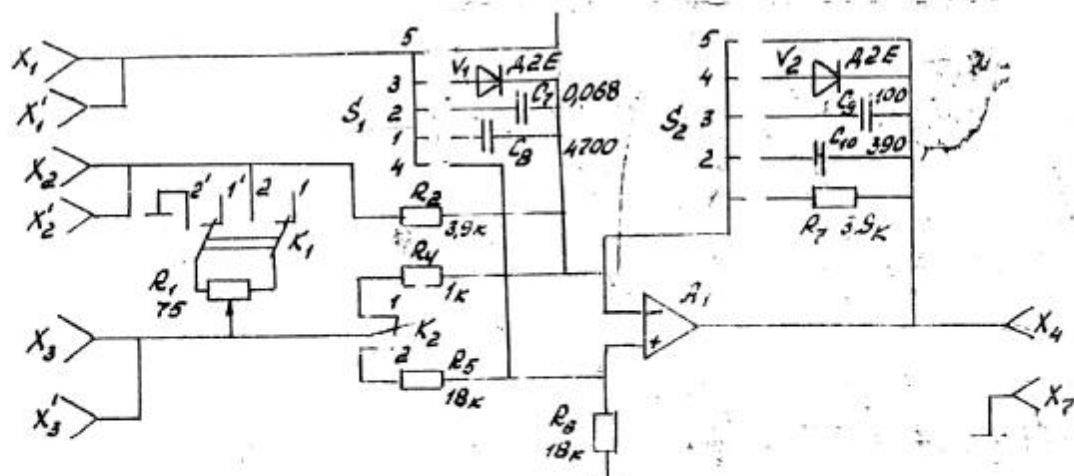


КАРТА - ПАСПОРТ МАКЕТА N _____
 лабораторной работы N 3
 "Исследование операционного усилителя с цепями внешней
 обратной связи".



Принципиальная схема макета

В экспериментальную установку входят: исследуемый макет, генератор гармонических сигналов ГЗ-102, генератор импульсов Г5-45, осциллограф С1-72, ламповый милливольтметр ВЗ-38.

Макет построен на основе интегральной микросхемы ОУ типа К140УД1А. Элементы, связанные с ИС А1, позволяют исследовать свойства ОУ, охваченного цепями параллельной обратной связи по напряжению.

Потенциометр К1 выполняет функции делителя входного напряжения и подключается к схеме тумблером К1. Тумблер К2 коммутирует подключение входов ОУ к движку R1. Переключатель S1 позволяет коммутировать элементы на входе ОУ, а также подавать сигнал с гнезда X1 на вход генератора. Переключатель S2 коммутирует элементы в цепи обратной связи ОУ.

ЗАДАНИЕ

на выполнение лабораторной работы выдается преподавателем.
 ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ:

1. Снять и построить $A_X \{U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})\}$ и $A_{\text{ЧХ}} \{K = K(f)\}$ следующих устройств: ~~Инвертирующего повторителя~~, ~~Неинвертирующего повторителя~~, ~~Инвертирующего усилителя~~, ~~Неинвертирующего усилителя~~. Сравнить экспериментальные значения коэффициента усиления с теоретическими. Изобразить прохождение прямоугольных импульсов по цепи. Нарисовать эпюры напряжений на входе и выходе.

2. Исследовать работу схем дифференцирования и интегратора. Снять и построить зависимость $U_{вых}$ в функции от частоты входного сигнала для двух значений емкости на входе ОУ (схема дифференцирования), либо в цепи обратной связи (для интегратора). Просмотреть и зарисовать форму выходных импульсов.

3. Исследовать работу весового сумматора и вычитающего устройства. Снять и построить зависимости $U_{вых} = f(U_{вх1}, U_{вх2})$ при $U_{вх1} = 200 \text{ мВ}$ ($U_{вх2}$ - напряжение, подаваемое с движка R1 - измерения на гнезде X3). Построить на том же графике теоретическую зависимость. Просмотреть результат суммирования (вычитания) входных импульсов. Зарисовать в одинаковом масштабе осциллограммы импульсов на входе и выходе при $U_{имп\ вх2} = 0.5 U_{имп\ вх1}$.

4. Исследовать работу устройств логарифмирования и антилогарифмирования. Снять и построить их амплитудные характеристики при подаче на вход импульсов положительной полярности и изменения их амплитуды в пределах 30...100 мВ (для логарифмирующего устройства), либо 100...300 мВ (для антилогарифмирующего). Измерение амплитуды выходных импульсов проводить по осциллографу.

ПРИМЕЧАНИЯ: При проведении экспериментов следует иметь в виду, что при напряжении на выходе более 2.4 В ОУ переходит в нелинейный режим работы.

ПОЛОЖЕНИЯ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ устанавливаются в соответствии с таблицей (S2 и S3 устанавливаются студентами самостоятельно)

Наименование устройства	Вход	K1	K2	S1
✓ Инвертирующий повторитель	X2	1	1	5 ✓
Неинвертирующий повторитель	X1	1	1	4
✓ Инвертирующий усилитель	X3	1	1	5 ✓
✓ Неинвертирующий усилитель	X1	2	1	4 ✓
Весовой сумматор	X2	2	1	5
Вычитающее устройство	X2	2	2	5
✓ Схема дифференцирования	X1	1	1	1, 2
✓ Интегратор	X3	1	1	5 1, 3
Логарифмирующее устройство	X2	1	1	5
Устройство антилогарифмирования	X1	1	1	5

В генераторе ГЗ-102 использовать предел 500 мВ. В генераторе Г5-53 - делители 1:100 и 1:1000, длительность импульса 10 мкс.

Работа № 3, ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ЦЕПЬЮ ПЕРЕМЕННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Цель работы:

1. Изучение основных свойств и особенностей операционных усилителей.
2. Изучение основных свойств усилителей с обратной связью.
3. Исследование устройств на базе операционных усилителей.

А. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционный усилитель (ОУ) — это усилитель постоянного тока с ничтожно малым дрейфом нуля, очень большим коэффициентом усиления в широкой полосе частот, большим входным и малым выходным сопротивлениями.

Для обеспечения малого дрейфа нуля входные каскады ОУ (обычно их два) строятся по дифференциальной схеме — рис. 1. Эта схема относится к классу симметричных схем, и при точной согласованности резисторов R и транзисторах T_1 и T_2 (что весьма точно выполняется при интегральном исполнении этих элементов) токи транзисторов I будут одинаковыми при любых односторонних и одинаковых по величине, но противоположных по знаку, изменениях свойств транзисторов, резисторов R и входных напряжений $V_{вх1}$ и $V_{вх2}$. При этом разность выходных напряжений $V_{вых1} - V_{вых2} = U$.

Таким образом, при симметричном выходе ($V_{вых} = V_{вых1} - V_{вых2}$) в идеально сбалансированной схеме дрейф нуля будет полностью отсутствовать, а симметричные выходные напряжения не будут вызывать температурного дрейфа. Практически идеального баланса схемы добиться не удается, и для исключения чувствительности схемы к дестабилизирующим влияниям и симметричным входным сигналам в эмиттерные цепи транзисторов T_1 и T_2 включается резистор R_0 .

При любых односторонних (одинаковых по знаку) изменениях транзисторов падение напряжения на резисторе R_0 изменяется суммарный ток транзисторов I_0 , что в свою очередь приводит к стабилизации токов транзисторов и суммарного тока за счет отрицательной обратной связи по току и прямого стабилизирующего действия резистора R_0 .

При этом коэффициент усиления каждого из плечей схемы можно рассчитать по формуле

$$K_{\bar{v}_c} = \frac{\partial i_{cx1}}{\partial v_{x1c}} \approx \frac{\partial i_{cx2}}{\partial v_{x2c}} = - \frac{SR}{1 + SR_0} \quad (1)$$

где $S \approx S_1 \approx S_2$ — крутизна транзисторов T_1 и T_2 . выражение дает коэффициент усиления синфазной составляющей сигнала, т.е. составляющей, одинаковой для обоих входов дифференциального усилителя.

К действию синфазного сигнала можно свести и влияние неностей изготовления элементов, тепловой дрейф их номиналов и

При действии противофазных (дифференциальных) напряжений на входах усилителя токи транзисторов T_1 и T_2 изменяются в противоположные стороны на одинаковые величины и потенциал эмиттера не изменяется, что соответствует отсутствию отрицательной обратной связи за счет резистора R_0 .

При этом для дифференциального сигнала

$$K_{\bar{v}_g} = \frac{\partial i_{cx1}}{\partial v_{x1g}} \approx \frac{\partial i_{cx2}}{\partial v_{x2g}} = - SR \quad (2)$$

Различие коэффициентов усиления синфазного и дифференциального сигналов характеризуется коэффициентом подавления

$$K_{\Pi} = \frac{K_{V_g}}{K_{V_c}} = 1 + SR_0 \quad (3)$$

К действию дифференциального сигнала можно свести рассогласование элементов схемы, приводящее к ее рассимметрированию.

Поскольку монолитной интегральной технологии присуща высокая степень согласования элементов и сравнительно невысокая абсолютная точность их изготовления, коэффициент подавления стремятся увеличить, увеличивая номинал резистора R_0 . Чрезмерное увеличение

потребовало бы увеличения питающих напряжений, поэтому обычно вместо резистора R_0 включают токовую билизирующую схему в виде транзистора T_3 , имеющего собственную отрицательную обратную связь по току за счет резистора R_0 в цепи эмиттера (рис.2). Цепочка T_3, R_0' обладает очень высоким внутренним сопротивлением и малым сопротивлением постоянному току, так как резистор R_0' обычно имеет небольшое сопротивление

$$R_{iT_3} \sim R_0 = R_{iT_3} (1 + SR_0') \quad (4)$$

Цепочка R_1, T_4 (Д) (транзистор T_4 включен как диод) осуществляет температурную компенсацию дрейфа тока транзистора T_3 т.е. тока I обеспечивая высокое постоянство тока I_0 в широком диапазоне температур.

Обычно первый (входной) каскад ОУ имеет токостабилизирующий транзистор (рис.2), цепочку термокомпенсации, высокий коэффициент подавления и малый дрейф нуля, высокий коэффициент усиления

K_{V_g} . Второй каскад тоже построен по дифференциальной схеме но имеет упрощенную цепь стабилизации тока I в цепи резистора (см.рис.1), значительно меньший коэффициент подавления и коэффициент усиления. Общий коэффициент усиления ОУ обычно лежит в пре-

делах $10^3 \dots 10^6$.

Если на входы дифференциального усилителя подаются произвольные входные напряжения V_{BX1} и V_{BX2} , их можно разделить на синфазную и дифференциальную составляющие:

$$a) V_{BXc} = \frac{V_{BX1} + V_{BX2}}{2}; \quad б) V_{BXg} = \frac{V_{BX1} - V_{BX2}}{2} \quad (5)$$

При подаче сигнала на один вход дифференциального усилителя второй вход должен быть заземлен. Например, пусть сигнал подается на вход 1. Тогда $V_{BX2} = 0$ и $V_{BXg} = V_{BXc} = V_{BX1}/2$. В этом случае коэффициент усиления по выходу 1 будет равен

$$K_{V11} = \frac{V_{BXX1}}{V_{BX1}} = \frac{V_{BXX1}}{2 V_{BXg}} = - \frac{SR}{2} \quad (6)$$

Наличие сигнала на входе 1 вызовет появление выходного напряжения и на выходе 2 (V_{BX2}). Коэффициент усиления по выходу 2 при этом будет

$$K_{V12} = \frac{V_{BXX2}}{V_{BX1}} = \frac{V_{BXX2} \cdot \Delta V_3}{V_{BX1} \cdot \Delta V_3} = K_{ЭТ1} \cdot K_{T2} \quad (7)$$

здесь $K_{ЭТ1} = \Delta V_3 / V_{BX1}$ — коэффициент усиления каскада на T_1 как эмиттерного повторителя, нагруженного входным сопротивлением T_2 , как каскада с общей базой

$$K_{ЭТ1} \approx \frac{SR_{BX2}}{1 + SR_{BX2}} = \frac{S \cdot 1/S}{1 + S/S} = \frac{1}{2}$$

$K_{T2} = V_{BXX2} / \Delta V_3$ — коэффициент усиления каскада на T_2 как каскада с общей базой $K_{T2} \approx SR$.

Таким образом, получаем

$$K_{v12} = SR/2$$

Как видим, дифференциальный усилитель при подаче сигнала на один из его входов работает как фазорасщепительный каскад с одинаковыми по абсолютному значению коэффициентами усиления по обоим выходам. По отношению к данному выходу один из входов называется неинвертирующим, если фаза выходного напряжения совпадает с фазой сигнала на этом входе. Тогда другой вход по отношению к тому же выходу будет инвертирующим. По отношению к другому выходу входы меняются ролями.

Обычно ОУ имеют два входа – инвертирующий и неинвертирующий – и один выход. Перед от симметричного сигнала на несимметричный осуществляется после второго дифференциального каскада путем использования только одного из его выходов. Как уже упоминалось ранее, одним из основных требований к ОУ является большая величина входного сопротивления.

В простейшем случае это достигается установкой режима транзисторов T_1 и T_2 входного каскада, при котором входные токи очень малы (меньше 1 мкА). Обычные транзисторы в этих условиях имеют небольшой коллекторный ток и малый динамический диапазон выходных сигналов. Однако применение транзисторов с тонкой базой и сверхбольшими значениями β (порядка нескольких тысяч) позволяет иметь достаточно большой коллекторный ток даже при токах базы порядка единиц наноампер (10^{-9} А).

Для снижения входного тока в первых (а иногда и во вторых) каскадах находят применение составные транзисторы (схема Дарлингтона), для которых общий коэффициент усиления тока равен произведению коэффициентов усиления тока отдельных транзисторов

$$(\beta = \beta' \cdot \beta'').$$

Входное сопротивление при этом доходит до единиц и даже десятков мегаом при входных токах порядка единиц наноампер.

Для повышения входного сопротивления применяют также входные эмиттерный повторители и полевые транзисторы во входных каскадах. В последнем случае недостатком является невысокий коэффициент усиления первого каскада (у полевых транзисторов небольшая крутизна) и увеличение влияния несимметрии второго каскада. Коэффициент усиления второго каскада должен быть достаточно высоким для получения необходимого общего коэффициента усиления ОУ.

В современных ОУ часто используется динамическая нагрузка, что позволяет получить необходимое усиление только от одной дифференциальной схемы.

Выходной каскад ОУ должен обеспечивать возможность работы на низкоомную нагрузку (т.е. иметь малое выходное сопротивление при значительном токе и напряжении выходного сигнала, т.е. он должен быть достаточно мощным. Однако в режиме покоя рассеиваемая им мощность должна быть малой. В наиболее простых ОУ в качестве выходного каскада используется эмиттерный повторитель на транзисторе с большой крутизной ($R_{вых} = 1/S$). Однако линейный эмиттерный повторитель потребляет значительную мощность в режиме покоя, и поэтому чаще выходные каскады строятся как двухтактные, работающие в режиме класса В или АВ.

В ОУ, как и в любых усилителях постоянного тока, осуществляются гальванические связи между каскадами. Одновременно требуется поставить транзисторы каждого каскада в выбранные режимы. Для осуществления этого между каскадами приходится включать специальные согласующие схемы — трансляторы уровня (или схемы сдвига уровня).

Обычно трансляторы уровня строятся на базе эмиттерных повто-

торителей с разделенной нагрузкой. В случаях, когда желательно иметь коэффициент передачи сигнала около единицы, нагрузкой эмиттерного повторителя является другой транзистор с большим динамическим сопротивлением.

Пример подобной схемы приведен на рис.3. Здесь цепочка T_2 (с обратной связью по току за счет резистора R_2) является нагрузкой эмиттерного повторителя на T_1 . Так как эквивалентное внутреннее сопротивление T_2 $R_{эT_2} = R_{iT_2} (1 + \beta R_2)$ очень велико и $R_{эT_2} \gg R_1$, то коэффициент передачи $\Delta U_{вых} / \Delta U_{вх}$ оказывается очень близким к единице. А выбором напряжения смещения на базе T_2 (делитель R_3, R_4) постоянный уровень $U_{вых}$ может быть установлен любым в довольно широком диапазоне около нуля (в том числе и точно равным нулю).

Выше были описаны только основные модификации каскадов, входящих в ОУ. Обычно высококачественные ОУ имеют многосхемотехнических тонкостей, улучшающих их показатели, т.е. приводящих к увеличению входного сопротивления, коэффициента подавления, уменьшению выходного сопротивления, увеличению устойчивости, широкполосности, термостабильности, симметрии.

Б. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Обратной связью (ОС) в общем случае можно назвать явление, в результате которого состояние и свойства системы оказываются зависящими от ее выходного эффекта.

В электронных усилителях входное воздействие и выходной эффект имеют характер электрических колебаний, и ОС практически реализуется путем соединения выходных и входных зажимов усилителя электрической цепью. Таким образом, результирующее входное воз-

действие (напряжение, ток) оказывается созданным как источник сигнала, так и выходным эффектом (напряжением или током нагрузки).

Если сигнал ОС пропорционален выходному напряжению, говорят об ОС по напряжению. Если он пропорционален выходному току, говорят об ОС по току. Во входную цепь усилителя сигнал ОС можно вводить, суммируя напряжение ОС с напряжением сигнала или суммируя ток ОС с током сигнала. В первом случае говорят об обратной связи с суммированием напряжений или о последовательной обратной связи, а во втором – об обратной связи с суммированием токов или о параллельной обратной связи.

Различные условия получения сигнала ОС и способа ввода во входную цепь усилителя дают четыре основные разновидности ОС.

Каждая из четырех разновидностей ОС по-своему влияет на результирующие свойства, параметры и характеристики усилителя, введенного ОС. При этом выходные параметры усилителя зависят только от способа формирования сигнала ОС, а входные – только от способа ввода его во входную цепь.

Во всех случаях считается, что подключение цепи ОС к входу усилителя не влияет на нагрузку, которая остается одинаковой при отсутствии, так и при наличии ОС.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ. ОС этого типа соответствует условная структурная схема рис.4. В реальных схемах не всегда удастся в явном виде выделить четырехполюсник обратной связи, однако для всех типов ОС можно ввести обозначение

$$\beta^v = \dot{V}_{ос} / \dot{V}_{вых} \quad (9)$$

т.е. ввести коэффициент передачи напряжения по цепи ОС с вы-

на вход усилителя и условно отобразить эту передачу напряжения включением в структурную схему четырехполюсника β . Жирная стрелка условно отражает соединение выхода четырехполюсника β и входа усилителя K^0 .

Цепь прямой передачи состоит из усилителя с коэффициентом усиления K^0

$$K_0 = \frac{\dot{V}_{вых}}{\dot{V}} = - \frac{\dot{K}_\infty^0 \dot{Z}_H}{\dot{Z}_{вых}^0 + \dot{Z}_H} \quad (10)$$

и представляется эквивалентным генератором напряжения $\dot{K}_\infty^0 \dot{V}$ внутренним сопротивлением $\dot{Z}_{вых}^0$, здесь \dot{K}_∞^0 - внутренний коэффициент усиления усилителя, соответствующий условию $\beta \rightarrow \infty$

В целом система является усилителем с ОС и обладает коэффициентом усиления по напряжению

$$\dot{K}_{ос} = \dot{V}_{вых} / \dot{V}_{вх} \quad (11)$$

Как видно из рис.4

$$\dot{I}_{вых} = \frac{\dot{K}_\infty^0 \dot{V}}{\dot{Z}_{вых}^0 + \dot{Z}_H} \quad (12)$$

Результирующее напряжение на входе усилителя $\dot{K}^0(\nu)$ обусловлено совместным действием источника сигнала $(\dot{V}_{вх})$ и цепи ОС $(\dot{V}_{ос})$. При суммировании напряжений

$$\dot{V} = \dot{V}_{вх} + \dot{V}_{ос} = \dot{V}_{вх} + \beta \dot{V}_{вых} = \dot{V}_{вх} + \beta \dot{I}_{вых} \dot{Z}_H \quad (13)$$

Подставляя (13) в (12), можем записать

$$\dot{I}_{вых} = \frac{\dot{K}_\infty^0 / (1 - \beta \dot{K}_\infty^0)}{\dot{Z}_{вых}^0 / (1 - \beta \dot{K}_\infty^0)} \dot{V}_{вх} = \frac{\dot{K}_{\infty ос} \dot{V}_{вх}}{\dot{Z}_{вых ос} + \dot{Z}_H} \quad (14)$$

Выражение (14) по форме записи аналогично (12), однако держит эквивалентные параметры усилителя с ОС по напряжению

$$\dot{K}_{\infty oc} = \dot{K}_{\infty}^0 / (1 - \beta \dot{K}_{\infty}^0) \quad (15)$$

$$\dot{Z}_{вых oc} = \dot{Z}_{вых}^0 / (1 - \beta \dot{K}_{\infty}^0) \quad (16)$$

и соответствует эквивалентной схеме усилителя рис. 5. В этой же зависимый генератор напряжений управляется входным напряжением $\dot{V}_{вх}$, а не результирующим напряжением \dot{V} , как в схеме рис. 4. Таким образом, введение ОС по напряжению изменяет параметры усилителя: внутренний коэффициент усиления и выходное сопротивление уменьшаются в $(1 - \beta \dot{K}_{\infty}^0)$ раз, а крутизна усилителя остается без изменения:

$$\dot{S}_{oc} = \frac{\dot{K}_{\infty oc}}{\dot{Z}_{вых oc}} = \frac{\dot{K}_{\infty}^0}{\dot{Z}_{вых}^0} = \dot{S}^0 \quad (17)$$

После вычисления эквивалентных параметров коэффициент усиления с ОС может быть рассчитан по обычным формулам

$$\dot{K}_{oc} = - \frac{\dot{K}_{\infty oc} \dot{Z}_H}{\dot{Z}_{вых oc} + \dot{Z}_H} = - \frac{\dot{S}^0}{\dot{Y}_{вых oc} + \dot{Y}_H} \quad (18)$$

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ. Условная структурная схема ОС по току изображена на рис. 6. Здесь напряжение ОС формируется и

$$\dot{V}_{oc} = \dot{I}_{вых} \dot{Z}_o \beta_T \quad (19)$$

т.е. оно пропорционально току нагрузки. Соотношение между \dot{V}_{oc} и $\dot{I}_{вых}$ в этом случае очевидно определяется формулой

$$\beta = \frac{\dot{V}_{oc}}{\dot{I}_{вых}} = \frac{\dot{I}_{вых} \dot{Z}_o \beta_T}{\dot{I}_{вых} \dot{Z}_H} = \beta_T \frac{\dot{Z}_o}{\dot{Z}_H} \quad (20)$$

Сопротивление \dot{Z}_o является внешним по отношению к усилителю \dot{K}^o , однако в целях сохранения единства записей для ОС по току и по напряжению мы отнесем его к внутреннему сопротивлению усилителя, считая, что он обладает эквивалентным внутренним сопротивлением

$$/ \quad \dot{Z}_{внхэ} = \dot{Z}_{внх} + \dot{Z}_o \quad (21)$$

Тогда

$$\dot{I}_{внх} = \frac{\dot{K}_\infty^o \dot{V}}{\dot{Z}_{внхэ} + \dot{Z}_и} \quad (22)$$

Считая опять, что на входе осуществляется суммирование напряжений, запишем:

$$\dot{V} = \dot{V}_{вх} + \dot{V}_{ос} = \dot{V}_{вх} + \dot{I}_{внх} \dot{Z}_o \beta_T \quad (23)$$

Подставляя (23) в (22), получим

$$\dot{I}_{внх} = \frac{\dot{K}_\infty^o \dot{V}_{вх}}{\dot{Z}_{внхэ} (1 - \beta_T \dot{S}^o \dot{Z}_o) + \dot{Z}_и} = \frac{\dot{K}_\infty^o \dot{V}_{вх}}{\dot{Z}_{внхос} + \dot{Z}_и} \quad (24)$$

Как видим, эквивалентные параметры усилителя с обратной связью по току

$$\dot{Z}_{внхос} = \dot{Z}_{внхэ} (1 - \beta_T \dot{S}^o \dot{Z}_o) = \dot{Z}_{внхэ} (1 - \beta \dot{S}^o \dot{Z}_и) \quad (25)$$

$$\dot{K}_{ос} = \dot{K}_\infty^o \quad (26)$$

$$\dot{S}_{ос} = \frac{\dot{K}_{ос}}{\dot{Z}_{внхос}} = \frac{\dot{K}_\infty^o}{\dot{Z}_{внхэ} (1 - \beta \dot{S}^o \dot{Z}_и)} = \frac{\dot{S}^o}{1 - \beta \dot{S}^o \dot{Z}_и} \quad (27)$$

Таким образом, ОС по току оставляет без изменения внутренний коэффициент усиления, уменьшает крутизну усилителя в $(1 - \beta \dot{S}^0 \dot{Z}_n)$ раз и увеличивает в такое же число раз его внутреннее сопротивление.

После вычисления эквивалентных параметров эквивалентная схема усилителя опять может быть представлена на рис. 5, а коэффициент усиления рассчитан по формуле (13).

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ. При последовательной на входе осуществляется суммирование напряжений, созданных источником сигнала и цепью ОС. Эти напряжения суммируются на том сопротивлении усилителя \dot{K}^0 .

Схема ввода напряжения ОС в этом случае изображена на рис. 6. Здесь четырехполюсник ОС изображен в виде генератора напряжения $\beta' \dot{V}_{вх}$ с внутренним сопротивлением $\dot{Z}_{ос}$. Результатом суммирования напряжений на входе усилителя \dot{K}^0 равно

$$\dot{V} = \dot{V}_{ос} + \dot{V}_{вх} = \frac{\beta' \dot{V}_{вх} + \dot{E}_n}{\dot{Z}_{ос} + \dot{Z}_n + \dot{Z}_{вх}} \dot{Z}_{вх}^0 \quad (20)$$

Из схемы видно также, что в данном случае

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{V}_{ос}}{\dot{V}_{вх}} = \beta' \frac{\dot{Z}_{вх}^0}{\dot{Z}_{ос} + \dot{Z}_n + \dot{Z}_{вх}} \quad (21)$$

т.е. эффективное введение ОС возможно только при достаточно большом $\dot{Z}_{вх}$ по сравнению с \dot{Z}_n и $\dot{Z}_{ос}$.

Входное сопротивление усилителя с последовательной ОС

$$\dot{Z}_{вхос} = \frac{\dot{V}_{вх}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{V} - \dot{V}_{ос}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{V} - \dot{V} \dot{K}^0 \dot{\beta}}{\dot{I}_{вх}} = \dot{Z}_{вх} (1 - \dot{\beta} \dot{K}^0) \quad (22)$$

Как видим, последовательная ОС увеличивает входное сопротивление

усилителя в $(1 - \beta' K^0)$ раз.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ. В этом случае на входе осуществляется суммирование токов, создаваемых источником сигнала и цепью ОС. Схема ввода сигнала ОС во входную цепь усилителя при суммировании токов представлена на рис.3, где

$$\dot{V}_{BX} \equiv \dot{V}_{OC} = \frac{\dot{E}_n}{\dot{Z}_n (\dot{Z}_{OC} \parallel \dot{Z}_{BX})} (\dot{Z}_{OC} \parallel \dot{Z}_{BX}) + \frac{\beta' \dot{V}_{BOSX}}{(\dot{Z}_n \parallel \dot{Z}_{BX}) + \dot{Z}_{OC}} (\dot{Z}_n \parallel \dot{Z}_{BX}) \quad (31)$$

Коэффициент передачи четырехполюсника ОС, как следует из схемы рис.3.

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{V}_{OC}}{\dot{V}_{BOSX}} = \beta' \frac{\dot{Z}_n \parallel \dot{Z}_{BX}}{(\dot{Z}_n \parallel \dot{Z}_{BX}) + \dot{Z}_{OC}} \quad (32)$$

Для увеличения $\dot{\beta}$, очевидно, следует увеличить $(\dot{Z}_n \parallel \dot{Z}_{BX})$. При большом входном сопротивлении усилителя и малом выходном сопротивлении источника сигнала это обычно достигается включением дополнительного сопротивления \dot{Z}_g (пунктир на рис.8). Тогда в (31) и (32) вместо \dot{Z}_n следует подставить $\dot{Z}_n + \dot{Z}_g$. Очевидно, включение \dot{Z}_g ухудшает передачу сигнала на вход усилителя, и это должно учитываться при расчете \dot{K}_{OC} введением соответствующего коэффициента деления входного напряжения. Тогда

$$\dot{K}_{OC} = \dot{K}'_{OC} \frac{\dot{Z}_{OC} \parallel \dot{Z}_{BX}}{\dot{Z}_g + (\dot{Z}_{OC} \parallel \dot{Z}_{BX})} \quad (33)$$

где \dot{K}_{OC} соответствует $\dot{Z}_g = 0$.

Входная проводимость усилителя с параллельной ОС равна

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{BOSX} &= \frac{\dot{I}_{BX}}{\dot{V}} = \frac{\dot{I}'_{BX} + \dot{I}''_{BX}}{\dot{V}} = \frac{\dot{V} - \beta' \dot{V}_{BOSX} \dot{Y}_{OC} + \dot{V} \dot{Y}_{BX}}{\dot{V}} = \\ &= \dot{Y}_{BX} + \dot{Y}_{OC} (1 - \beta' K^0) \end{aligned} \quad (34)$$

Как видим, входная проводимость при параллельной ОС увеличивается за счет добавления к $\dot{Y}_{вх}^0$ составляющей $\dot{Y}_{ос}$ ($1 - \dot{Y}_{ос} = 1/\dot{Z}_{ос}$; $\dot{Y}_{вх}^0 = 1/\dot{Z}_{вх}^0$).

Итак, при любом типе ОС оказывается, что результирующее входное напряжение является суммой составляющих, создаваемых источником сигнала и цепью ОС (выходным напряжением или током).

Всегда можно записать

$$\dot{v} = \dot{\gamma} \dot{v}_{вх} + \dot{\beta} \dot{v}_{вых} \quad (35)$$

Деля левую и правую части (35) на $\dot{v}_{вых}$, получаем

$$\frac{\dot{v}}{\dot{v}_{вых}} = \dot{\gamma} \frac{\dot{v}_{вх}}{\dot{v}_{вых}} + \dot{\beta} \quad \text{или} \quad \frac{1}{\dot{k}^0} = \dot{\gamma} \frac{1}{\dot{k}_{ос}} + \dot{\beta}, \quad \text{отсюда}$$

$$\dot{k}_{ос} = \dot{\gamma} \frac{\dot{k}^0}{1 - \dot{\beta} \dot{k}^0} \quad (36)$$

В выражении (36) $\dot{\gamma} \neq 1$ только при параллельной ОС, если (см. рис. (33)). Значения $\dot{\beta}$ определяются формулами (9), (20), (29), (32).

Формула (36) является одной из основных в теории ОС. Она связывает коэффициент усиления усилителя с ОС ($\dot{k}_{ос}$) с коэффициентом усиления того же усилителя при разомкнутой цепи ОС (\dot{k}^0 , коэффициентом передачи напряжения с выхода усилителя на его вход по цепи обратной связи $\dot{\beta} = \dot{v}_{ос} / \dot{v}_{вых}$).

Произведение

$$\dot{\beta} \dot{k}^0 = \frac{\dot{v}_{ос}}{\dot{v}_{вых}} \cdot \frac{\dot{v}_{вых}}{\dot{v}} = \frac{\dot{v}_{ос}}{\dot{v}} \quad (37)$$

есть полное усиление в петле обратной связи (петлевое усиление, возвратное отношение). Модуль $|\dot{\beta} \dot{k}^0|$ называют глубиной ОС.

Как видно из (36), введение ОС может увеличивать усиление

($|\dot{K}_{ос}| > |\dot{K}^0|$ при $0 \leq |1 - \dot{\beta}\dot{K}^0| < 1$), и тогда ОС называется положительной. Если $|\dot{K}_{ос}| < |\dot{K}^0|$ (при $|1 - \dot{\beta}\dot{K}^0| > 1$), ОС называется отрицательной.

При $|1 - \dot{\beta}\dot{K}^0| = 0$, т.е. при $\dot{\beta}\dot{K}^0 = 1$, $|\dot{K}_{ос}| = \infty$, и усилитель превращается в генератор. Обычно в усилительной технике используются отрицательные ОС. Однако в силу комплексности величин $\dot{\beta}\dot{K}^0$ фазовые сдвиги в петле ОС могут приводить к тому, что нормально отрицательная ОС может на некоторых частотах превращаться в положительную, что, в свою очередь, ведет к неустойчивости усилителя.

Для обеспечения устойчивой работы ОС вводят внутренние (в интегральном исполнении) корректирующие цепи или выводы для подключения внешних корректирующих цепей.

Практически корректирующие цепи обычно выполняются в виде RC-цепей или просто конденсаторов, включаемых в нагрузочные цепи усилительных каскадов, в цепи обратной связи или даже между входными или выходными зажимами усилителя.

В. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ЦЕПЯМИ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

ОУ используются как обычные усилительные каскады, решающие и функциональные усилители в аналоговых вычислительных машинах и системах обработки сигналов, для создания активных фильтров, конверторов сопротивлений, гираторов и пр.

Ниже рассматриваются некоторые из возможных применений ОУ.

Будем полагать, что усилитель безусловно устойчив (имеет цепи коррекции), обладает бесконечно большим входным сопротивлением

и бесконечно большим усилением. Последние два допущения значительно упрощают анализ схем и хорошо выполняются для высококачественных ОУ.

Основным видом ОС для указанных применений является параллельная ОС по напряжению с включением дополнительного сопротивления (см. рис. 8). Малое выходное сопротивление ОУ при этом сводится еще меньше. Условное обозначение ОУ приведено на рис. 9. Здесь "-" и "+" обозначают инвертирующий и неинвертирующий эквивалентная схема ОУ как источника напряжения, управляемого напряжением, приведена на рис. 10. Все напряжения отсчитываем относительно общей шины (Земли).

1. Суммирующее устройство (рис. 11). Считая входное сопротивление ОУ бесконечно большим, получаем

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \frac{V_1 - V_-}{R_1} + \frac{V_2 - V_-}{R_2} + \dots + \frac{V_n - V_-}{R_n} = \frac{V_- - V}{R}$$

Полагая бесконечно большим коэффициент усиления ОУ, можно записать $V_- \approx V_+ = 0$. С учетом этого получаем

$$V_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} V_1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_{\text{ос}}}{R_n} V_n \right) \quad (36)$$

Таким образом, устройство осуществляет суммирование входных напряжений с весами $R_{\text{ос}}/R_i$ и инверсией знака суммы.

2. Инвертирующий масштабный усилитель (рис. 12). По сути это сумматор с одним слагаемым. Поэтому из (36) сразу получим

$$V_{\text{вых}} = - \frac{R_{\text{ос}}}{R} \cdot V \quad (37)$$

Как видим, коэффициент усиления определяется только соотношением сопротивлений R_{oc} и R и не зависит от коэффициента усиления ОУ. Это обеспечивает высокую стабильность усиления и при высоком постоянстве отношения R_{oc}/R позволяет получить высокоточный (прецизионный) усилитель. Выражение (39) можно получить из общего соотношения теории обратной связи (36).

В данном случае $\dot{K}^o = -|\dot{K}^o|$, $\beta' = 1$; $R_{вх} \rightarrow \infty$

$$\beta = \frac{(R \parallel R_{вх})}{(R \parallel R_{вх}) + R_{oc}} \approx \frac{R}{R + R_{oc}}; \quad \dot{K} = \frac{R_{oc} \parallel R_{вх}}{(R_{oc} \parallel R_{вх}) + R} \approx \frac{R_{oc}}{R_{oc} + R}$$

Тогда

$$\dot{K}_{oc} = - \frac{R_{oc}}{R_{oc} + R} \cdot \frac{|\dot{K}^o|}{1 + |\dot{K}^o| R / (R + R_{oc})}$$

что при $|\dot{K}^o| \rightarrow \infty$ дает $\dot{K}_{oc} = -R_{oc}/R$, т.е. то же самое, что следует из (39).

3. Инвертирующий повторитель соответствует схеме рис. 12 при $R_{oc} = R$. Тогда

$$V_{вых} = -V_{вх} \quad (40)$$

Схема обладает невысоким входным сопротивлением $R_{вх} = R + \frac{R_{oc}}{|\dot{K}^o|} \approx R$, что является ее недостатком по сравнению с повторителями, имеющими ОО последовательного типа.

4. Неинвертирующий масштабный усилитель (рис. 13). Здесь

$$V_- = \frac{V_{вых}}{R + R_{oc}} R \approx V_{вх}, \quad \text{отсюда}$$

$$V_{вых} = V_{вх} \frac{R + R_{oc}}{R} = V_{вх} \left(1 + \frac{R_{oc}}{R} \right) \quad (41)$$

В данной схеме напряжение ОС подводится к инвертирующему входу, а сигнал подается на неинвертирующий вход. Поэтому полное сопротивление усилителя оказывается очень высоким.

3. Неинвертирующий повторитель (рис.14). Здесь схема обладает всеми достоинствами идеального источника (этого) повторителя – очень высоким входным и очень низким выходным сопротивлениями, коэффициентом передачи, близким к единице, широким динамическим диапазоном.

6. Вычитающее устройство (рис.15). Для схемы рис.15 записать $\frac{V_1 - V_-}{R} = \frac{V_- - V_{вых}}{mR}$, откуда $V_- = \frac{mV_1 + V_{вых}}{1+m}$ другой стороны, $V_+ = V_2 = \frac{mR}{R+mR} = V_2 \cdot \frac{m}{1+m}$. Поскольку при $V_- = V_+$, получим

$$V_{вых} = m(V_2 - V_1) \quad (42)$$

Следует заметить, что ОУ с двумя входами сам производит операцию вычитания входных напряжений, что отображается его эквивалентной схемой (см.рис.10). Однако при охвате его отрицательной ОС результат вычитания перестает зависеть от свойств самого усилителя, и в частности, от его коэффициента усиления, который зависит от многих дестабилизирующих факторов.

7. Суммирующе-вычитающее устройство (рис.16). В некоторых задачах моделирования и реализации активных фильтров требуется вычитать сумму одних напряжений из суммы других. Эту операцию можно выполнить, используя только один ОУ (рис.16). Положим простоты равными все весовые сопротивления (R). Тогда в соответствии с изложенным ранее

$$V_- = \frac{m \sum_1^n V_i + V_{вых}}{1+nm} = V_+ = \frac{m}{1+km} \sum_1^k V_i$$

\sum

откуда

$$V_{\text{вых}} = m \left(\frac{1 + n m}{1 + k m} \right) \sum_{i=1}^k V_i' - \sum_{i=1}^n V_i \quad (43)$$

8. Интегрирующее устройство (рис.17). Здесь в качестве элемента ОС используется конденсатор $C_{\text{ос}}$. С учетом того, что

$V_+ \approx V_- = 0$, получаем $\frac{\dot{V}_{\text{вых}} - V_-}{R} = \frac{V_- - V_{\text{вых}}}{1/j\omega C_{\text{ос}}}$; $\frac{U_{\text{вых}}}{R} \approx j\omega C_{\text{ос}} V_{\text{вых}}$
откуда

$$\dot{V}_{\text{вых}} = - \frac{R}{j\omega C_{\text{ос}}} \dot{V}_{\text{вых}} \quad (44)$$

Как известно, деление каждой спектральной составляющей на эквивалентно интегрированию оригинала во временной области, т.е. для мгновенного значения выходного напряжения получим

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{R C_{\text{ос}}} \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt \quad (45)$$

9. Интегрирующий сумматор (рис.18). В соответствии с изложенным ранее легко показать, что устройство выполняет весовое интегрирование суммы входных сигналов

$$U_{\text{вых}}(t) = - \left(\frac{1}{R_1 C_{\text{ос}}} \int_0^t U_1(t) dt + \frac{1}{R_2 C_{\text{ос}}} \int_0^t U_2(t) dt + \dots + \frac{1}{R_n C_{\text{ос}}} \int_0^t U_n(t) dt \right) \quad (46)$$

10. Дифференцирующее устройство (рис.19). Для этой схемы при $V_- \approx V_+ = 0$ получаем $\frac{\dot{V}_{\text{вых}} - V_-}{1/j\omega C} = \frac{V_- - V_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}}$,
 $j\omega C U_{\text{вх}} = \frac{\dot{V}_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}}$, откуда

$$\dot{V}_{\text{вых}} = - j\omega R_{\text{ос}} C \dot{V}_{\text{вх}} \quad (47)$$

...умножение спектральных компонент на
...достоин дифференцированию оригинала, можем записать

$$U_{вых}(t) = -R_{ос} C \frac{dU_{вх}(t)}{dt} \quad (48)$$

11. Дифференцирующий сумматор (рис.20). Для этой схемы

$$U_{вых} = -j\omega R_{ос} (C_1 U_1 + C_2 U_2 + \dots C_n U_n) \quad (49)$$

или

$$U_{вых}(t) = -R_{ос} \frac{d}{dt} [C_1 U_1(t) + C_2 U_2(t) + \dots C_n U_n(t)] \quad (50)$$

12. Логарифмирующее устройство (рис.21). В цепь ОС вкл
полупроводниковый диод Д, вольт-амперная характеристика кот
описывается уравнением

$$I = I_0 (e^{\frac{qV}{kT}} - 1)$$

где q - заряд электрона, $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл, k - пост
Больцмана, $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К, T - температура перехода по шк
Кельвина, V - напряжение на переходе.

В схеме рис.21 диод отперт только при $V_{вх} > 0$ и соо
ственно при $V_{вых} > 0$. Это означает, что при $V_- \approx V_+ = 0$
ряжение на диоде $V = V_{вх}$ и приложено в прямом напр
Управляемый ток диода при этом много больше обратного тока
щения I_0 , и можно записать, что

$$I \approx I_0 \exp \left\{ \frac{qV_{вх}}{kT} \right\} \approx I_1 = V_{вх}/R \quad (51)$$

отсюда

$$V_{вх} = \frac{kT}{q} \ln \frac{V_{вх}}{I_0 R} \quad (52)$$

Выбором R можно получить $I_0 R = 1$ или $I_0 R = 10^{-3}$ В и измерять $V_{вх}$ в вольтах или милливольтх, фактически устранить влияние масштабного множителя $I_0 R$. Установкой масштабного усилителя после логарифмирующего устройства можно изменять основание логарифмов. Для отрицательного $V_{вх}$ следует изменить полярность включения диода D .

13. Антилогарифмирующее устройство (рис. 22). При $V_{вх} > 0$ можем записать с учетом того, что при этом $V_{вых} < 0$

$$I_0 \exp \left\{ \frac{q V_{вх}}{kT} \right\} = V_{вых} / R_{ос}$$

Отсюда

$$\ln V_{вых} = \frac{q}{kT} V_{вх} + \ln I_0 R_{ос} \quad (53)$$

Здесь опять выбором $R_{ос}$ можно получить $I_0 R_{ос} = 1$ В или $I_0 R_{ос} = 10^{-3}$ В и, измеряя $V_{вх}$ и $V_{вых}$ в вольтах или милливольтх, обратить $\ln I_0 R_{ос}$ в нуль. При $V_{вх} < 0$ необходимо изменять полярность включения диода D .

14. Гиратор. В общем случае гиратор — это инвертор сопротивлений, преобразующий сопротивление нагрузки Z_n во входное сопротивление $Z_{вх}$ по формуле $Z_{вх} = S/Z_n$. Если S — положительное вещественное число, гиратор называют положительным резистором. Наибольшее значение в микроэлектронике гиратор имеет как имитатор индуктивности, позволяющий создать эквивалент катушки индуктивности путем использования активных приборов (усилителей), резисторов и конденсаторов. При S действительном и большим нуля очевидно, что при $Z_n = 1/j\omega C_n$; $Z_{вх} = S j\omega C_n$ соответствует индуктивному сопротивлению. Идеальный гиратор подобного типа представляется четырехполюсником с матрицей Y -параметров (рис. 23, а).

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & G_{12} \\ -G_{21} & 0 \end{bmatrix}$$

эквивалентной схемой (рис. 23, б) и условным обозначением (рис. 23, в).

Как известно, входная проводимость четырехполюсника, нагруженного на Y_H , есть

$$Y_{вх} = Y_{11} = \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_H} \quad (5)$$

что при $Y_{11} = Y_{22} = 0$, $Y_{12} = G_{12}$, $Y_{21} = -G_{21}$,

$$Y_{вх} = G_{12} G_{21} / Y_H \quad (6)$$

или при $Y_H = j\omega C_H$

$$Y_{вх} = \frac{G_{12} G_{21}}{j\omega C_H} = \frac{1}{j\omega L_{вх}}; \quad L_{вх} = \frac{C_H}{G_{12} G_{21}} \quad (5')$$

Реальный четырехполюсник имеет $Y_{11} \neq 0$, и $Y_{22} \neq 0$, что сказывается как на величине $L_{вх}$, так и на понижении ее добротности:

$$L_{вх} \approx \frac{G_{12} G_{21} G_{11}}{(G_{11} G_{22} + G_{12} G_{21})^2 + \omega^2 G_{11}^2 C^2} \quad (58)$$

$$Q \approx \frac{\omega G_{12} G_{21} C_H}{G_{11} G_{22} + G_{12} G_{21} + \omega^2 G_{11} C^2} \quad (59)$$

Кроме того, реальный четырехполюсник имеет комплексные проводимости прямой и обратной передачи Y_{12} и Y_{21} ($Y_{12} = |Y_{12}| e^{-j\varphi_{12}}$; $Y_{21} = -|Y_{21}| e^{-j\varphi_{21}}$). Это даст вместо (57)

$$Y_{bx} \approx \frac{|Y_{12}| |Y_{21}|}{j\omega C_{II}} - \frac{|Y_{12}| |Y_{21}|}{\omega C_{II}} \varphi, \quad (60)$$

$$\text{где } \varphi = \varphi_{12} + \varphi_{21}$$

Как видим, здесь получается отрицательная активная проводимость, которая может использоваться для компенсации потерь и увеличения добротности имитированной индуктивности. Как следует из (54) и рис.23, идеальный гиратор может быть создан параллельным соединением двух источников тока ($G_{12} V_2$ и $-G_{12} V_1$), управляемых напряжением (рис.24). Эти источники должны иметь очень большие входное и выходное сопротивления.

Обычный ОУ, не имеющий высокоомного выхода, этим условиям не отвечает, являясь, управляемым напряжением источником напряжения (ИИУН). Поэтому требуется компенсация выходных сопротивлений введением соответствующих отрицательных сопротивлений, которые могут быть созданы применением ОУ с обратной связью.

Положим, что имеются два ИИУН с внутренними сопротивлениями R_1 и R_2 , входящие в рассматриваемый четырехполюсник так, как указано на рис.25.

Очевидно

$$I_1 = \frac{V_1 - K_2 V_2}{R_1}; \quad I_2 = \frac{V_2 - K_1 V_1}{R_2} \quad (61)$$

откуда матрица проводимостей

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} & -\frac{K_2}{R_1} \\ -\frac{K_1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \quad (62)$$

Члены главной диагонали $1/R_1$ и $1/R_2$ могут быть сведены к нулю введением отрицательных сопротивлений $-R_1$ и $-R_2$ па-

параллельно входным и выходным зажимам соответственно. Чтобы она обладала свойствами положительного резисторного гириатора, надо, чтобы или K_1 , или K_2 было меньше нуля. Пусть, например, $K_1 < 0$, $K_2 > 0$. Тогда схема приобретает вид рис.26, матрица проводимостей

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K_2}{R_1} \\ \frac{K_1}{R_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

т.е. соответствует положительному резисторному гириатору

Зависимые генераторы напряжения $K_2 V_2$ и $-K_1 V_1$ рисуются схемами на ОУ рис.12, 13, а отрицательные резисторы $-R_1$, $-R_2$ — как входное сопротивление ОУ, охваченные отрицательной и положительной обратными связями (рис.27).

Здесь согласно (41) коэффициент передачи с неинвертирующего входа равен 2, ($R_{oc} = R$), т.е. $V_{вых} = 2V_{вх}$. Входное сопротивление неинвертирующего входа $R_{вх} = \frac{V_{вх}}{I_{вх}} = \frac{V_{вх} R}{V_{вх} - 2V_{вх}} = -R$. Функции компенсирующих усилителей, вообще говоря, могут выполнять те же усилители, которые образуют генераторы напряжений. Примером подобного гириатора является схема, изображенная на рис.28. Здесь усилители 1 и 3 построены по схеме рис.23. Входное отрицательное сопротивление усилителя 1, равное $-R$, компенсирует выходное сопротивление усилителя 3 вместе с резистором R , равное R . Коэффициенты передачи усилителей $K_1 = K_2 = 2$. Усилитель 2 является инвертирующим повторителем выхода усилителя 1. Таким образом, здесь $K_1 = 2$, $K_2 = 2$ (см.рис.26). Входное отрицательное сопротивление усилителя 3 ($-R$) компенсирует положительное выходное сопротивление усилителя 2 вместе с резистором R (R). Таким образом, матрица проводимостей схемы рис.28 есть

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2}{R} \\ \frac{2}{R} & 0 \end{bmatrix} \quad (64)$$

Соответственно входная проводимость (см. (56), (57))

$$Y_{вх} = \frac{4}{j\omega R^2 C_H} \quad \text{или} \quad L_{вх} = \frac{1}{4} R^2 C_H \quad (65)$$

Компенсация выходного сопротивления усилителя 2 вместе с резистором R может быть произведена в нем самом, если его охватить положительной обратной связью, подав напряжение V_2 на его неинвертирующий вход. Тогда надобность в компенсирующем усилителе 3 отпадает. Соответствующая схема гиратора на двух ОУ приведена на рис. 29. Здесь усилитель 2 работает как вычитающее устройство, давая на выходе напряжение $2(V_2 - V_1)$, что легко показать, используя выкладки, подобные тем, которые использовались для анализа схем вычитающего устройства рис. 15. Эквивалентная схема этого гиратора приведена на рис. 30. Как легко видеть, матрица проводимостей этой схемы

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R} \\ \frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix} \quad (66)$$

а соответственно при емкостной нагрузке C_H

$$Y_{вх} = \frac{1}{j\omega R^2 C_H} \quad \text{или} \quad L_{вх} = R^2 C_H \quad (67)$$

При изучении теоретической части работы и рекомендуемой литературы обратить особое внимание на свойства дифференциальных усилительных каскадов, принципы построения усилителей с цепями обратной связи, влияние обратных связей различного вида на свойства усилителя, использование обратных связей для построения уси-

лителей, осуществляющих функциональные преобразования, сигналы принципы инверсии сопротивления и построения гираторов - импедансов индуктивности.

ПЕРЕЧЕНЬ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ РАБОТ

Экспериментально исследуется функционирование и измеряются основные качественные показатели следующих устройств: инвертирующего повторителя, неинвертирующего повторителя, инвертирующего усилителя, неинвертирующего усилителя, весового сумматора, вычитающего устройства, дифференцирующего устройства, интегрирующего устройства, логарифмического устройства, устройства вычисления логарифмов, гиратора. Эксперименты выполняются с помощью генераторов непрерывных гармонических импульсных сигналов, осциллографа и вольтметров.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Пояснить принцип действия дифференциального усилителя.
2. Что такое коэффициент подавления синфазного сигнала? Какими путями его увеличения?
3. Что такое инвертирующий и неинвертирующий входы дифференциального усилителя и как осуществляется передача сигналов с входов?
4. Перечислить основные свойства операционного усилителя. Изложить основные пути их реализации.
5. Дать определение основных видов обратной связи.
6. Обратная связь по напряжению и ее влияние на параметры усилителя.
7. Обратная связь по току и ее влияние на параметры усилителя.

8. Последовательная обратная связь и ее влияние на параметры усилителя.

9. Параллельная обратная связь и ее влияние на параметры усилителя.

10. Устойчивость усилителей с обратной связью.

11. Нарисовать схемы и пояснить работу устройств на базе операционных усилителей с цепями внешней обратной связи.

12. Нарисовать схему и пояснить принцип действия гиратора на двух операционных усилителях.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. МАМОНКИН И.Г. Усилительные устройства. - М.: Связь, 1977, с. 274 - 286.

2. ГОНОВСКИЙ И.С. Радиотехнические схемы и сигналы. - М.: Сов. радио, 1977, с.580 - 583.

3. АЛЕКСЕЕВ А.Г. Основы микросхемотехники. - М.: Советское радио, 1971, с.279 - 283.

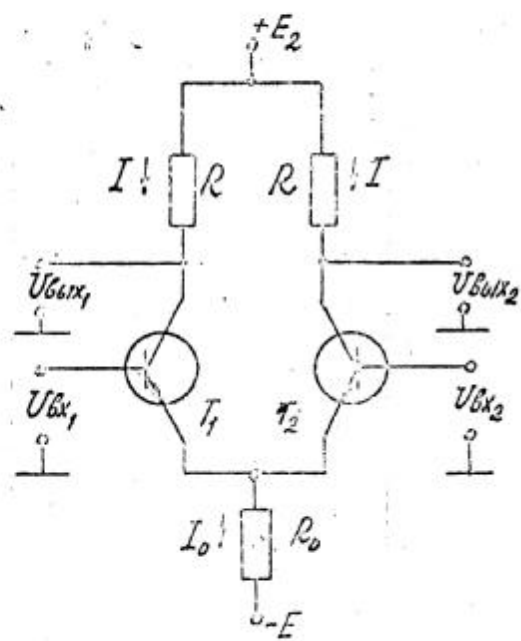


Рис. 1

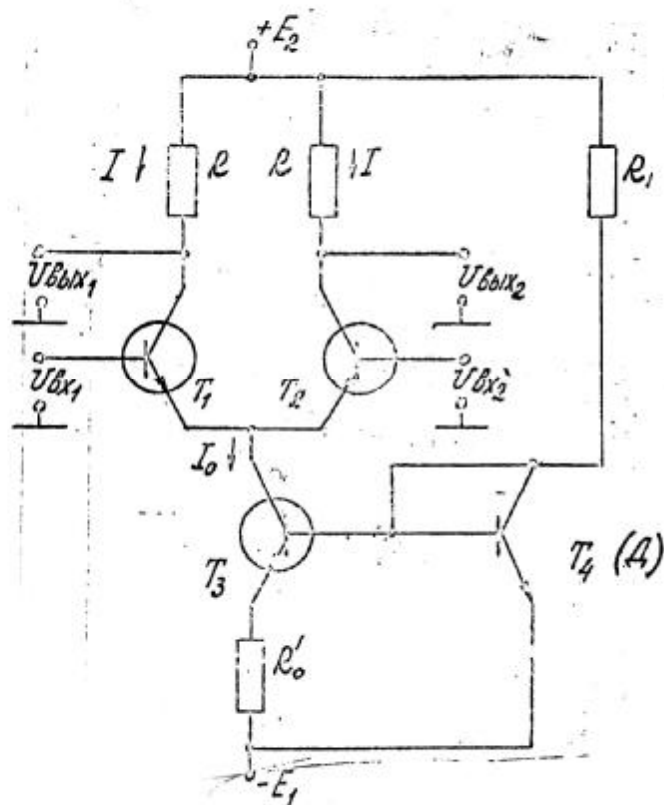


Рис. 2

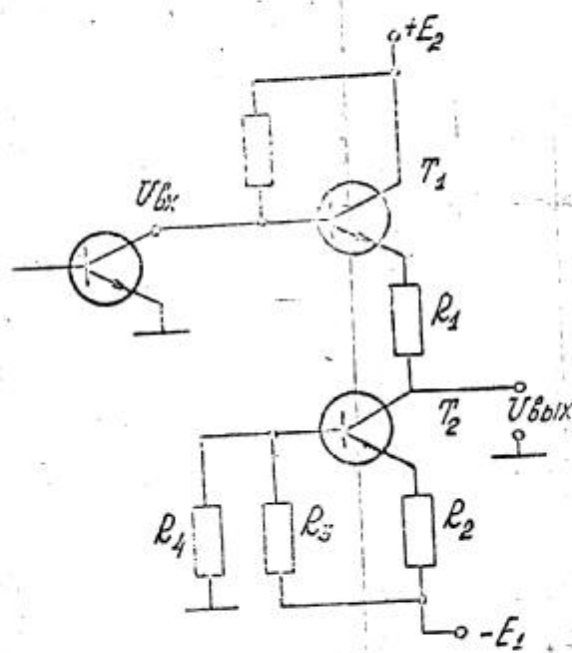


Рис. 3

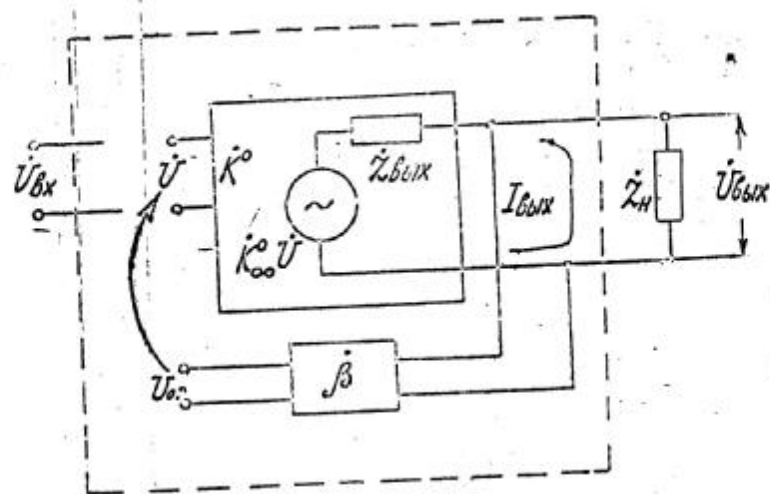


Рис. 4

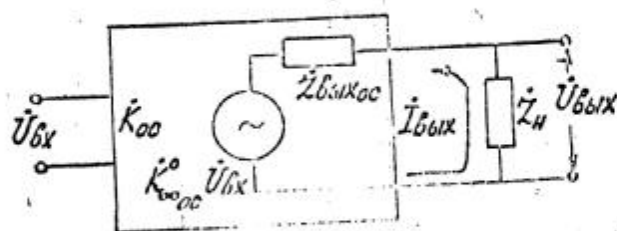


Рис. 5

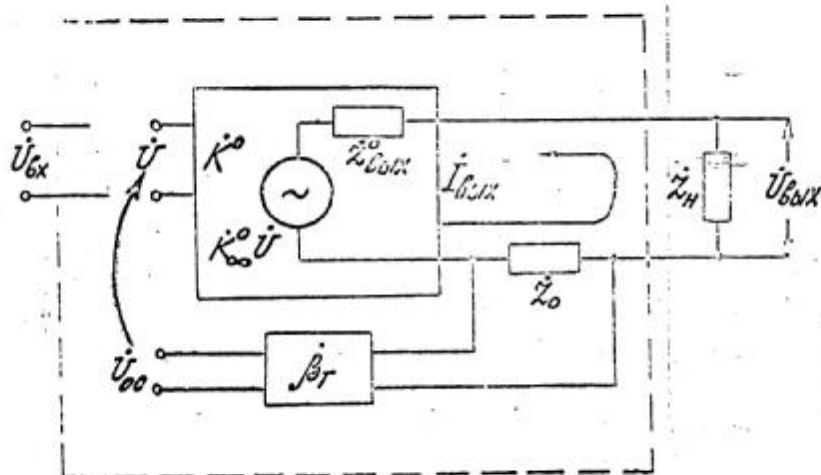


Рис. 6

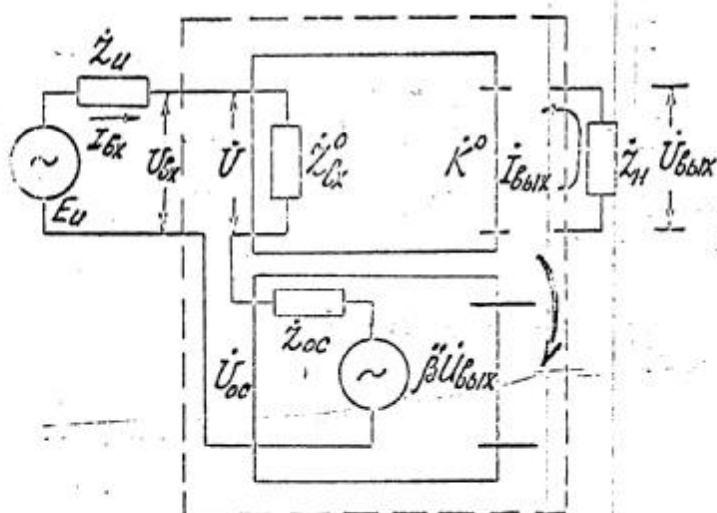


Рис. 7

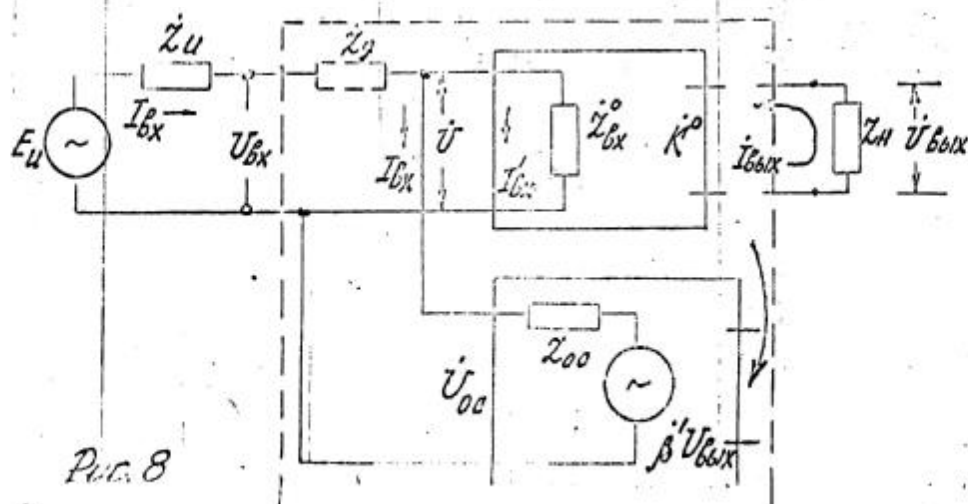
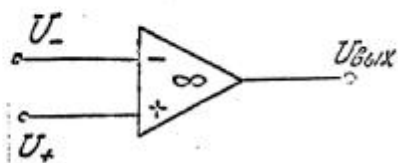
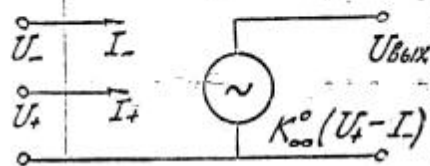


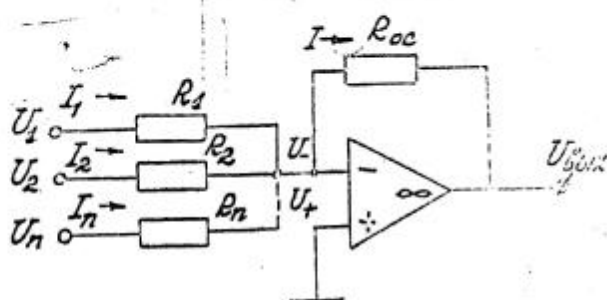
Рис. 8



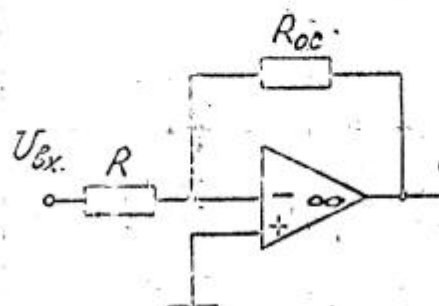
Рuc. 9



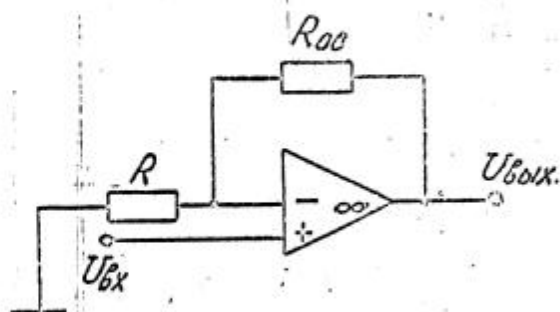
Рuc. 10



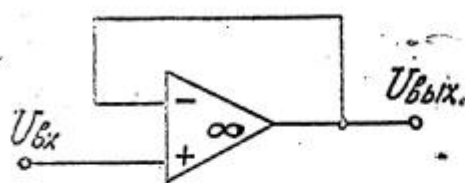
Рuc. 11



Рuc. 12



Рuc. 13



Рuc. 14

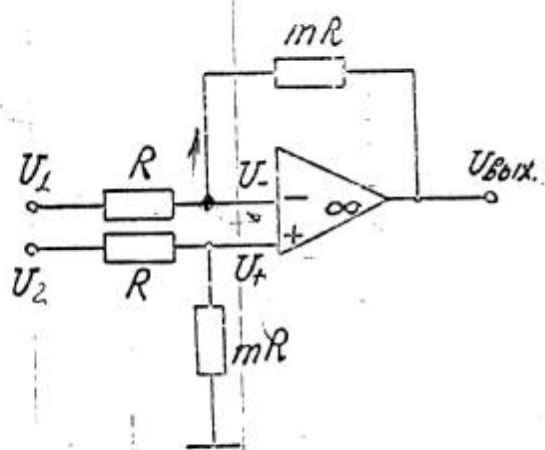


Рис. 15

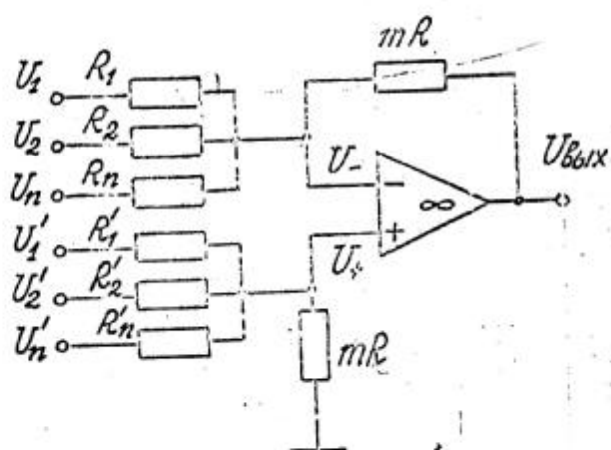


Рис. 16

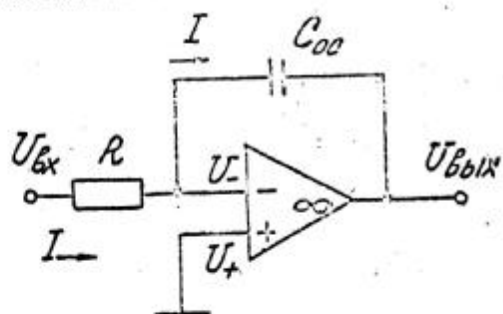


Рис. 17

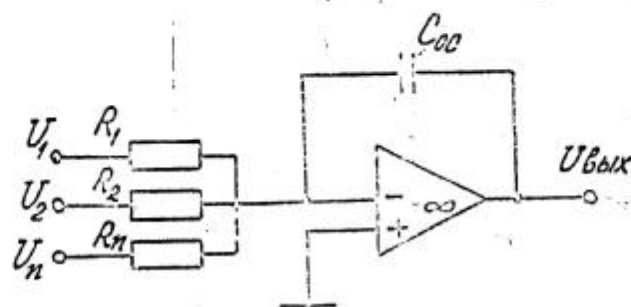


Рис. 18

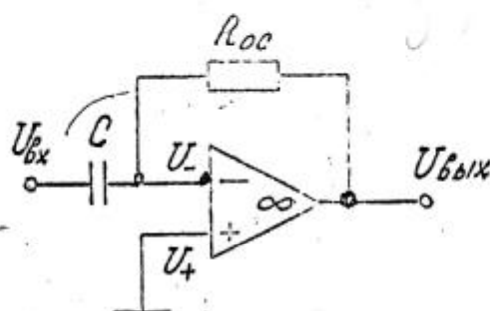


Рис. 19

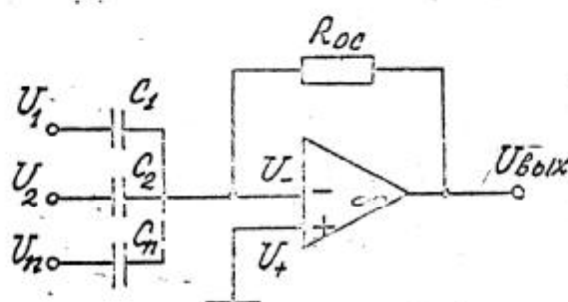


Рис. 20

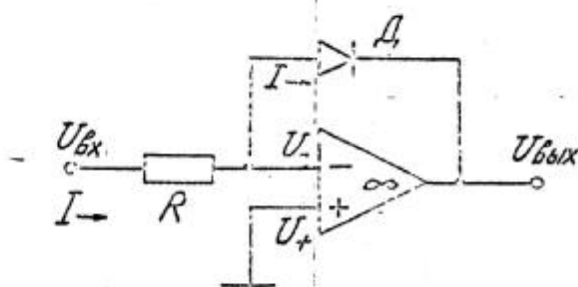


Рис. 21

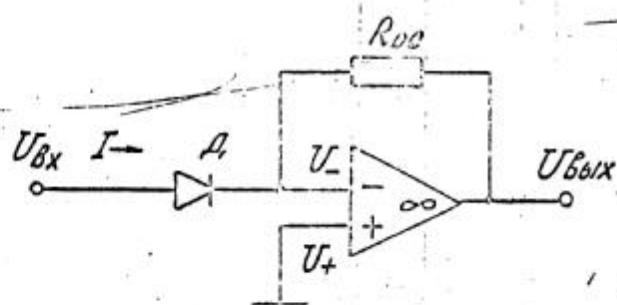
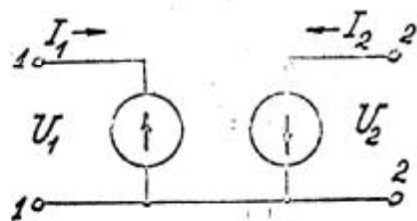
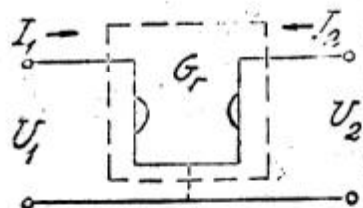


Рис. 22



а)



б)

Рис. 23

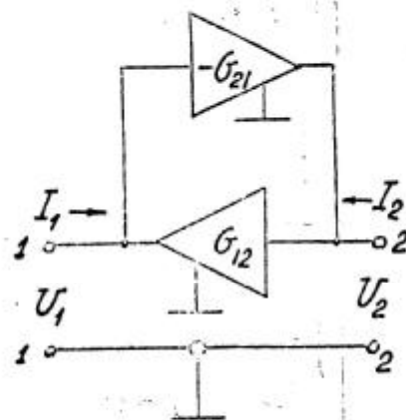


Рис. 24

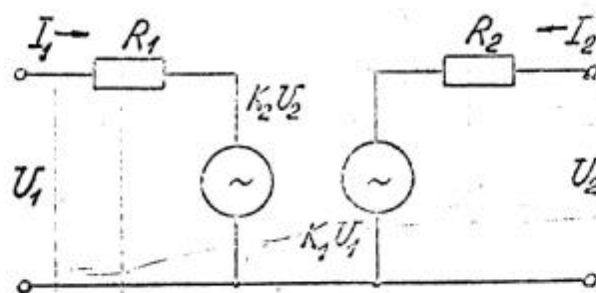


Рис. 25

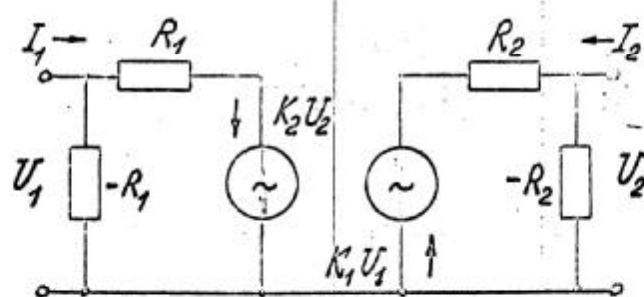


Рис. 26

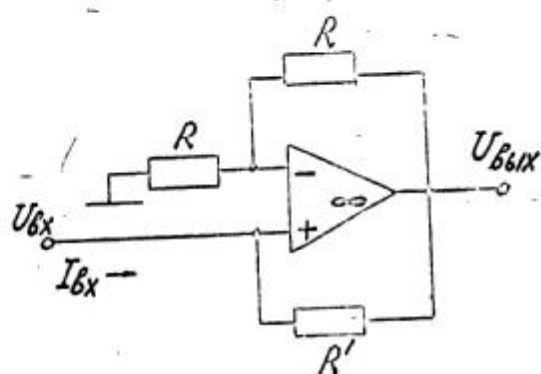


Рис. 27

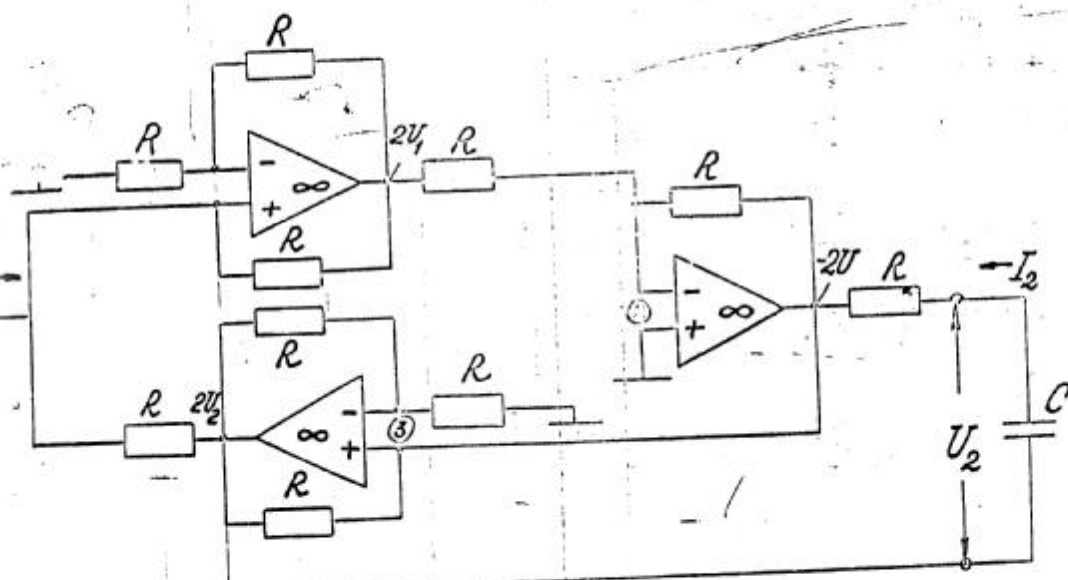


Рис. 28.

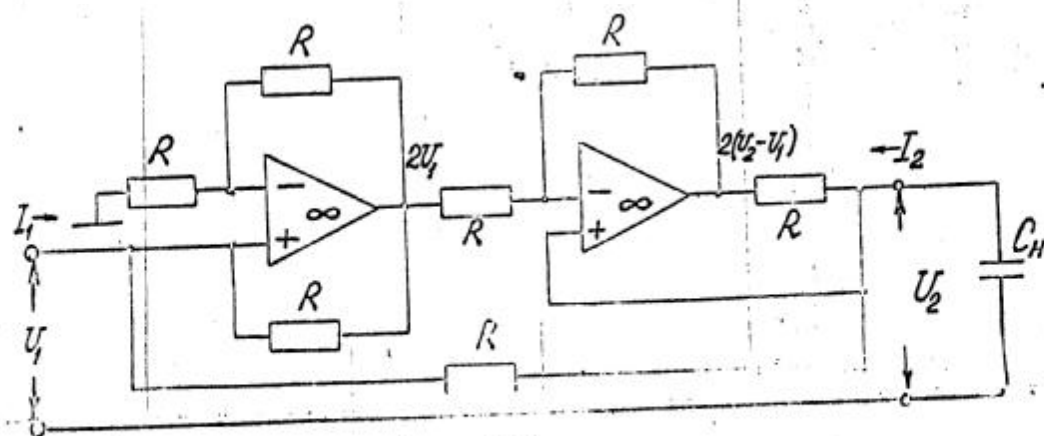


Рис. 29

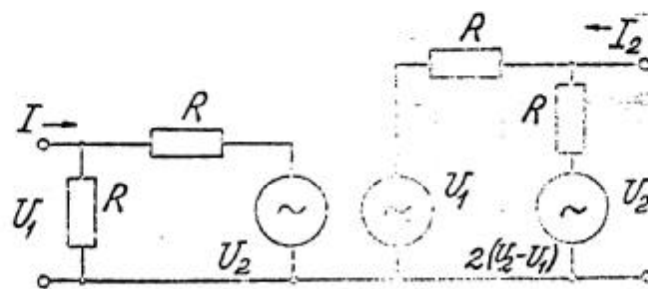


Рис. 30

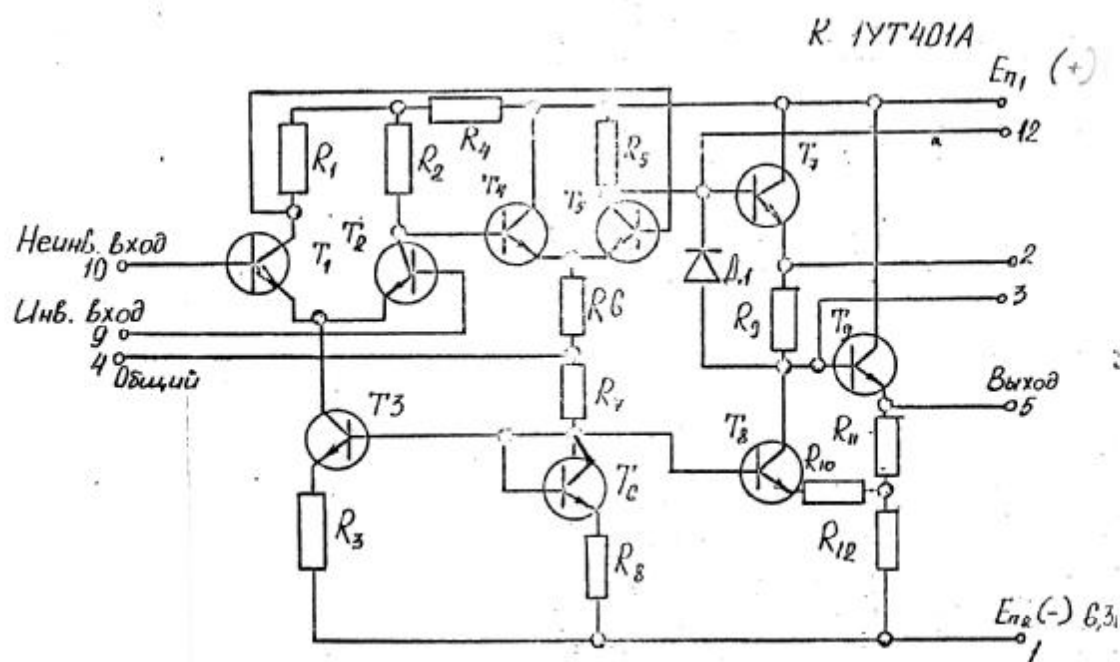


Рис. 31

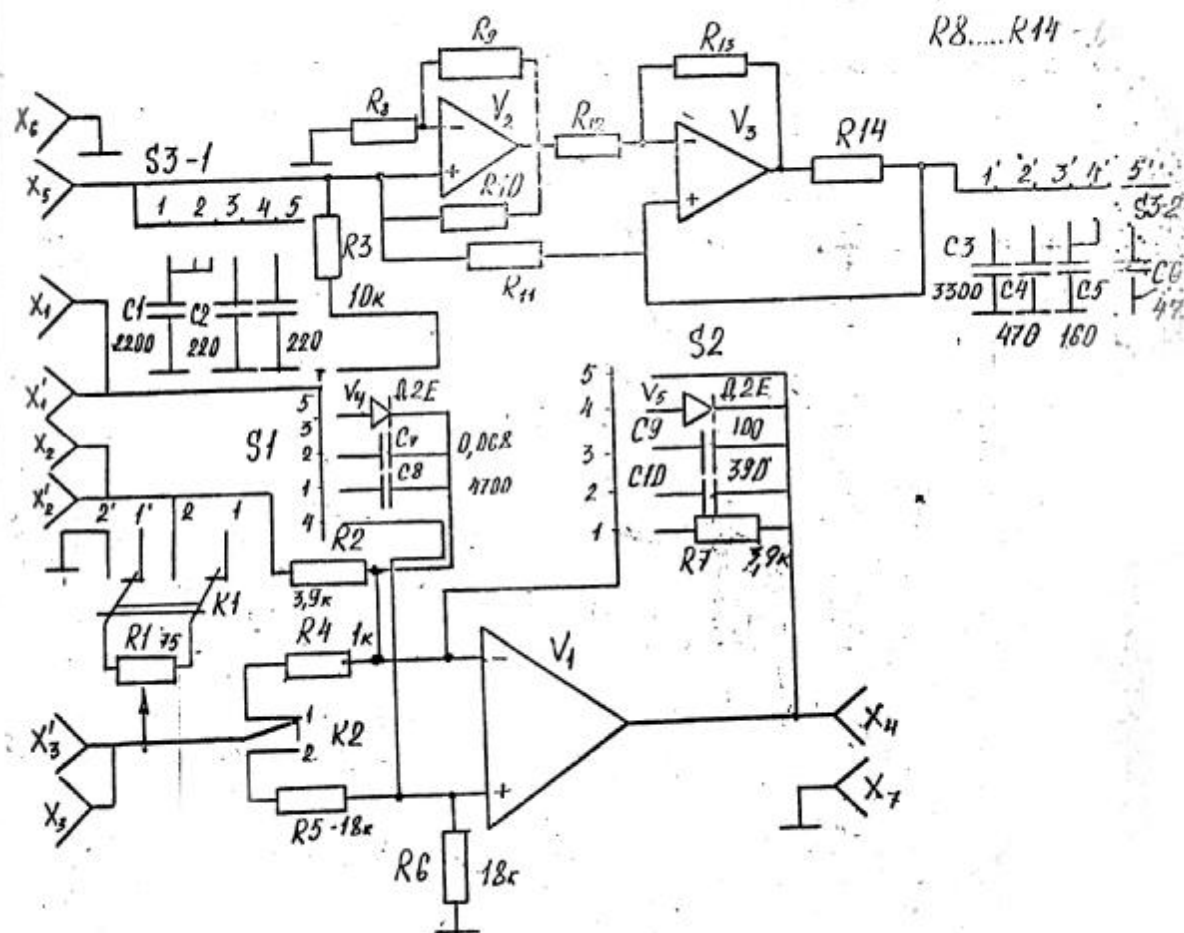


Рис. 72