус. Первая пара транзисторов заключена в пассивный термостат.

При использовании усилителя в качестве дифференциального регулирования нуля производится при закороченных входах потенциометром Π_1 - между выходными клеммами 4 и 6 и потенциометром Π_2 - между выходными клеммами и нулем (рис.5). В случае использования усилителя с одним входом регулировку лучше производить на входе (рис.6б) потенциометром Π_1 при закороченном входе и потенциометром Π_2 - при разомкнутом. При этом выводы 14 и 15 подсоединяются к 16, а вывод 18 к 7 (рис.7).

Изготовленные усилители имеют следующие параметры:

- 1) $K \geq 2,5 \cdot 10^4$ по каждой выходной клемме относительно нуля при сопротивлении нагрузки 10 ком;
- 2) входное сопротивление R_{1-3} 1,5 Мом; выходное - 8 ком;
- 3) коэффициент подавления синфазной помехи ~ 80 дБ при

$$U_{\text{синф}} \leq 3\text{в} \quad \text{и частоте } 100 \text{ гц};$$

- 4) максимальное выходное напряжение ± 10 в;
- 5) максимальный выходной ток ± 1 мА.

Испытания на временной и температурный дрейф производились для различных величин сопротивлений источников сигнала. Результаты испытаний десяти усилителей приведены в таблице 2.

Таблица 2

№	$R_{i1} = R_{i2} = 0$		$R_{i1} = 10 \text{кОм},$ $R_{i2} = 0$		$R_{i1} = 100 \text{кОм},$ $R_{i2} = 0$		$R_{i1} = R_{i2} = 100 \text{кОм}$	
	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta \tau}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta t}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta \tau}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta t}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta \tau}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta t}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta \tau}$	$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta t}$
1	16	16	20	20	80	200	33	54
2	24	17	24	15	24	57	8	12
3	15	43	14	17	44	19	40	10
4	30	13	28	12	23	26	29	10
5	22	35	54	3	73	35	21	10
6	4	10	2	15	7	3	10	13
7	14	40	32	8	20	14	18	15
8	40	7	18	3	10	9	25	3
9	30	13	28	12	23	26	29	10
10	4	10	2	15	7	3	10	13

Здесь $\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta \tau}$ - временной дрейф в мкВ/час,

$\frac{\Delta U_{\text{др}}}{\Delta t}$ - температурный дрейф в мкВ/град.

На рис.8 приведены частотные характеристики операционного усилителя с обратной связью (рис.6а) при различных коэффициентах усиления. Корректирующие звенья R_{k1}, C_{k1} каждое для своего случая указаны на рис.8. В случае использования усилителя в схеме интегратора необходимо ставить корректирующие звенья

$$R_{k2}, C_{k2} = 1,6 \text{ Мом}, 110 \text{ пф}; R_{k3}, C_{k3} = 130 \text{ ом}, 0,1 \text{ мкф}.$$

В этом случае при $R_1 = 1 \text{ Мом}, C_0 = 1 \text{ мкф}$ и при времени интегрирования 100 сек погрешность за счет конечного значения коэффициента усиления и за счет большого выходного сопротивления не более 0,5%, а погрешность за счет неточности установки нуля и за счет входного тока усилителя - не более 0,1% от максимального выходного напряжения.

№	1	2	3	4	5	6	7	8
1) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
2) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
3) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
4) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
5) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
6) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
7) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10
8) При использовании усилителя в качестве регулятора нуля производится измерение между выводами 1 и 2.	10	10	10	10	10	10	10	10

- 1) Максимальное выходное напряжение - 10 В.
- 2) Максимальный выходной ток - 1 мА.
- 3) Испытания на время и фазовый сдвиг производились для различных выходов источников сигнала. Результаты испытаний десяти усилителей приведены в таблице 2.

Л и т е р а т у р а

1. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., "Энергия", 1967.
2. Николаевский И.Ф., Игумнов Д.В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., "Советское Радио", 1971.
3. Миддлбрук Р.Д., Тейлор А.Д. Высокостабильный дифференциальный усилитель с малым дрейфом. Электроника, США, № 30, 1961.
4. Егоров К.В. Основы теории автоматического регулирования. М., "Энергия", 1967.
5. Анализ и расчёт интегральных схем. Ч.1, под ред. Д.Линна, Ч.Мейера, Д.Гамильтона, М., "Мир", 1969.

Подписи к рисункам

Рис.1. Схема дифференциального каскада.

Рис.2. Схема компенсации входного тока.

Рис.3. Зависимость $\beta_{I_k} / \beta_{I_{cc}} = f(I_k)$.

Рис.4. Схема операционного усилителя с температурной компенсацией входного тока.

Рис.5. Схема операционного усилителя с большим входным сопротивлением.

Рис.6. Две схемы использования усилителя.

Рис.7. Частотные характеристики операционного усилителя с температурной компенсацией входного тока:

- а) $f_{гр} = 105$ кГц; $C_0 = 0$; б) $f_{гр} = 210$ кГц; $C_0 = 1$ пф;
в) $f_{гр} = 100$ кГц; $C_0 = 0$; г) $f_{гр} = 430$ кГц, $C_0 = 10$ пф.

Рис.8. Частотные характеристики усилителя с большим входным сопротивлением: а) $R_{k1}, C_{k1} = 51$ ком, 4700 пф, $C_0 = 0$;

б) $R_{k1}, C_{k1} = 3,3$ ком 0,033 мкф, $C_0 = 0$;

в) $R_{k1}, C_{k1} = 300$ ом 0,35 мкф, $C_0 = 0$. $f_{гр} = 17$ кГц.

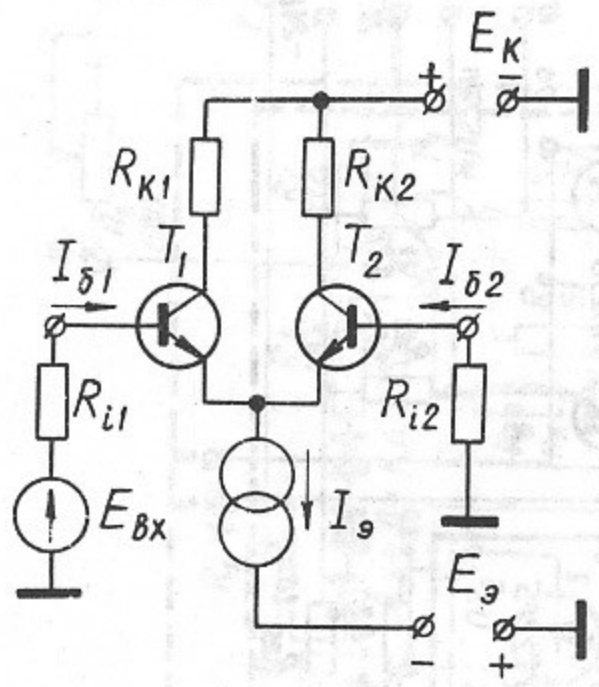


Рис.1

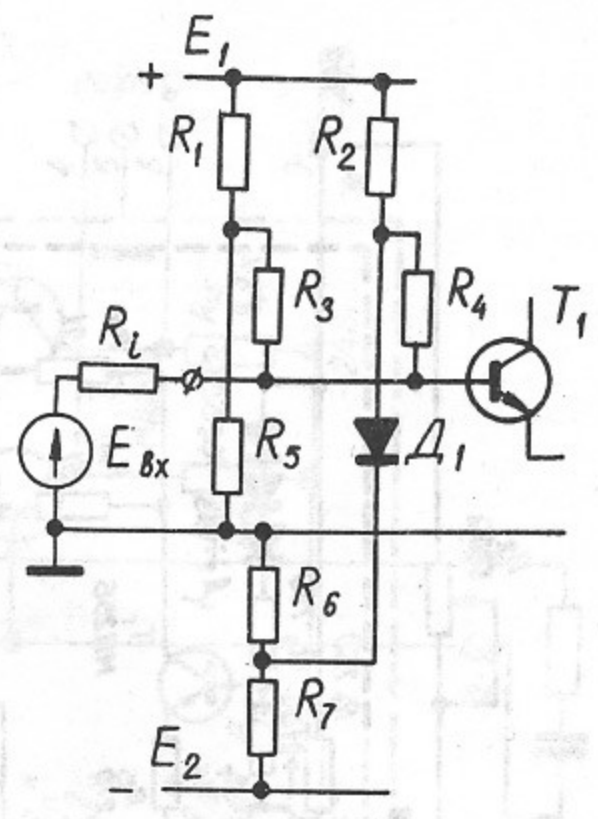


Рис.2

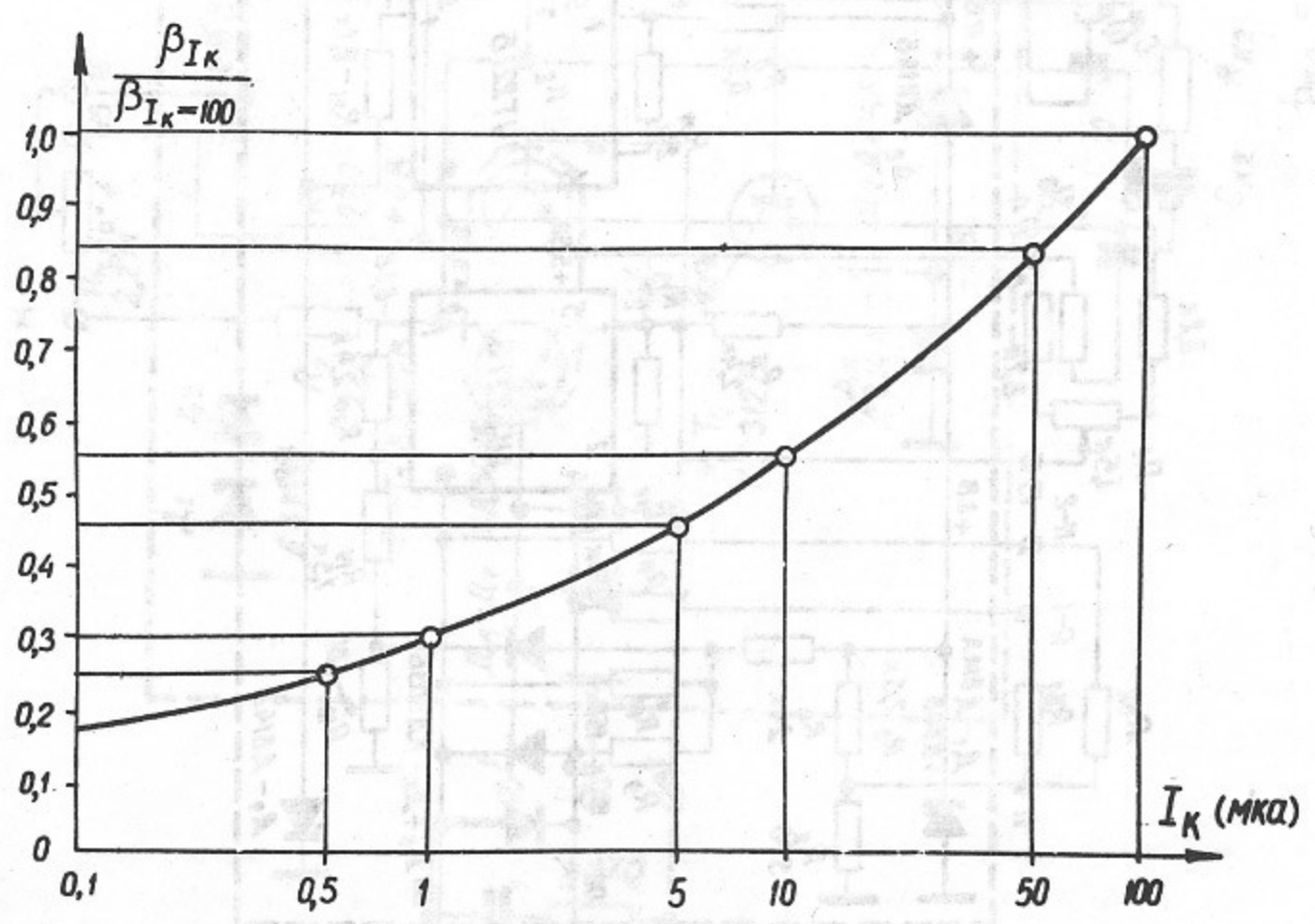


Рис.3

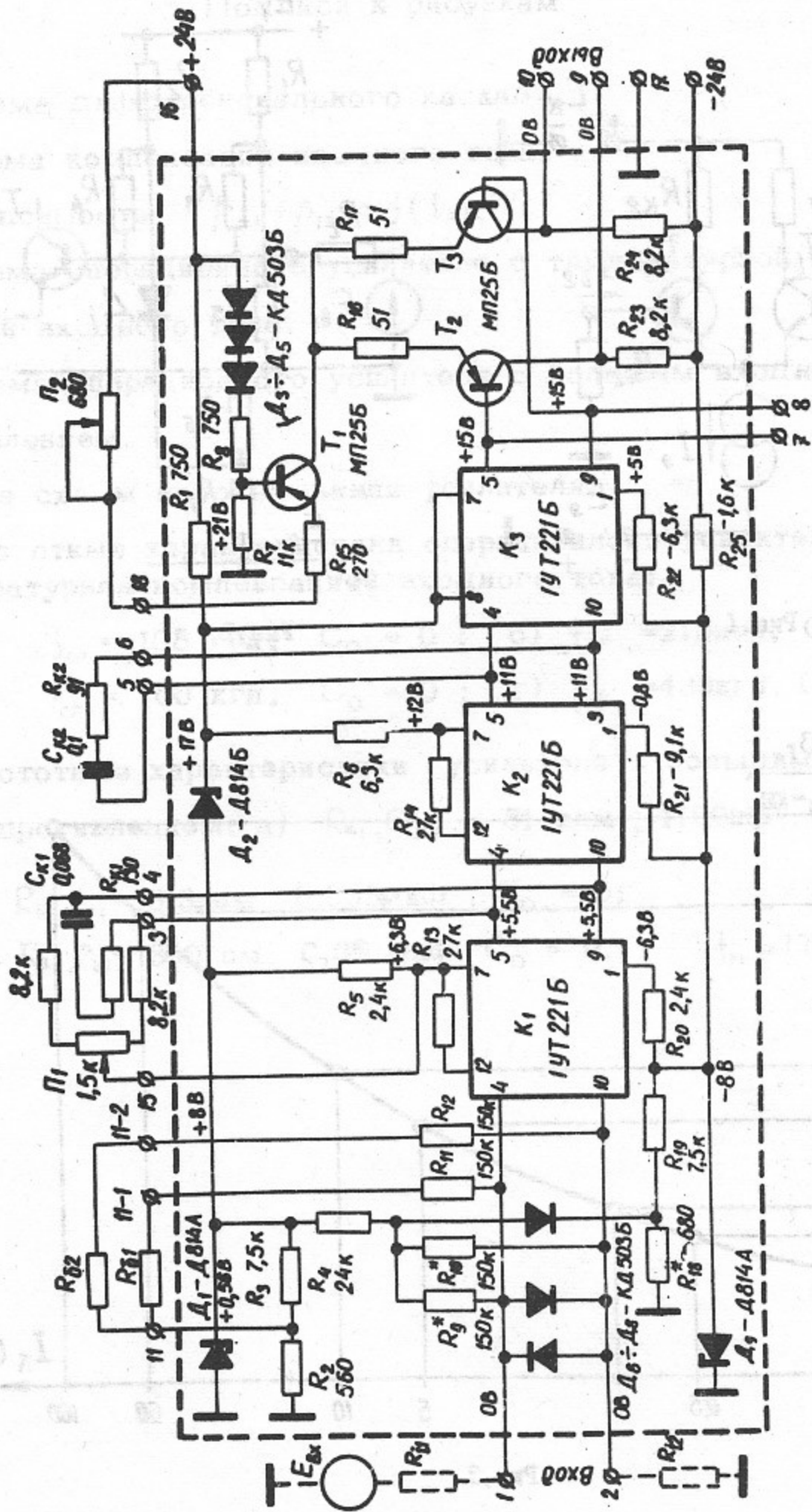


Рис. 4

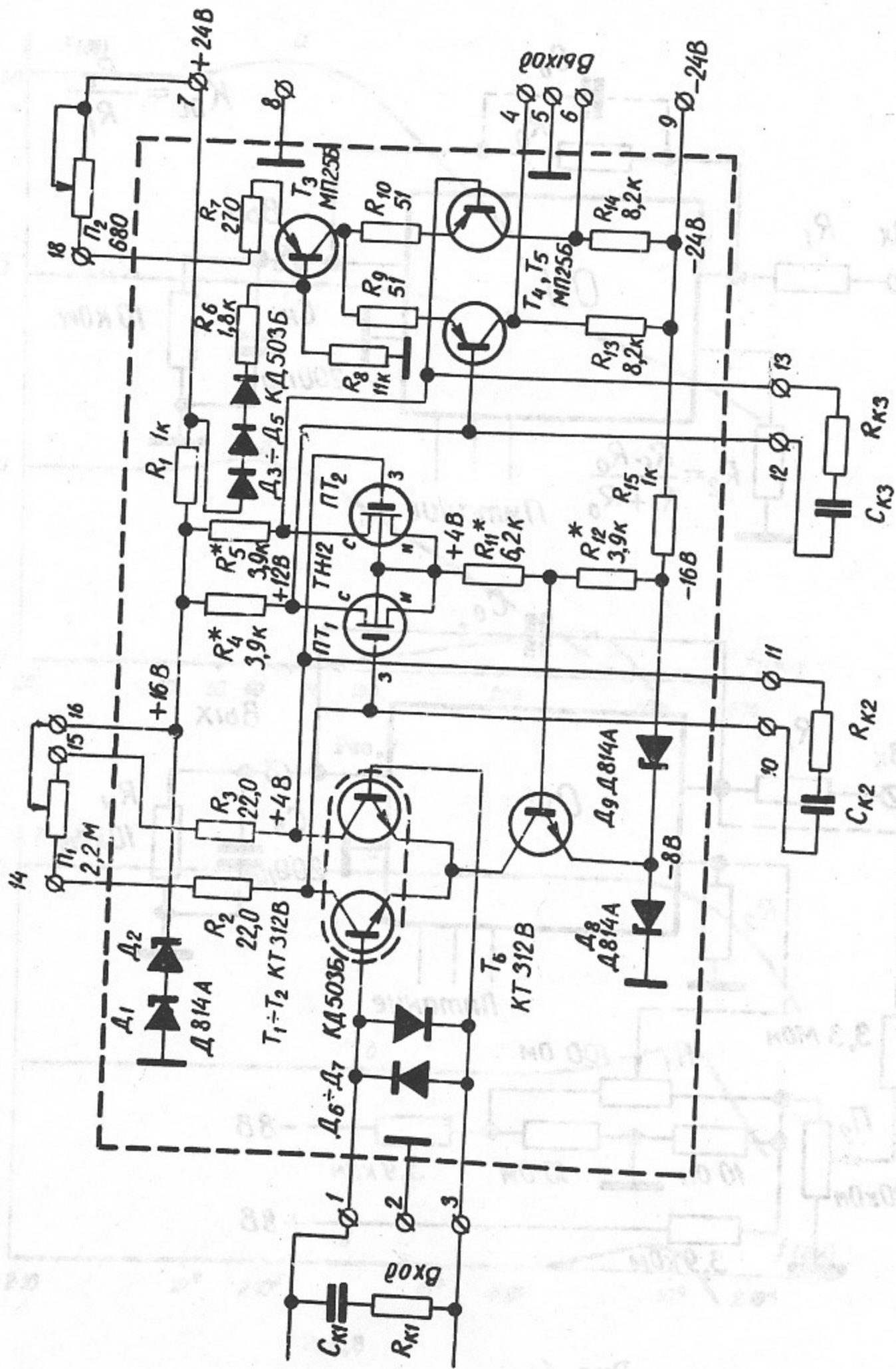


Рис. 5

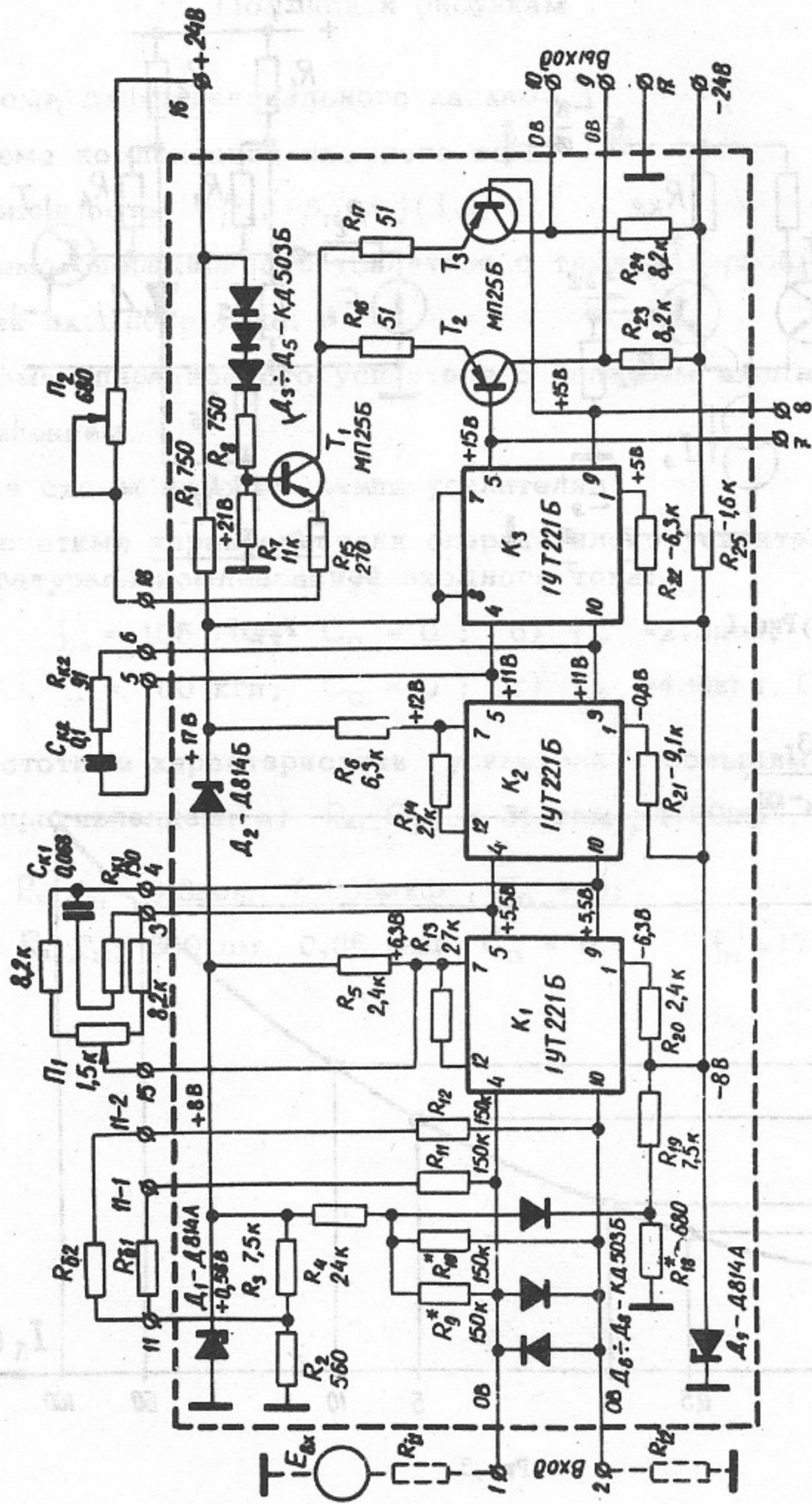


Рис. 4

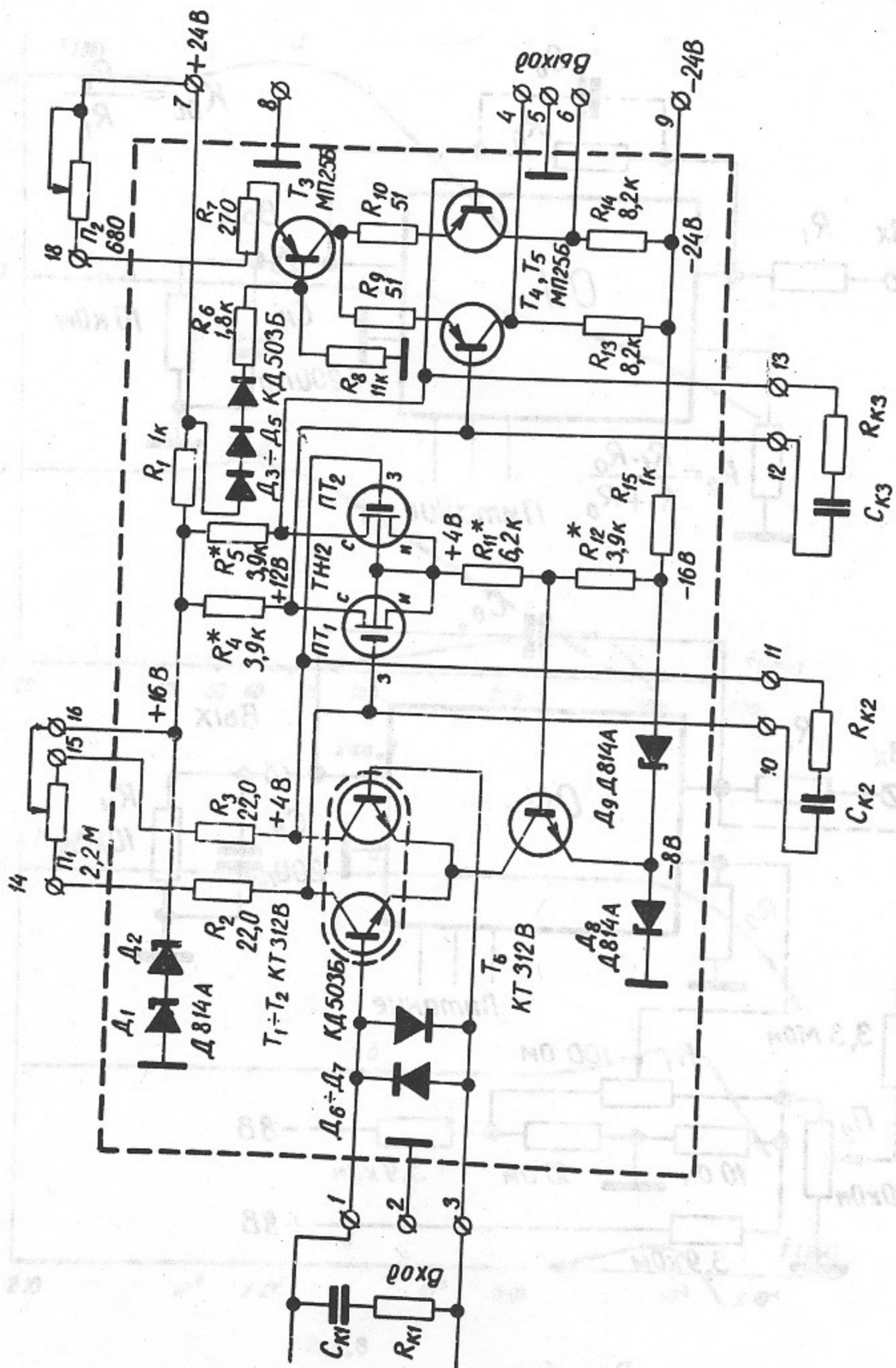
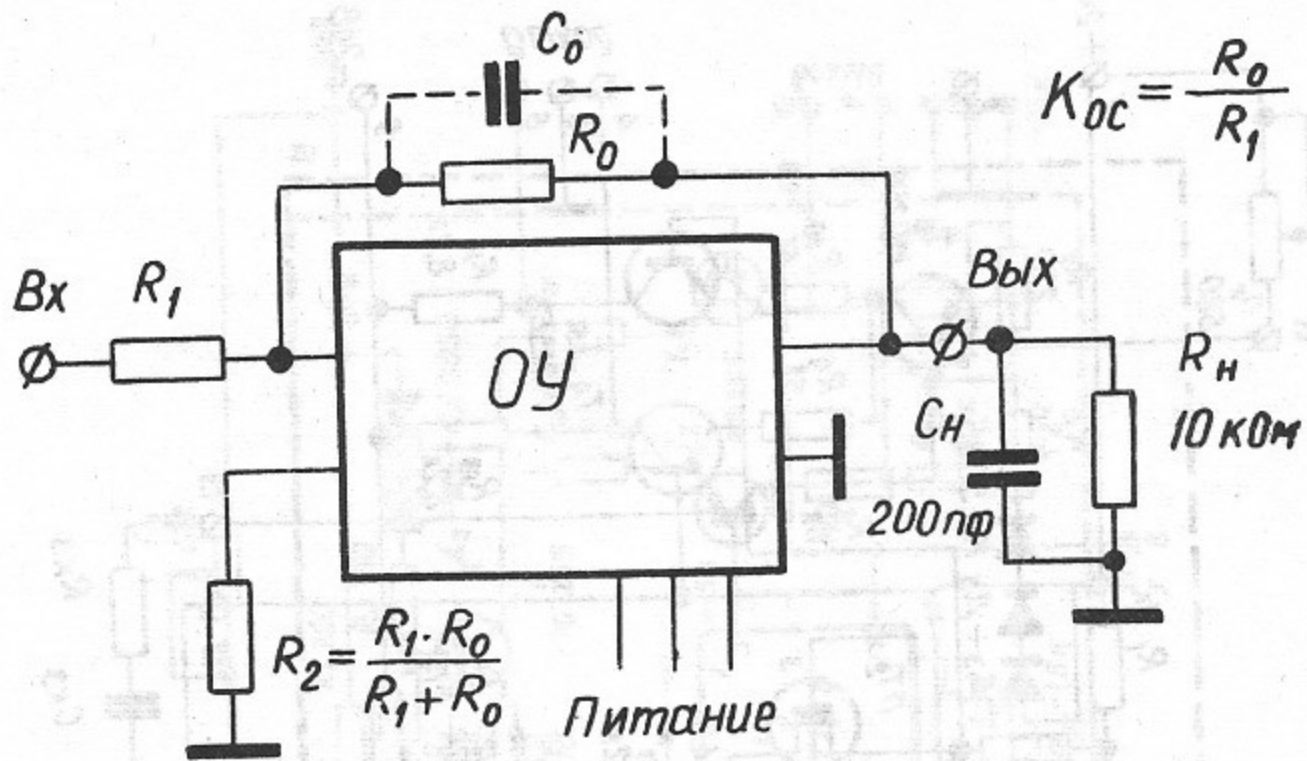


Рис. 5

a)



б)

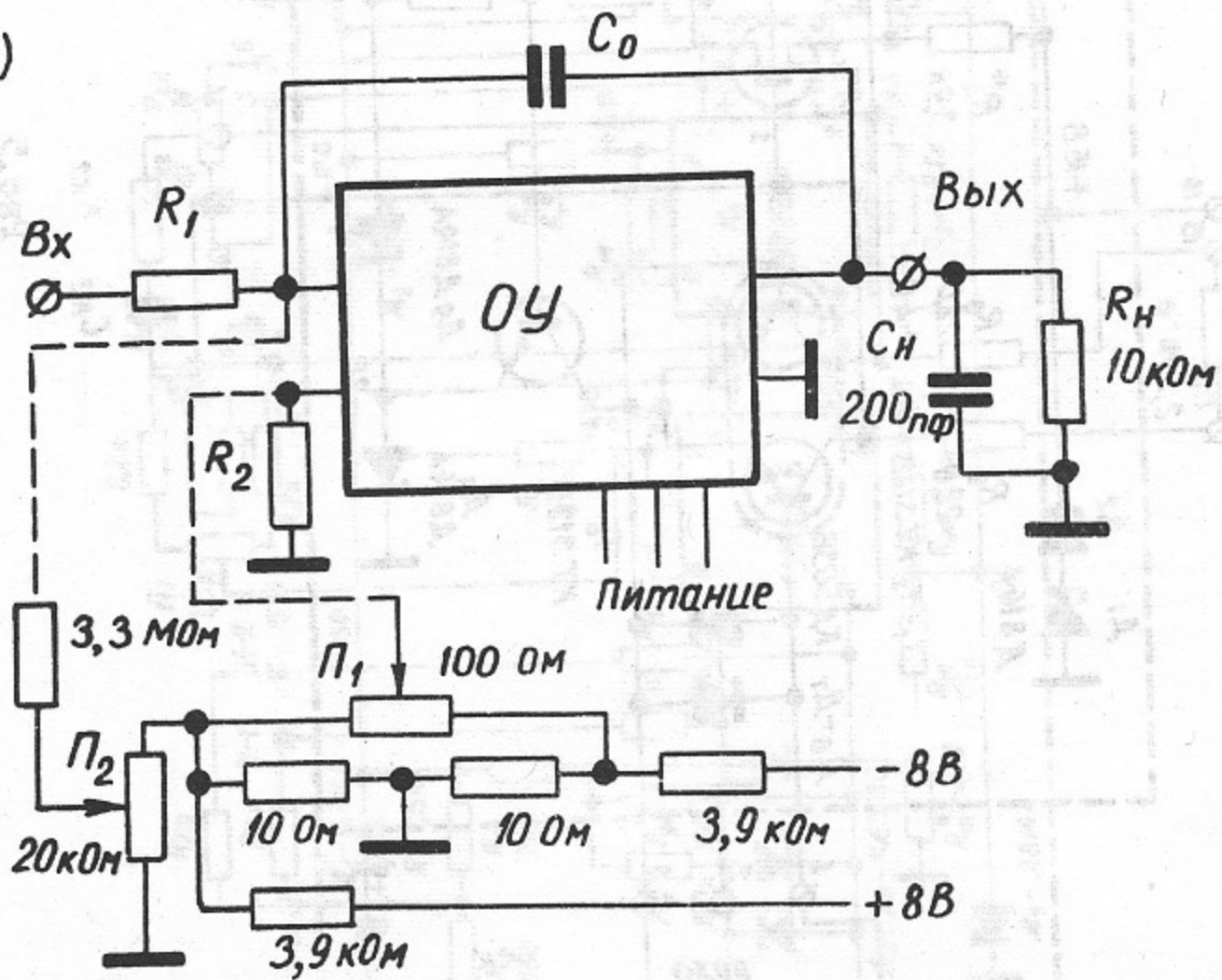


Рис. 6

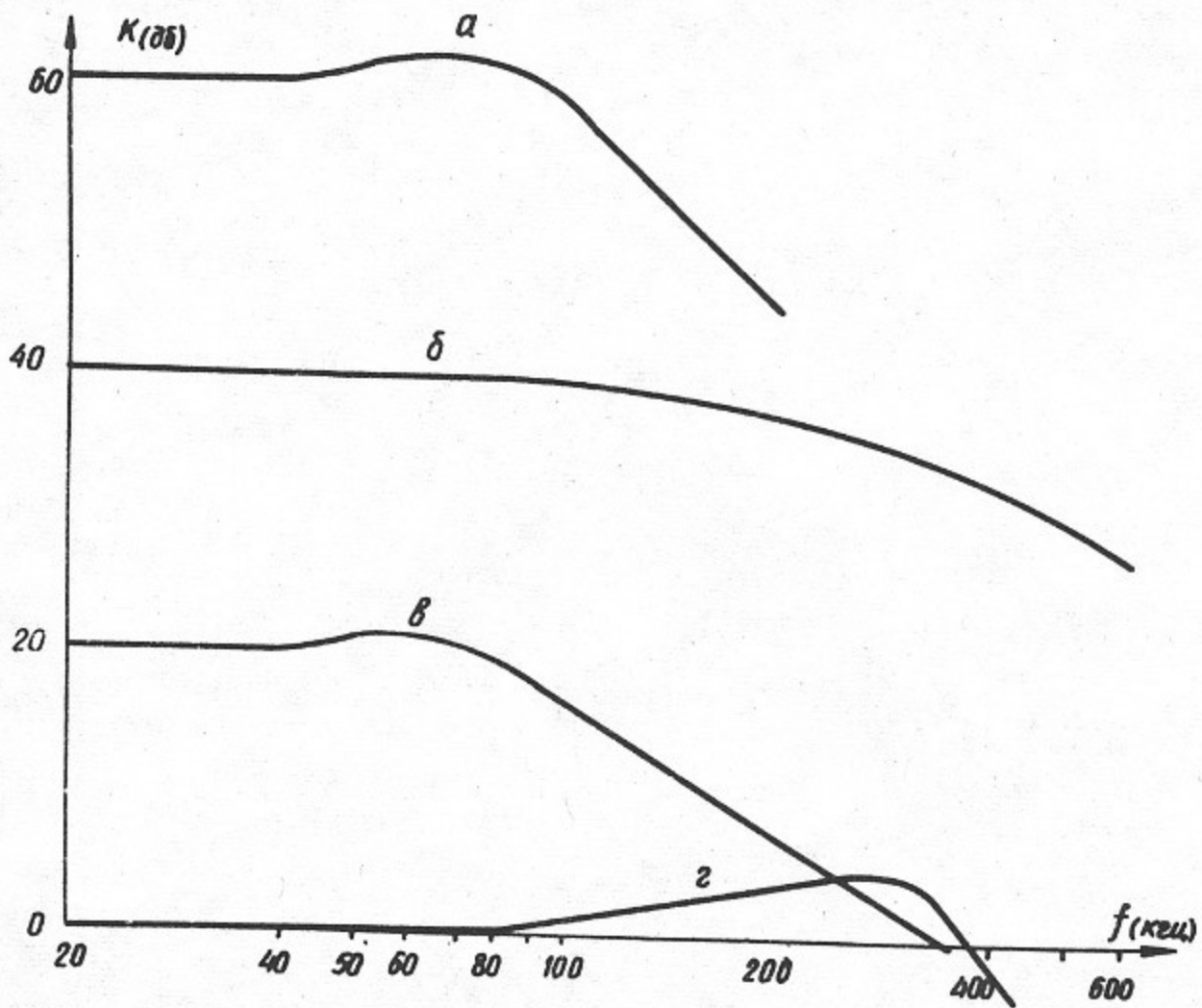


Рис. 7

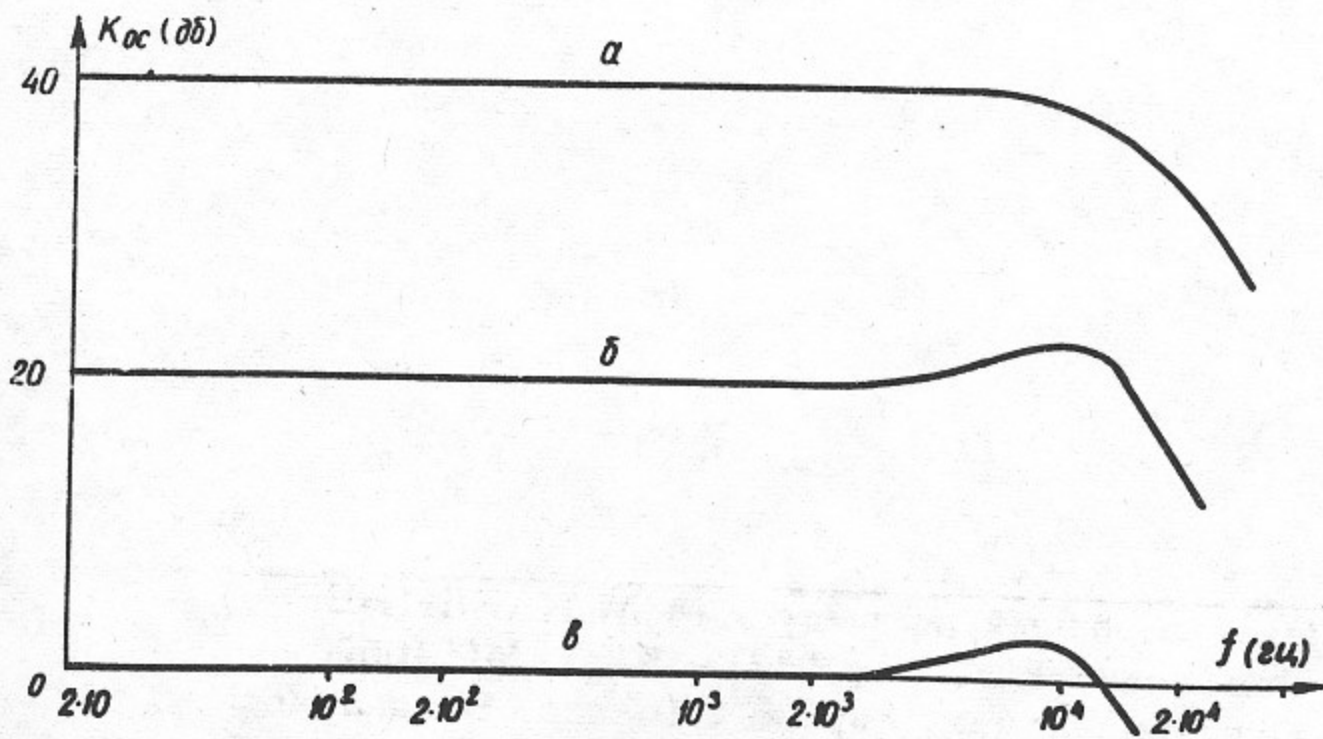


Рис. 8

Ответственный за выпуск М.М.КАРЛИНЕР
Подписано к печати 24/X-1972г. МН 10520
Усл. 0,8 печ.л., тираж 200 экз. Бесплатно.
Заказ № 72 . ПРЕПРИНТ

Отпечатано на ротапринтере в ИЯФ СО АН СССР