

61:25-5/2442-5

ТАРТУСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ И ОРДЕНА ДРУЖБЫ  
НАРОДОВ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

АНСО. Матт Хансович

УДК 621.317.723

РАЗРАБОТКА ОСНОВ КОНСТРУИРОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ МАЛЫХ ТОКОВ  
С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ НА БАЗЕ ВЫСОКООМНЫХ  
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ РЕЗИСТОРОВ.

Специальность 05.11.05 – Методы и приборы измерения  
электрических и магнитных величин

Д и с с е р т а ц и я  
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Т а р т у

1984

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	5
ГЛАВА I. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ИМТ .....	10
I.1. Общая характеристика ИМТ .....	10
I.2. Динамика ИМТ, не содержащих коррекционных цепей .....	13
I.3. Общие методы повышения точности систем автоматического регулирования .....	19
I.4. Повышение быстродействия ИМТ методами сложения и умножения операторных чувствительностей .....	22
I.5. Повышение быстродействия ИМТ путем уменьшения собственной емкости ВПР .....	24
I.6. Коррекция в цепи отрицательной обратной связи .....	26
I.7. Коррекция при помощи положительной обратной связи .....	32
I.8. Метод Прилуцкого .....	34
I.9. Методы и средства экспериментального исследования быстродействия ИМТ .....	34
I.10. Основные результаты и выводы .....	36
I.11. Выбранные направления исследования ....	37
ГЛАВА II. РАЗРАБОТКА ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ВПР И МЕТОДИКИ НАСТРОЙКИ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ .....	39
2.1. Эквивалентная схема ВПР .....	39
2.2. Метод идентификации ВПР на ЭВМ .....	46
2.3. Методы экспериментальной настройки корректирующих цепей .....	50

2.3.1. Соотношение постоянных времени импеданса ВИР .....	50
2.3.2. Методы экспериментальной настройки корректирующих цепей. Теоретический анализ .....	52
2.3.3. Схемы коррекции и экспериментальные результаты .....	56
2.4. Основные результаты и выводы .....	59
ГЛАВА III. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭУ НА БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ИМТ .....	62
3.1. Методика теоретического и экспериментального исследования .....	63
3.2. ИМТ с полной коррекцией $\delta W_z$ в цепи обратной связи .....	68
3.3. ИМТ с неполной коррекцией $\delta W_z$ в цепи обратной связи .....	71
3.4. Влияние переключения поддиапазонов на быстродействие и устойчивость ИМТ .....	75
3.5. Согласование ИМТ с объектом измерения .....	81
3.6. Основные результаты и выводы .....	83
ГЛАВА IV. АНАЛИЗ ПОРОГА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ /ШУМОВ/ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ИМТ .....	84
4.1. Тепловой шум .....	85
4.2. Дробовой шум .....	89
4.3. Фликкер-шум .....	89
4.4. Суммарный шумовой ток ИМТ .....	96
4.5. Экспериментальное исследование шумов ИМТ..	99
4.6. Динамический диапазон ИМТ .....	104
4.7. Основные результаты и выводы .....	105

ГЛАВА У. РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ИМТ ТИПА УТ-8105 И ЕГО ИССЛЕДОВАНИЕ .....	I07
5.1. Электрометрический усилитель .....	I09
5.1.1. Дрейф нулевого уровня .....	II0
5.1.2. Методы периодической компенсации дрейфа по току .....	II5
5.1.3. Непрерывная компенсация дрейфа по току .....	II6
5.1.4. Конструкция и исследование ЭУ ....	I22
5.1.5. Компенсация постоянного фонового тока .....	I27
5.2. Переключатель ВИР. Анализ погрешностей вносимых переключателем ВИР .....	I28
5.3. Частотные погрешности корректирующих це- пей.....	I34
5.4. Температурная зависимость импеданса ВИР..	I36
5.5. Шумы ИМТ типа УТ-8105 .....	I37
5.5.1. Шум ОУ в корректирующих цепях ИМТ	I37
5.5.2. Виброшум .....	I40
5.6. Основные технические данные и характери- стики ИМТ типа УТ-8105 .....	I4I
5.7. Основные результаты и выводы .....	I43
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	I44
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ .....	I49
ПРИЛОЖЕНИЕ .....	I58

## ВВЕДЕНИЕ

Электрометры представляют собой высокочувствительные электроизмерительные приборы – измерители малого тока /ИМТ/, напряжения, заряда и т.д. с очень малым током на входе прибора /измеряемые токи ниже 1 нА [33] /. Малый уровень входных токов электрометра определяет две его наиболее характерных особенности. Во-первых, малые токи превышают токи тепловых шумов и, следовательно, могут быть обнаружены на фоне шумов только в очень высокоомных цепях /сопротивление объекта измерения выше 100 МОм [33]/. Во-вторых, малые токи могут превышать токи тепловых шумов лишь в ограниченном диапазоне частот. Современные электрометры предназначены для измерения постоянных и медленноменяющихся сигналов [42]. Такое жесткое ограничение спектра сигнала электрометрического диапазона вызвано в основном достигнутым техническим уровнем создания электрометров. Исходя из теоретических же соображений, к примеру, ток 10 пА может быть измерен на фоне теплового шума с объекта измерения с внутренним сопротивлением 100 МОм и выше в диапазоне частот до 1 ГГц. При этом нижняя граничная частота этого диапазона не обязательно должна быть нулевой или даже "низкой".

В настоящее время во многих областях науки и техники /в биологии, медицине, химии, ядерной физике, в области измерения ионизирующих измерений, в работах по охране окружающей среды, при космических исследованиях/ можно отметить возрастающую потребность в электрометрах. Актуальной проблемой является разработка точных методов и средств измерения в динамическом режиме [48]. Как в нашей стране, так и за рубежом ведутся интенсивные работы в на-

правлении повышения быстродействия ИМТ. Однако, несмотря на многочисленные исследования в этой области, в течение последних 25 лет быстродействие ИМТ оставалось практически на уровне, достигнутом в 1952 году [85]. Отечественная промышленность быстродействующих ИМТ не выпускает, хотя за рубежом такие промышленные приборы давно имеются [88]. Последнее можно объяснить отсутствием разработок, обеспечивающих выпуск ИМТ, отвечающих по своим технико-экономическим показателям высшему мировому уровню. Но именно такая задача была поставлена перед нами на июльском /1983/ пленуме ЦК КПСС [43].

Настоящая диссертация посвящена более детальному исследованию факторов, ограничивающих быстродействие ИМТ, с целью разработки основ конструирования ИМТ с повышенным быстродействием, а также конструирования соответствующего ИМТ и его исследования. Для достижения этой цели проведен анализ отечественных и зарубежных работ по быстродействующим ИМТ и рассмотрены и применены общие методы улучшения динамики измерительных приборов.

В результате автору настоящей работы удалось разбить погрешность ИМТ в динамическом режиме на несколько составляющих, дать их аналитическое описание, выявить причины возникновения, разработать методы для их экспериментального исследования и уменьшения. Уменьшение этих погрешностей достигается выбором структуры, конструкции и оптимальных параметров ИМТ.

Разработанный в рамках данной работы ИМТ более чем на порядок превышает по быстродействию его отечественные и зарубежные аналоги. Возможности разработанных методов в данной работе не исчерпаны. Дальнейшее увеличение быстродействия ИМТ возможно путем улучшения элементной базы ИМТ.

Структурно диссертация состоит из 5 /пяти/ глав.

В первой главе дается анализ работ по повышению быстродействия ИМТ с точки зрения коррекции частотных характеристик устройств автоматического управления. Показано, что с почти одинаковым успехом нашли применение все основные методы коррекции. Однако удовлетворительный теоретический подход к проблеме отсутствует. Это не позволяет выявить причины расхождения теоретических и экспериментальных результатов. Также оказывается, что имеющийся емкостный источник малого импульсного /или синусоидального/ тока позволяет исследовать динамику ИМТ в целом, но отсутствуют теоретические и экспериментальные методы для разложения погрешности на составляющие и их отдельного исследования. В связи с этим попытки авторов реферируемых работ повысить быстродействие ИМТ носят стихийный характер и не дают желаемого результата.

Вторая глава посвящена более детальному исследованию высокоомного измерительного резистора /ВИР/. Показано, что, не обращаясь к анализу физической структуры ВИР, можно найти более точное математическое описание ВИР. Проведенные автором экспериментальные исследования показали, что, исходя из найденного математического описания ВИР /или созданной на основе этого описания эквивалентной схемы ВИР/, можно создать корректирующие цепи, позволяющие получить примерно десятикратное дополнительное увеличение быстродействия ИМТ. В этой же главе разработаны методы идентификации ВИР и настройки корректирующих цепей.

В третьей главе показана возможность разложения общей частотной погрешности ИМТ на две составляющие. Предложена также методика для теоретического и экспериментального исследования той составляющей погрешности, которая связана с реальными параметрами электрометрического усилителя /ЭУ/ и входной цепи ИМТ. При

помощи предложенных методов дан анализ двух способов коррекции динамики ИМТ и выявлен более целесообразный из них – метод умножения операторных чувствительностей. В главе проведен анализ способов переключения чувствительности /поддиапазонов/ ИМТ, в результате чего выявлены особенности каждого из рассмотренных методов.

Специальное внимание в этой главе обращено на исследование влияния параметров объекта измерения на быстродействие ИМТ. Разработаны два метода оптимального согласования ИМТ с объектом измерения.

В четвертой главе изложены результаты исследования порога чувствительности /шумов/ ИМТ. Анализ подвергнуты три основных источника шума: тепловой, дробовой и фликкер-шум. Разработанный в данной главе метод интерпретации результатов экспериментального исследования шумов позволяет в каждом отдельном случае определить основную составляющую шума. Исследование шумовых свойств МОП-транзисторов и полевых транзисторов с  $p-n$  переходом позволяет делать оптимальный выбор входного элемента ЭУ в зависимости от конкретных условий применения ИМТ.

Пятая глава посвящена разработке конструкции универсального многодиапазонного быстродействующего ИМТ. В этой главе дается анализ дополнительных /ранее не рассмотренных/ погрешностей, непосредственно связанных с конструктивными особенностями ИМТ. Здесь же приведены разработанные конструктивные методы уменьшения этих погрешностей – методы компенсации постоянного и медленноменяющегося фоновых тока, метод переключения ВПР. Дается также описание разработанного ИМТ и приводятся результаты его экспериментального исследования.



На защиту выносятся:

1. Тезис, согласно которому проблемы быстродействия ИМТ не представляют специфическую, изолированную проблему, а имеют тесную связь с общей теорией динамики измерительных приборов и технической кибернетики.

2. Математическое описание и эквивалентная схема ВИР.

3. Методика идентификации ВИР и настройки корректирующих цепей быстродействующего ИМТ.

4. Доказательство возможности теоретического разложения составляющих частотной погрешности ИМТ и отдельного экспериментального исследования составляющей, связанной с параметрами ЭУ и входной цепи ИМТ.

5. Два метода согласования быстродействующего ИМТ с объектом измерения.

6. Результаты экспериментального исследования разработанного быстродействующего ИМТ типа УТ-8105.

## ГЛАВА I. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ИМТ

### I.1. Общая характеристика ИМТ

Современные ИМТ [42], как правило, состоят из первичного преобразователя ток-напряжение и из электронного усилителя напряжения как согласующего звена между первичным преобразователем и выходным индикаторным прибором. В качестве преобразователя ток-напряжение находят применение конденсаторы, резисторы /как линейные преобразователи/ и различные элементы с логарифмической характеристикой /диоды, транзисторы и т.д./. Наиболее специфической особенностью ИМТ является высокоомность первичного преобразователя, необходимая для обеспечения достаточной чувствительности ИМТ. При конструировании ИМТ это заставляет обратить особое внимание на разные геометрические, конструктивные и физические свойства отдельных элементов его входной части. В частности, в качестве усилителя напряжения в ИМТ находят применение так называемые электрометрические усилители /ЭУ/, т.е. усилители с очень большим входным сопротивлением / равным или превышающим сопротивление первичного преобразователя/. С другой стороны, высокоомность первичного преобразователя позволяет иногда при анализе ИМТ делать некоторые упрощающие допущения - не учитывать выходное сопротивление ЭУ, рассматривать коэффициент усиления ЭУ частотно-независимым и т.д. Ниже будут проанализированы эквивалентные схемы ИМТ разной сложности и структуры. Анализуются эквивалентные схемы известной структуры, а также разрабо-

танные автором новые эквивалентные схемы, более точно характеризующие работу ИМТ.

В современных ИМТ с высокоомным измерительным резистором /ВИР/ в качестве первичного преобразователя напряжение на ВИР преобразуется ЭУ, охваченным отрицательной обратной связью /ООС/ [42]. При этом возможно применение двух вариантов схемы. В первой схеме используется ЭУ с последовательной ООС; во второй, более распространенной, ВИР включен в цепь параллельной ООС ЭУ. Сравнительный анализ этих схем дан в [83]. Оказывается, что во втором случае напряжение на входе ИМТ близко к нулю, что повышает точность измерений как в статическом, так и в динамическом режимах. В связи с этим первое включение ВИР мы опускаем из виду и полностью сосредотачиваем внимание на втором включении ВИР.

Наиболее общей эквивалентной схемой для описания известных ИМТ можно считать схему, приведенную на рис. 1, где сигнал ООС подается на вход ЭУ через трехполюсник. Предполагают [58], что трехполюсник состоит из проходных сопротивления и емкости и имеет также распределенную емкость на корпус. При анализах в первом приближении распределенной емкостью пренебрегают и система преобразуется в более простую, с эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2. Здесь  $Z_1 \equiv Z_1(\rho)$  включает в себя импеданс ВИР, паразитные монтажные емкости между входом и выходом ЭУ и сопротивления изоляторов, шунтирующих ВИР.  $Z_2 \equiv Z_2(\rho)$  включает в себя входной импеданс ЭУ, сопротивление и емкости изоляторов, монтажа, кабеля и самого источника измеряемого тока. Как правило, все омические сопротивления, входящие в  $Z_1$  и  $Z_2$ , значительно больше сопротивления ВИР и в расчетах ими пренебрегают. Таким образом, общепринятая эквивалентная схема, используемая для анализа работы ИМТ, содержит кроме ЭУ и сопротивления ВИР  $R_1$  еще емкости  $C_1$

и  $C_2$  /рис. 3/.

В общем случае ЭУ включает в себя несколько инерционных звеньев, параметры которых могут принимать широкий диапазон значений. В ЭУ с непосредственной связью между каскадами обычно достаточно учитывать одно инерционное звено с постоянной времени  $T_y$ . Если  $T_y$  достаточно мало, коэффициент усиления ЭУ  $K \equiv K(p)$  рассматривают как частотно-независимый /  $K \rightarrow K_0$  /. В ЭУ с преобразованием входного сигнала может возникнуть необходимость учета постоянной времени как модулятора, так и демодулятора. Возможности применения таких ЭУ в быстродействующих ИМТ рассмотрены нами в [II]. В настоящем мы ограничимся только рассмотрением ЭУ первого типа как более подходящего для быстродействующих ИМТ.

Термин "быстродействующий ИМТ" не имеет строго определенного значения. Мы будем понимать под быстродействующими ИМТ такие ИМТ, в которых быстродействие является существенным параметром или в которых для его увеличения приняты специальные конструктивные меры.

Для нормирования быстродействия ИМТ в литературе используют довольно разнообразные характеристики. В более ранних источниках указывают на частотный диапазон /на уровне 0,7/ или постоянную времени установления показания  $\tau$ . Эти характеристики определяют полностью динамические свойства ИМТ, характеризуемые дифференциальными уравнениями первого порядка. Реальная переходная характеристика быстродействующих ИМТ довольно сложна и плохо поддается аналитическому определению. Поэтому часто быстродействие характеризуется полным временем установления показания с определенной точностью. В американской литературе принято нормировать время  $t$ , необходимое для прохождения выходного сигнала /при скачкообразном входном сигнале/ от 10 до 90 % установившегося

уровня, что в случае экспоненциальной переходной характеристике соответствует  $t = 2,2 \tau$ . При этом, в отличие от систем автоматического управления [59], монотонность переходного процесса не всегда оговаривают. Часто быстродействие характеризуется эквивалентной входной емкостью  $C_{эф}$ . В этом случае постоянная времени ИМТ определяется через сопротивление ВПР  $R_1$  и емкость  $C_{эф}$  как  $\tau = R_1 \cdot C_{эф}$ . Согласно государственному стандарту [33, 34], быстродействие ИМТ следует характеризовать временем установления показания или полосой пропускания /если время установления показания меньше  $10^{-3}$  с/.

Многозначность понятия "быстродействие" ИМТ затрудняет сравнение экспериментальных результатов, полученных разными авторами, тем более, что авторы статей, как правило, воздерживаются приводить записи /осциллограммы/ экспериментальных переходных характеристик.

## 1.2. Динамика ИМТ, не содержащих корректирующих цепей

В литературе рассмотрены два приближения: когда ЭУ безынерционен / $T_y = 0$ / [86] и когда ЭУ содержит одно инерционное звено / $K(p) = k_0 (T_y p + 1)^{-1}$ / [86, 98].

Передаточная функция  $W(p)$  ИМТ по рис. 2 имеет следующий вид:

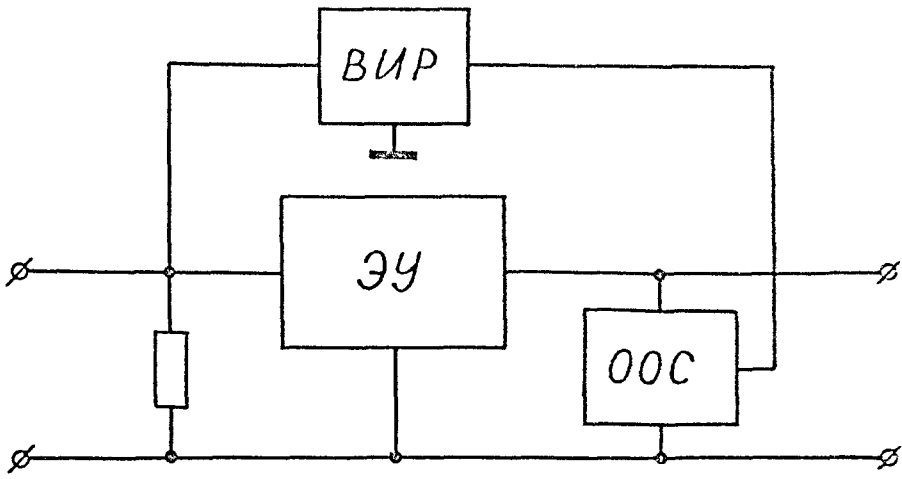
$$W(p) = \frac{U_1}{J_0} = \frac{K \cdot z_1 \cdot z_2}{z_1 + z_2 (1 + K\beta)}, \quad /I.I/$$

где  $U_1 \equiv U_1(p)$  - выходное напряжение ЭУ,

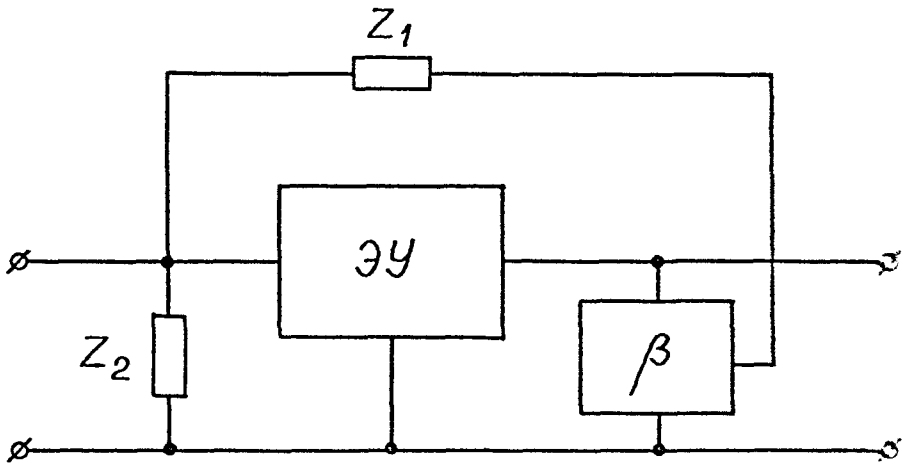
$J_0 \equiv J_0(p)$  - входной измеряемый ток,

$\beta$  - коэффициент обратной связи /действительное число/.

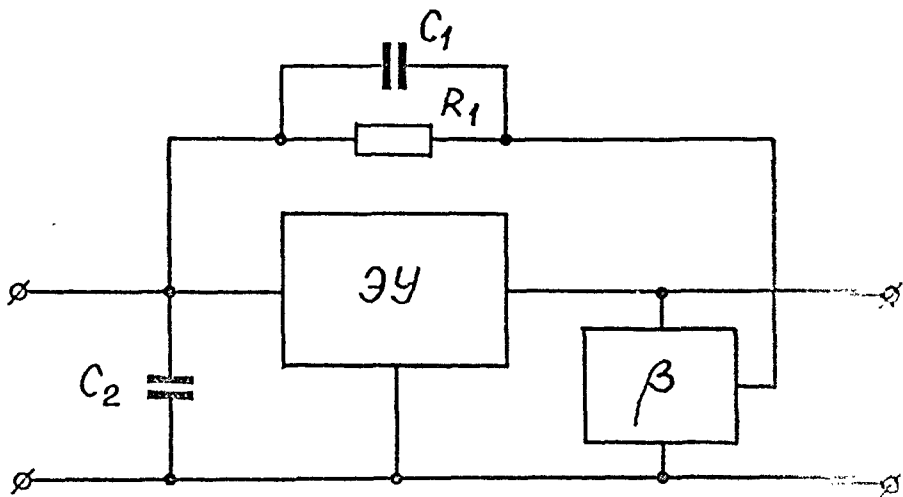
При замене в /I.I/  $z_1$  и  $z_2$  выражениями:



Puc. 1



Puc. 2



Puc. 3

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \frac{R_1}{R_1 C_1 p + 1} \\ z_2 &= \frac{1}{C_2 p} \end{aligned} \right\} \quad /1.2/$$

и допущении, что  $K = K_0$ ,  $W(p)$  преобразуется для схемы, приведенной на рис. 3, к виду:

$$W(p) = R_1 \frac{K_0}{1 + K_0 \beta} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1}, \quad /1.3/$$

где

$$T_1 = R_1 \left( C_1 + \frac{C_2}{1 + K_0 \beta} \right). \quad /1.4/$$

Тем самым ИМТ является системой первого порядка с постоянной времени  $T_1$ . Как следует из /1.4/,  $T_1$  определяется в основном емкостью  $C_1$  в цепи ООС, т.к. влияние  $C_2$  на  $T_1$  уменьшается обратной связью в  $1 + K_0 \beta$  раз /обычно  $K_0 \beta > 100$ /. Емкость  $C_1$  образуется из монтажных емкостей между входом и выходом ЭУ и емкости самого ВИР. Последняя для разных типов и экземпляров ВИР лежит в пределах  $0,1 \div 0,3$  пФ. В неблагоприятных условиях монтажная емкость может существенно превышать собственную емкость ВИР. Это может наблюдаться, в частности, в многопредельных ИМТ с несколькими ВИР, если межконтактные емкости реле, переключающего ВИР, значительные. В многопредельных быстродействующих ИМТ применяются реле с минимальными размерами контактов /иголчатые переключатели [44] / или реле специальной конструкции, в которых емкость между контактами шунтируется эквипотенциальным экраном, помещенным между разомкнутыми контактами [42]. Монтажная емкость между входом и выходом уменьшается также при зазем-

лении ВИР, отключенных от входа ЭУ [27, 75] /рис. 4/. Емкости между контактами переключателя преобразуются в этом случае в емкости типа  $C_2$ , мало влияющие на быстродействие ИМТ.

Если же объект измерения соединен с ИМТ кабели, имеющим значительную емкость, что приводит к увеличению  $T_1$ , то увеличение быстродействия можно получить методом, описанным в статьях [61, 79, 95]. Здесь ЭУ выполнен в виде двух блоков /рис. 5/. Первый из них представляет собой электрометрический повторитель напряжения /ЭП/ с коэффициентом передачи  $K_1 < 1$ . С выхода этого блока на внутренний экран кабеля подается напряжение, близкое по величине напряжению на входном стержне /проводе/ ЭУ. Посредством такого включения емкость кабеля уменьшается в  $(K_1 - 1)^{-1}$  раз. Заземленный внешний экран служит для уменьшения чувствительности ИМТ к помехам.

Для учета инерционности ЭУ допустим, что

$$K(p) = \frac{K_0}{T_y p + 1} \quad /1.5/$$

Передаточная функция ИМТ /1.1/, согласно /1.2/ и /1.5/, преобразуется к следующему виду:

$$W(p) = R_1 \frac{K_0}{1 + K_0 \beta} \frac{1}{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0}, \quad /1.6/$$

где

$$\alpha_2 = R_1 (C_1 + C_2) \frac{T_y}{1 + K_0 \beta}, \quad /1.7/$$

$$\alpha_1 = \frac{R_1 (C_1 + C_2) + T_y + R_1 C_1 \cdot K_0 \beta}{1 + K_0 \beta}. \quad /1.8/$$



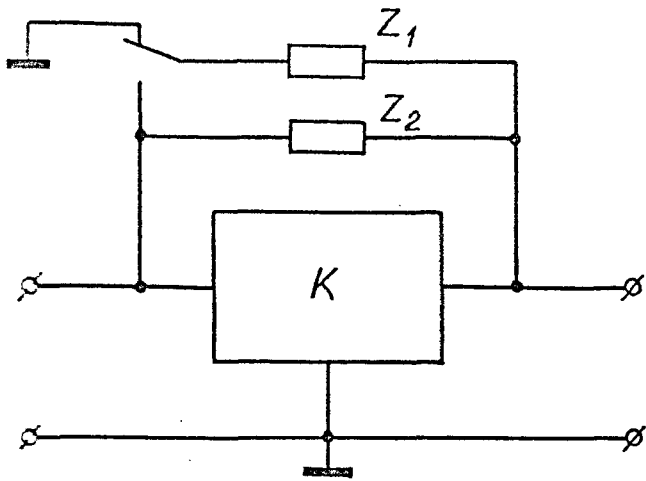


Рис. 4

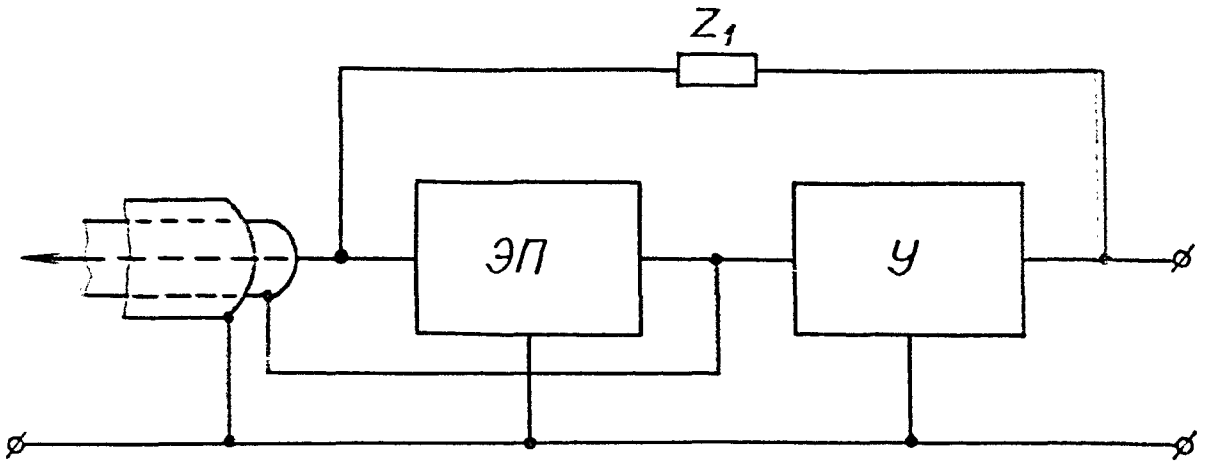


Рис. 5

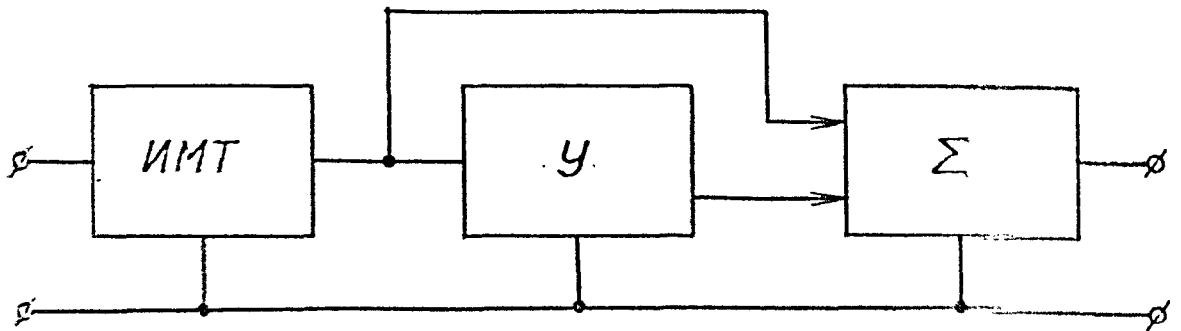


Рис. 6

Согласно /I.6/ ИМТ следует рассматривать как колебательное звено с угловой скоростью собственных колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{a_2}}$$

и степенью успокоения

$$\gamma = \frac{a_1}{2\sqrt{a_2}}.$$

Предполагая, что  $T_y \ll R_1 C_1$ , получим из /I.7/ и /I.8/

$$a_1 = R_1 C_1,$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_2 T_y}{1 + k_0 \beta},$$

что дает для  $\gamma$  выражение:

$$\gamma = \frac{R_1 C_1 \sqrt{k_0 \beta}}{2\sqrt{R_1 C_1 T_y}}.$$

Видим, что  $C_1$  и  $C_2$  играют в этом случае разную роль: увеличение  $C_2$  приводит систему в режим слабого затухания /  $\gamma < 1$  /, а увеличение  $C_1$  - в режим передемфирования /  $\gamma > 1$  /. Оптимальной принято считать  $\gamma = 0,7$ . В этом случае входной сигнал наиболее быстро устанавливается с точностью 2 %. Р.Е. Прилуцким [65] рассмотрены теоретически некоторые возможности обеспечения этого режима в ИМТ. Так как при разных объектах измерения, как правило, емкость  $C_2$  различна и при изменении пределов измерения изменяется  $R_1$ , необходима перестройка по крайней мере одного из параметров  $C_1$ ,  $k_0 \beta$  или  $T_y$ . Автор названной работы считает наиболее удобным для варьирования параметр  $T_y$ .

Широкого применения метод регулирования  $\gamma$  к значению 0,7 не получил. В практике  $T_y$  и  $C_2$  стремятся сделать по воз-

возможности минимальными, так что согласно формуле /1.4/  $T_1 = R_1 C_1$ . Допуская, что  $C_1$  представляет собой только собственную емкость ВПР, получим при сопротивлении ВПР  $R_1 = 1000$  Ом значение  $T_1 = /0,1 \div 0,3/$  с, что соответствует полосе  $f_{0,7} = = /0,4 \div 1,6/$  Гц. Специальные методы дальнейшего увеличения быстродействия ИМТ рассмотрены в следующих параграфах.

### 1.3. Общие методы повышения точности систем автоматического регулирования

Общие принципы, лежащие в основе частотной коррекции систем автоматического регулирования рассматриваются в [18, 23]. Пусть интересующая нас цепь характеризуется уравнением

$$(\alpha_n p^n + \alpha_{n-1} p^{n-1} + \dots + \alpha_1 p + \alpha_0) X_2 = X_1,$$

где  $X_1$ ,  $X_2$  - соответственно входной и выходной сигналы.

Для снижения частотных искажений необходимо уменьшать коэффициенты  $\alpha_k$ , по сравнению с коэффициентом  $\alpha_0$ , поскольку это приводит к получению идеального соотношения

$$\alpha_0 X_2 = X_1.$$

Отсюда следует, что общей задачей частотной коррекции является устранение дифференциальных членов из уравнения преобразования, причем самый простой метод коррекции сводится к уменьшению коэффициентов  $\alpha_k$ .

Легко заметить, однако, что чем больше коэффициент  $\alpha_0$ , тем меньше чувствительность рассматриваемого устройства; это вытекает из того, что коэффициент  $\alpha_0$  является величиной, обратной чувствительности.

Данный метод коррекции называется методом уменьшения коэффи-

циентов.

Второй важный метод частотной коррекции называется методом умножения операторных чувствительностей. Этот метод основан на введении в схему вспомогательного корректирующего преобразователя, включаемого последовательно с корректируемым.

Пусть операторная чувствительность корректируемого преобразователя

$$S_1 = H_1(p)^{-1} .$$

Если последовательно с ним включен корректирующий преобразователь, для которого операторная чувствительность может быть записана в аналогичной форме:

$$S_2 = H_2(p)^{-1} ,$$

то результирующая операторная чувствительность обоих преобразователей будет равна произведению:

$$S = [ H_1(p) \cdot H_2(p) ]^{-1} .$$

Из этого равенства видно, что если произведение характеристических операторов в знаменателе равно некоторой постоянной величине  $\ell$  , то чувствительность системы не будет зависеть от частоты. В частном случае, при  $\ell = I$ , операторы  $H_1(p)$  и  $H_2(p)$  должны быть взаимнообратны.

В некоторых случаях характеристические операторы можно делить а не умножать. При этом тем или иным способом в корректируемый преобразователь вводятся не только входное воздействие  $X_1$  , но и производные от него. В результате этого уравнение преобразователя можно написать в следующей форме:

$$H_1(p) \cdot X_2 = H_2(p) \cdot X_1 .$$

Отсюда получаем выражение операторной чувствительности

$$S = X_2 \cdot X_1^{-1} = H_2(p) \cdot H_1(p)^{-1} .$$

Очевидно, что если полиномы  $H_1(p)$  и  $H_2(p)$  делятся нацело, то результирующая чувствительность не будет зависеть от частоты.

Деление характеристических операторов может быть сведено к их умножению, если положить  $H_2'(p) = H_2(p)^{-1}$ . Поэтому можно говорить только об одной методике коррекции — о методе умножения операторных чувствительностей.

Следующий метод коррекции может быть назван методом сложения операторных чувствительностей.

Идея коррекции заключается здесь в том, что к действию корректируемой системы прибавляется действие корректирующего преобразователя так, чтобы сумма их операторных чувствительностей была величиной постоянной, а именно, чтобы соблюдалось условие

$$S_1 + S_2 = \ell$$

или

$$H_1(p)^{-1} + H_2(p)^{-1} = \ell .$$

Этот метод коррекции легко осуществляется, например, при параллельном соединении корректируемой и корректирующей систем, когда их проводимости складываются.

Чрезвычайно важным методом коррекции частотных характеристик является введение в корректируемую систему отрицательной обратной связи. Этот метод достаточно универсален, но применим только к измерительным цепям, содержащим усилители, являющиеся дополнительными источниками энергии.

Общая чувствительность цепи, охваченной отрицательной обратной

связью, выражается соотношением

$$S_{oc} = \frac{\alpha(p) k_0}{1 + k_0 \beta(p)} \approx \frac{\alpha(p)}{\beta(p)} .$$

При соответствующем выборе частотной зависимости  $\beta(p)$   $S_{oc}$  оказывается частотно-независимой.

Введение корректирующих обратных связей в измерительные цепи может существенно улучшить их свойства.

Резюмируя сказанное, методы частотной коррекции в соответствии с их математическим описанием можно свести к следующим:

1/ метод уменьшения коэффициентов при дифференциальных членах уравнения преобразователя или системы преобразователей. В нашем случае реализация метода заключается в устранении паразитных емкостей во входной цепи обратной связи ИМТ, рассмотренном в предыдущих параграфах;

2/ метод умножения операторных чувствительностей, сводящийся к умножению или делению характеристических операторов;

3/ метод сложения операторных чувствительностей;

4/ метод коррекции с помощью введения обратных связей,

#### 1.4. Повышение быстродействия ИМТ методами сложения и умножения операторных чувствительностей

Рассмотрим систему /рис. 6/ [37], состоящую из ИМТ дифференцирующего усилителя с коэффициентами передачи

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{k_1}{T_1 p + 1} ; \\ W_2(p) &= \frac{k_2 T_2 p}{T_2 p + 1} . \end{aligned} \right\} \quad /1.9/$$

Выходные сигналы этих звеньев суммируются в сумматоре  $\Sigma$ . Передаточная функция системы в целом имеет вид:

$$W(p) = W_1(p) + W_1(p) \cdot W_2(p). \quad /I.10/$$

Подставляя передаточные функции /I.9/ в выражение /I.10/, получим

$$W(p) = k_1 \frac{1 + (1 + k_2) T_2 p}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Если выбрать  $(1 + k_2) T_2$  равным  $T_1$ , т.е.

$$k_2 = \frac{T_1 - T_2}{T_2},$$

то получим для  $W(p)$ :

$$W(p) = \frac{k_1}{T_2 p + 1}$$

и выходной сигнал устанавливается с заранее заданной постоянной времени  $T_2$ .

Данный метод не нашел широкого применения в электрометрии [42] из-за необходимости использования в системе дифференцирующего усилителя. Согласно методу умножения операторных чувствительностей на выход ИМТ включается пассивная RC-цепь [37] /рис. 7/ с передаточной функцией

$$W_2(p) = \frac{R_2 (R_1 C_1 p + 1)}{(R_1 + R_2) \left(1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 p\right)}. \quad /I.11/$$

Для всей системы

$$W(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1} \frac{R_2 (R_1 C_1 p + 1)}{(R_1 + R_2) \left(1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 p\right)}. \quad /I.12/$$

Если выполняется условие

$$T_1 = R_1 C_1, \quad /I.13/$$

то из /I.12/ получим

$$W(p) = K_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{T_2 p + 1}, \quad /I.14/$$

где новую постоянную времени для системы

$$T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 \quad /I.15/$$

можно сделать сколь угодно малой путем уменьшения  $R_2$ . Однако при этом уменьшается также установившийся выходной сигнал. Таким образом, данную схему целесообразно применять, когда с выхода электрометра снимается сигнал достаточно большой величины.

Этот метод, как и предыдущий, не нашел широкого применения. На наш взгляд, метод весьма хорошо применим для ускорения показания стрелочного выходного прибора в динамических электрометрах, а также в других случаях, где постоянная времени в цепи обратной связи /или самом усилителе/ значительна, и для соблюдения монотонности переходного процесса ее нельзя уменьшить. В качестве  $R_2$  может служить само внутреннее сопротивление индикаторного прибора или суммарное сопротивление прибора и резистора, включенного последовательно с ним /рис. 8/. Таким образом нам удалось получить в динамическом электрометре время установления показания порядка 1 с на всех пределах измерения [II].

#### 1.5. Повышение быстродействия ИМТ путем уменьшения собственной емкости ВИР

Как было отмечено выше, при правильном монтаже входной части ИМТ и переключателя ВИР практически можно избавиться от всех



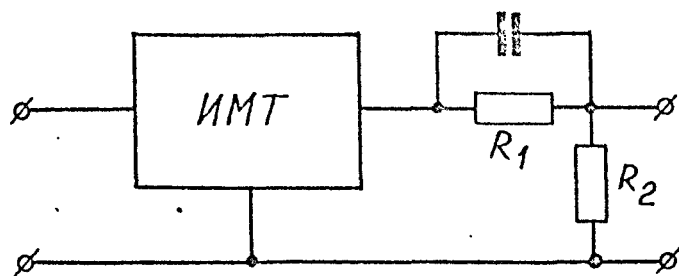


Рис. 7

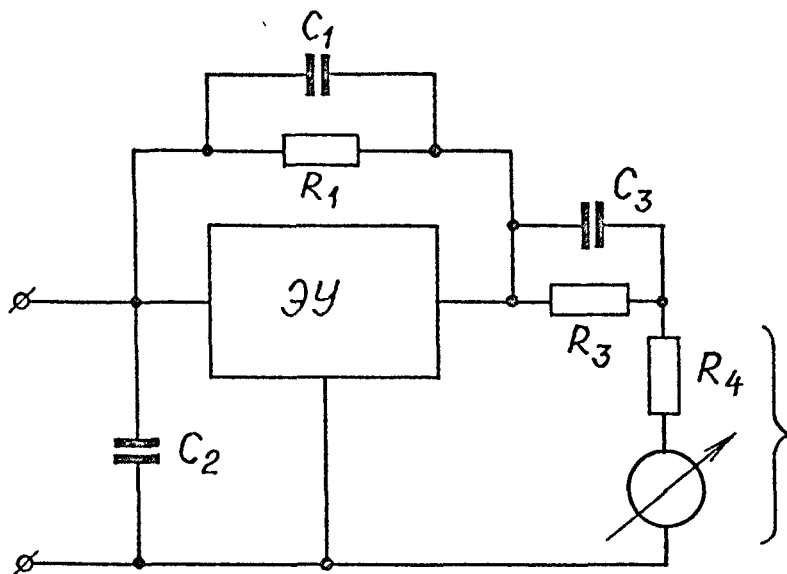


Рис. 8

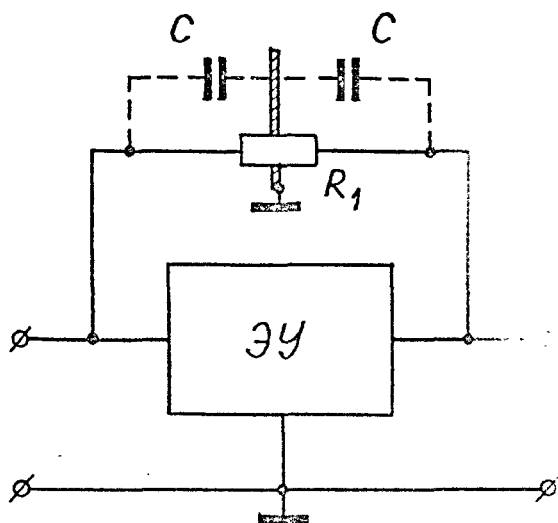


Рис. 9

монтажных емкостей, шунтирующих ВИР. Определяющей быстродействие в этом случае становится проходная емкость самого ВИР. В 1964 году Брукшир [81] предложил метод для уменьшения собственной емкости ВИР, заключающийся в том, что ВИР пропускается через заземленный металлический экран. Оптимальное место расположения экрана на ВИР определяется опытным путем.

Метод весьма прост и согласно данным автора дает хорошие результаты - эквивалентная проходная емкость ВИР уменьшается до значения /0,01 ÷ 0,015/ пФ.

#### 1.6. Коррекция в цепи отрицательной обратной связи

Схема ИМТ с корректирующим фильтром в цепи ООС описала еще в 1952 году [93] и до сих пор является наиболее применяемым методом [18, 21, 27, 82].

Согласно этому методу в цепи ООС ИМТ используется частотно-зависимый делитель /рис. 10/ с коэффициентом передачи

$$\beta(p) = \frac{1}{R_2 C_3 p + 1} \quad /1.16/$$

При  $K_0 \gg 1$  получим из /1.3/ для передаточной функции ИМТ выражение:

$$W(p) = \frac{R_1 (R_2 C_3 p + 1)}{R_1 C_1 p + 1} \quad /1.17/$$

Выбирая  $R_2 C_3 = R_1 C_1$ , можно  $W(p)$  сделать частотно-независимым:  $W(p) = R_1$ .

Практические ограничения действительности этого метода исследователи [58] связывают с двумя обстоятельствами: во-первых, не учтена распределенная емкость ВИР и, во-вторых, не учтена конечность величины  $K_0$ .

Для более точного анализа влияния частотно-зависимой ООС на передаточную функцию ИМТ произведем в /I.I/ следующую замену:

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \frac{R_1}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{R_1}{T_1 p + 1}; \\ z_2 &= \frac{1}{C_2 p}; \\ \beta(p) &= \frac{1}{R_2 C_3 p + 1} = \frac{1}{T_2 p + 1}. \end{aligned} \right\}$$

В результате получим

$$W(p) = \frac{R_1 k_0 (T_2 p + 1)}{T_2 R_1 (C_1 + C_2) p^2 + [T_2 + k_0 T_1 + R_1 (C_1 + C_2)] p + k_0 + 1} \quad /I.18/$$

Введем обозначение  $T_{\Sigma} = R_1 (C_1 + C_2)$  и сделаем следующие допущения:  $k_0 \gg 1$ ,  $T_1 = T_2$ . Тогда /I.18/ преобразуется к следующему виду:

$$W(p) = \frac{R}{\frac{T_{\Sigma}}{k_0} p + 1} \quad /I.19/$$

Следовательно, коррекция будет не полной, а переходная характеристика скорректированного ИМТ представляет собой экспоненту с малой постоянной времени:

$$T = \frac{R_1 (C_1 + C_2)}{k_0} \ll T_1.$$

Очевидно, что чем больше  $k_0$ , тем меньше  $T$ . Экспериментальные исследования показывают [58], что реальная переходная характеристика значительно расходится с теоретической /рис. II, сплошная и пунктирная линия соответственно/ и имеет наилучшую форму при  $T_1 \approx (1,2-1,5) T_2$ .

Форма переходной характеристики улучшается введением в дели-

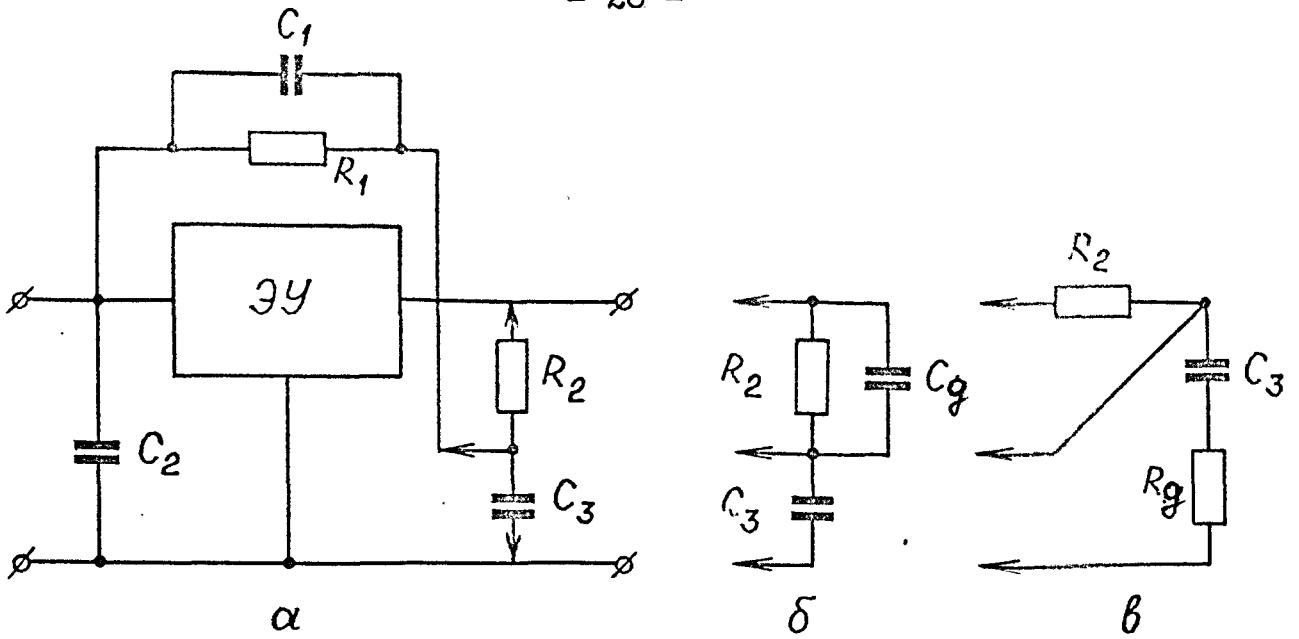


Рис. 10

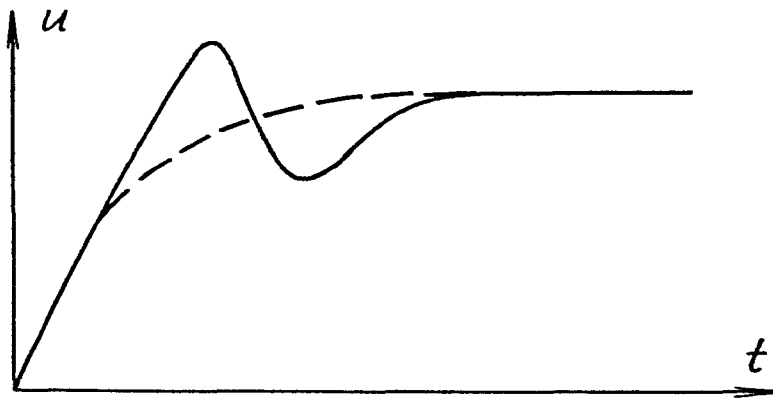


Рис. 11

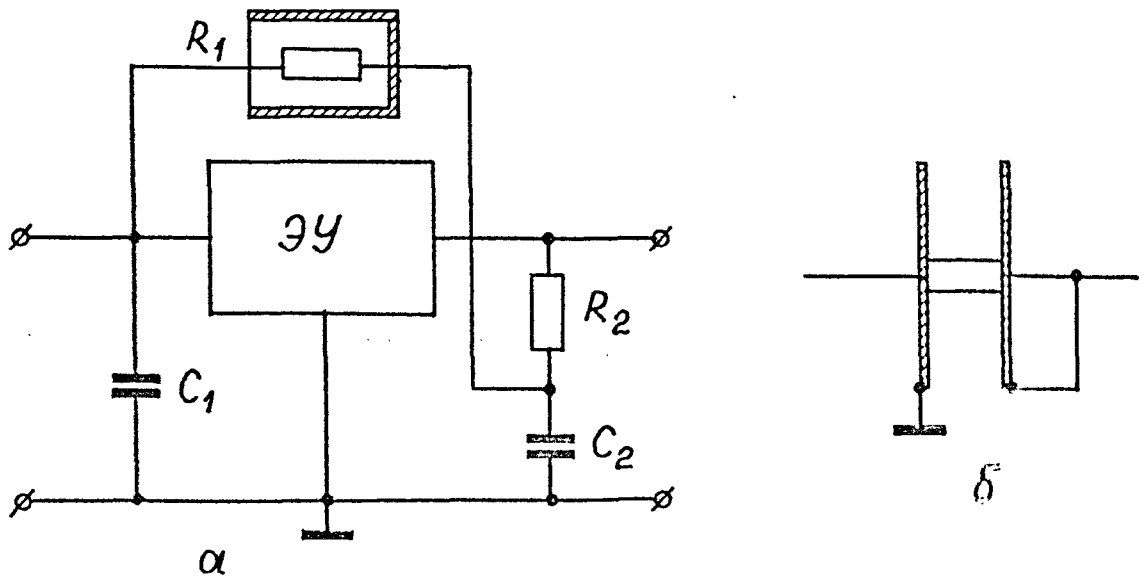


Рис. 12

тель обратной связи дополнительной емкости  $C_g$  /рис. 10 б/ или сопротивления  $R_g$  /рис. 10 в/. При этом несколько увеличивается также скорость нарастания фронта переходной характеристики [58].

Передаточная функция обеих цепей обратной связи /с  $R_g$  или  $C_g$ / одинакова:

$$\beta(p) = \frac{T_3 p + 1}{T_2 p + 1} \quad , \quad /I.20/$$

где:  $T_3 = R_2 C_g$ ,  $T_2 = R_2 (C_2 + C_g)$  для рис. 10 б, и  $T_3 = R_g C_2$ ,  $T_2 = (R_2 + R_g) C_2$  для рис. 10 в.

Остаточное расхождение экспериментальных результатов и теоретических авторы объясняют влиянием распределенной емкости ВИР и переходными процессами в изоляторах.

Для уменьшения влияния распределенной емкости Палхович [92] предложил экранировать ВИР экраном, имеющим потенциал выходного вывода ВИР /рис. 12 а/. Здесь распределенная емкость на корпус преобразуется в проходную распределенную емкость и частично компенсируется частотно-зависимой обратной связью.

При другом методе уменьшения распределенной емкости резистор пропускается через параллельно расположенные металлические пластинки [42, 94] /рис. 12 б/, одна из которых заземляется, а вторая присоединяется к выходному выводу ВИР. Аналогичные результаты можно получить, если резистор поместить в стеклянную трубку, внутренняя поверхность которой покрыта резистивной пленкой, и вдоль пленки создать такое же распределение потенциала, что и вдоль ВИР [42].

Действенность этих методов ограничивается неоднородностью ВИР по длине, что имеет место, если подгонка ВИР осуществляется на-

резкой канавки на резистивном элементе.

Более усовершенствованный метод для компенсации распределенной емкости ВИР предложен Кендален в работах [89, 90]. Согласно Кендалу эквивалентная схема ВИР рассматривается как четырехполюсник с сосредоточенной емкостью на корпус и на окружающий ВИР экран /рис. I3/. На этот экран подается сигнал обратной связи такой величины, чтобы частотная зависимость коэффициента преобразования входного тока в напряжение на ВИР стала минимальной.

Для эквивалентной схемы на рис. I3 автором получено:

$$W(j\omega) = R_1 \frac{(4 - 6\kappa^2) + j(10\kappa - \kappa^2)}{(4\kappa - 6\alpha\kappa^2) + j8\alpha\kappa}$$

Здесь  $\kappa = \frac{\omega RC}{4}$ , где  $\omega$  - круговая частота и  $\alpha$  - отношение напряжения, подаваемого на емкость, к напряжению на выходе ИМТ.

На рис. I4 показана на комплексной плоскости зависимость отношения  $W$  от  $\omega$  при  $\alpha = 0; 1,0; 1,25; 1,5$ . При нулевой частоте все кривые проходят через точку  $/R_1, 0/$ . Пять добавочных точек для каждого  $\alpha$  рассчитаны при  $\kappa = 0,2; 0,4; 0,6; 0,8$  и  $1,0$ . Значение  $\alpha = 0$  соответствует случаю резистора без компенсации распределенной емкости. Частотная зависимость  $W(j\omega)$  при  $\alpha = 0$  настолько сильна, что три точки /для  $\kappa = 0,6; \kappa = 0,8; \kappa = 1,0/$  выходят за рамки чертежа.

В экспериментальной установке /рис. I3/ компенсирующий электрод имел размеры, при которых  $\alpha$  в случае оптимального компенсации был меньше единицы ( $\alpha < 1$ ).

Автор, к сожалению, не приводит конкретных экспериментальных результатов, но пишет, что быстродействие было увеличено в 5 раз по сравнению с пассивным экранированием резистора. Можно предположить, что была достигнута эффективная входная емкость

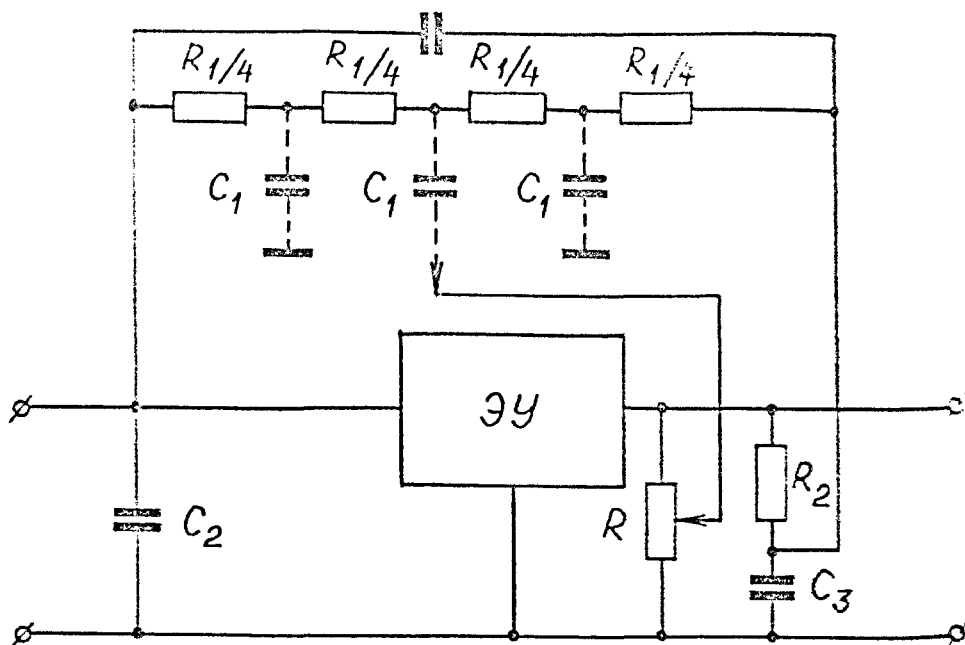


Рис. 13

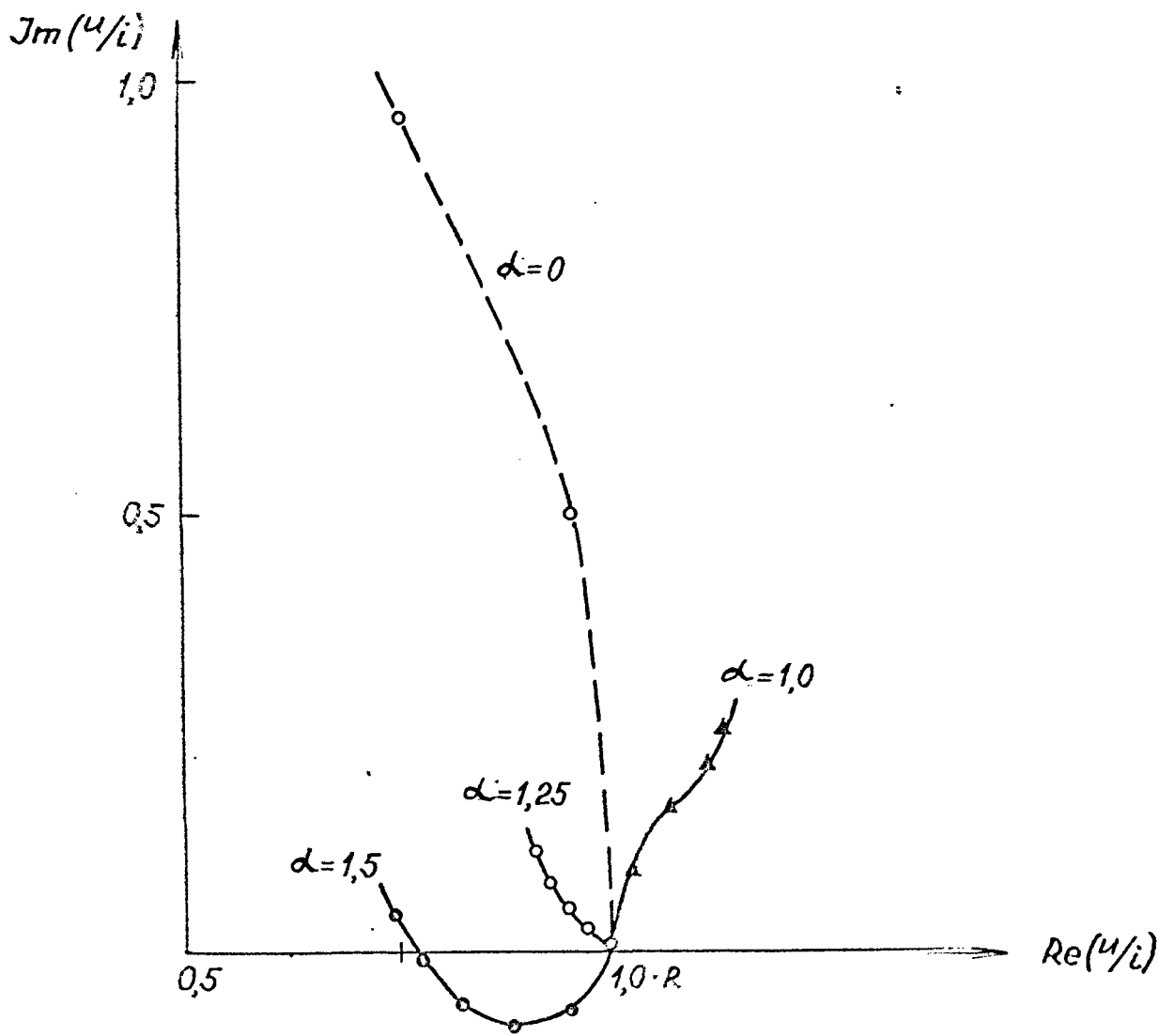


Рис. 14

$$C_{эф} \approx \frac{0,015}{5} = 0,003 \text{ (пф)}.$$

Дальнейшее развитие метод Кендала получил в работе [84], где число экранов вокруг ВИР было сведено к четырем, на три из которых подавалось напряжение обратной связи разной глубины. При измерительном резисторе 1000 ГОм и входной емкости 70 пФ была достигнута ширина полосы пропускания 140 Гц.

### 1.7. Коррекция при помощи положительной обратной связи

Рассмотрим ИМТ /рис. 16/, на выходе которого имеется дополнительный каскад с коэффициентом передачи  $\alpha$ . Сигнал с этого каскада подается на вход ИМТ через небольшую емкость /0,1 ÷ 0,5/ пФ [58, 83, 86, 95]. Передаточная функция этого ИМТ имеет вид:

$$W(p) = \frac{k_0}{1+k_0} \frac{R_1}{R_1 \left( C_1 + \frac{C_2}{1+k_0} + \frac{1-k_0\alpha}{1+k_0} C_3 \right) p + 1}.$$

При выполнении условия

$$C_1 + \frac{C_2}{1+k_0} = - \frac{1-k_0\alpha}{1+k_0} C_3$$

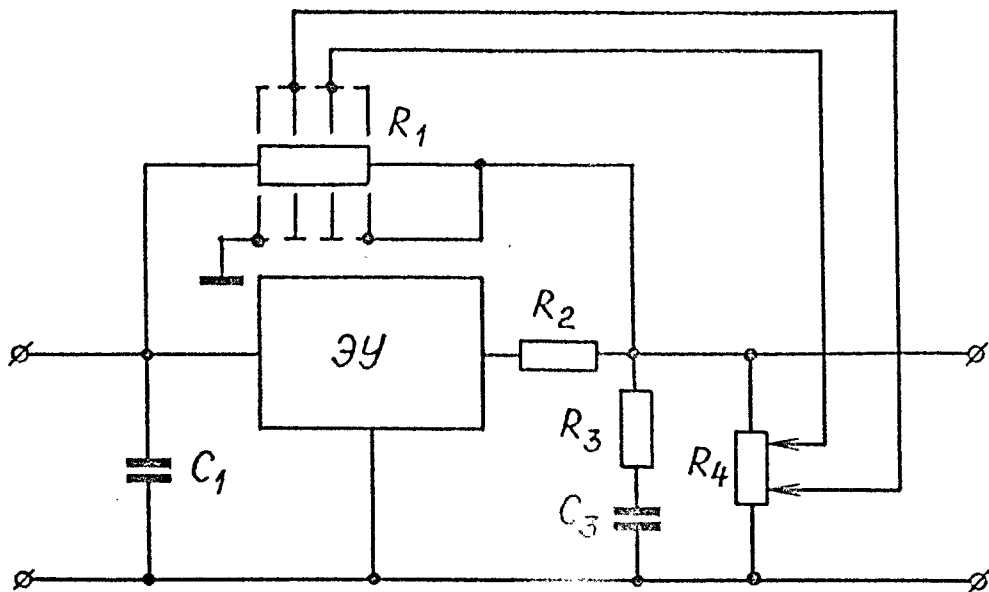
$W(p)$  не зависит от частоты и будет равна

$$W(p) = R_1 \frac{k_0}{1+k_0}$$

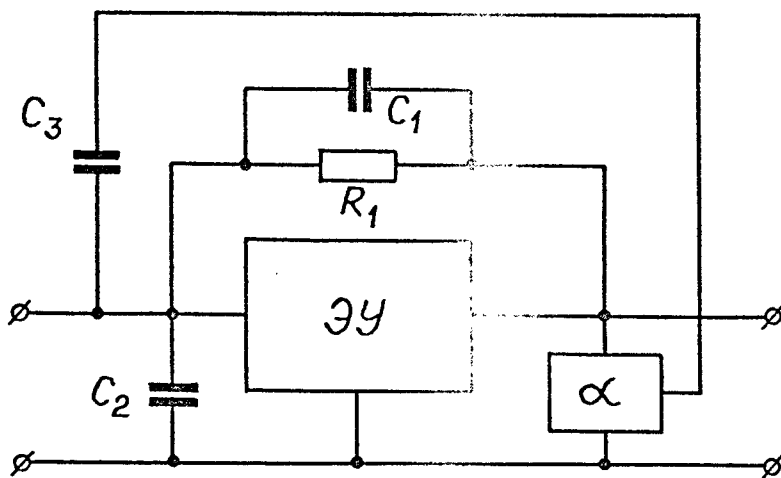
Как видно, данный метод позволяет полностью скомпенсировать емкости  $C_1$  и  $C_2$ , в отличие от метода частотно-зависимой ООС и формулы /1.19/. Однако на практике оба метода дают примерно одинаковые результаты [58].

Увеличить эффективность рассматриваемой схемы /в 4 - 5 раз/ можно [58] введением дополнительной емкости  $C_d$ , шунтирующей

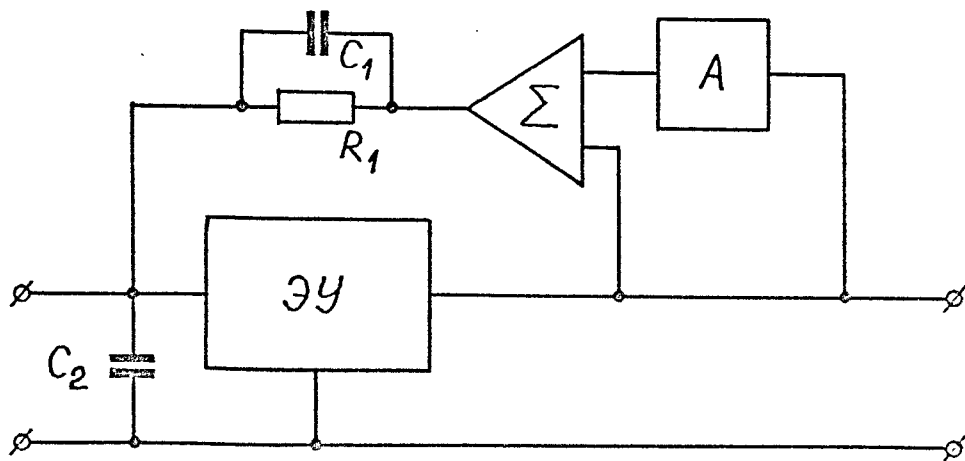




Puc. 15



Puc. 16



Puc. 17

выходное сопротивление в  $\alpha$  -цепи. Эта схема содержит два независимых параметра коррекции:  $\alpha$  /или  $C_3$  / и  $C_g$ , подбор которых производится экспериментально.

### 1.8. Метод Прилуцкого

Метод [62, 63] предложен автором как способ плавного регулирования быстродействия ИМТ как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения. Изменение быстродействия ИМТ достигается путем введения частотно-зависимой обратной связи через ВИР аналогично методу Пелховича. Однако цепь обратной связи здесь более сложна.

Блок-схема устройства приведена на рис. 17. Напряжение обратной связи подается на ВИР через сумматор  $\Sigma$  с выводов ЭУ и корректирующего звена  $A$ . Если функцию передачи звена  $A$  выбирать следующим образом:

$$A(p) = a \frac{R_1 C_2 p}{R_1 C_1 p + 1},$$

то функция передачи ИМТ равна:

$$W(p) = \frac{R_1}{R_1 (C_1 + a C_2) p + 1} \cdot \frac{K_0}{1 + K_0}.$$

Соответствующим выбором величины и знака  $a$  можно сделать постоянную времени системы  $T = R_1 (C_1 + a C_2)$  сколь угодно малой. На основе работы [63] можно заключить, что автору удалось снизить эффективную входную емкость до 0,001 пФ.

### 1.9. Методы и средства экспериментального исследования быстродействия ИМТ

Для определения быстродействия ИМТ на его вход следует подать скачкообразно изменяющийся ток или ток синусоидальной формы [33].

Величина синусоидального тока должна быть известна или постоянной во всей исследуемой частотной области. При этом источник тока должен обладать достаточно высоким внутренним импедансом. Отсутствие образцовых быстродействующих ИМТ для аттестации таких источников тока заставляет обратиться к средствам, форму и величину выходного тока, которых можно определить на основе косвенных измерений.

Обзор калибровочных источников малых постоянных токов дан в статье [25]. Многие из рассмотренных там источников тока допускают внешнее управление формой и величиной выходного тока. Таковыми являются, к примеру, резистивные, пьезоэлектрические, фотоэлектрические источники тока, источники тока с генератором пилообразного напряжения и с изменяющейся по определенному закону емкостью.

Резистивные источники тока из-за значительного емкостного характера самого резистора малопригодны для нашей цели.

Согласно данным работы [94] при небольшом опыте экспериментатора можно получить скачкообразный или синусоидальный ток хорошей формы от фотоэлемента. Нежелательным здесь является значительный темновой ток, компенсация которого сложна.

Наиболее распространенным стал метод подачи на вход ИМТ через небольшую емкость напряжения треугольной формы [58], которое на входе ИМТ преобразуется в ток прямоугольной формы. Пусть такой источник тока с емкостью  $C_3$  подключен на вход ИМТ согласно рис. 3. При входном напряжении  $U = u_0 t$  выходное напряжение ИМТ выражается следующей формулой:

$$U_{\text{вых}} = - \frac{u_0 R_1 C_3 k_0 \beta}{1 + k_0 \beta} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) ,$$

где:

$$T = R_1 \left( \frac{C_3}{1 + \kappa_0 \beta} + C_1 + \frac{C_2}{1 + \kappa_0 \beta} \right) . \quad /I.2I/$$

Формула /I.2I/ отличается от формулы /I.4/, полученной для идеального источника ступенчатого тока, только первым слагаемым. Это значит, что при  $C_3 \ll C_2$  можно получить достаточно полную информацию о быстродействии ИМТ. Аналогично предыдущему, через емкость  $C_3$  на вход ИМТ можно подать напряжение синусоидальной формы  $U = u_0 \sin \omega t$ , которое преобразуется на входе ИМТ в ток  $J = u_0 \omega C_3 \cos \omega t$ .

## I.10. Основные результаты и выводы

В настоящей главе методы повышения быстродействия ИМТ систематизированы на основе общих принципов частотной коррекции измерительных устройств. Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1/ В той или иной степени нашли применение все основные методы повышения быстродействия, известные из теории автоматического управления.

2/ В теоретических моделях /эквивалентных схемах/ ИМТ ВИР рассматривается, как правило, состоящим из параллельно включенных сосредоточенных сопротивления и емкости, за исключением работ Кендала, который при теоретическом анализе исходит из более сложной структуры ВИР.

3/ Отсутствует удовлетворительный теоретический анализ рассматриваемых эквивалентных схем ИМТ в целом. Теоретические результаты получены при определенных упрощающих предположениях, допустимость которых теоретически и экспериментально не доказывается.

4/ Нет методик для теоретического разложения динамической погрешности на составляющие и их отдельного экспериментального исследования.

5/ Теоретические выводы и экспериментальные результаты расходятся.

6/ Наилучшие экспериментальные результаты получены путем введения в ИМТ элементов, теоретически не обоснованных.

7/ Причины расхождения экспериментальных результатов, полученных разными авторами, и методов коррекции теоретически не исследованы.

8/ Авторы интуитивно объясняют остаточную инерционность ИМТ влиянием распределенной емкости ИМТ.

9/ Для компенсации влияния распределенной емкости ВПР авторы при помощи экранов переформируют физическую структуру резистора и опытным путем настраивают цепи коррекции.

10/ Работы последних тридцати лет в области повышения быстродействия ИМТ не привели к заметному повышению уровня, полученного в начале пятидесятых годов.

II/ Емкостный источник малого импульсного /синусоидального/ тока с генератором треугольного /синусоидального/ напряжения является удовлетворительным источником входного испытательного сигнала для исследования быстродействия ИМТ.

## I. II. Выбранные направления исследования

На основе проведенного анализа выбраны следующие направления исследований:

I. Поиск методов теоретического разложения динамической погрешности на составляющие и их отдельного экспериментального исследования.

2. Поиск теоретических основ усовершенствования эквивалентной схемы ВИР. Разработка более совершенной эквивалентной схемы ВИР.

3. Разработка методики настройки корректирующих цепей вводимых для повышения быстродействия ИМТ.

4. Теоретическое и экспериментальное сравнение известных методов коррекции при уточненной эквивалентной схеме ВИР.

5. Разработка и анализ новых структурных схем ИМТ с повышенным быстродействием.

6. Анализ шумов в быстродействующих ИМТ.

7. Разработка и анализ новых структурных схем ИМТ с пониженными шумами.

8. Разработка и исследование универсального быстродействующего ИМТ.

## ГЛАВА II. РАЗРАБОТКА ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ВИР И МЕТОДИКИ НАСТРОЙКИ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Измерительную систему можно считать известной с точки зрения динамики, если известна ее физическая модель /эквивалентная схема/ или одна из последующих математических моделей, содержащих полную информацию о динамике системы: дифференциальное уравнение /система дифференциальных уравнений/, импульсная или переходная характеристика, передаточная функция, амплитудно-фазо-частотные характеристики [35]. От каждой из этих моделей возможен переход к любой другой из них. Данная глава посвящена исследованию эквивалентной схемы ВИР, разработке корректирующих цепей ИМТ и методики их настройки. При этом предположено, что динамические характеристики ИМТ полностью определяются параметрами ВИР и другие элементы /ИМТ/ на его динамику не влияют.

### 2.1. Эквивалентная схема ВИР

В СССР выпускаются высокоомные резисторы типа КВМ – композиционные вакуумированные малогабаритные и типа КЛМ – композиционные лакированные малогабаритные. Наиболее широкое применение в электрометрической аппаратуре находят ВИР типа КВМ, имеющие большую стабильность [42]. В этих резисторах пленочная композиция нанесена на керамическое основание [30]. Величину сопротивления варьируют путем изменения состава композиционного слоя, а окончательную подгонку производят нанесением спиральной нарезки в композиционном слое [42]. Такой ВИР обладает сосредоточенной емкостью, между его металлическими выводами, а также распределенной емко-

стью, образующейся между его собственными композиционными элементами и относительно объектов, окружающих ВИР в ИМТ. Удовлетворительное математическое описание ВИР как многополюсного элемента с распределенными параметрами является весьма сложной задачей. Не менее сложным было бы описание динамики ИМТ в целом со столь сложным элементом в цепи обратной связи. При практическом выборе способа коррекции частотных характеристик ИМТ и расчета параметров корректирующих цепей неизбежно приходится делать ряд упрощающих допущений и ограничиться приближенными результатами расчетов.

В данном анализе сделана попытка определить приближенную модель ВИР, не пытаясь при этом физически обосновать ее структуру, элементы и параметры. Для этой цели до приступа к анализу сделаны некоторые упрощающие допущения и учтены некоторые общие положения, позволяющие решить задачу формально-математически.

Во-первых, обратим внимание на то, что путем отдаления ВИР от окружающих элементов можно уменьшить емкость между ними и ВИР до сколь угодно низкого уровня. В этом случае ВИР может быть рассмотрен как двухполюсник. ВИР может быть также рассмотрен в качестве двухполюсника, если его поместить в металлический экран, соединенный с одним из его выводов [93]. Наиболее предпочтительным является соединение экрана с тем выводом ВИР, на который подается сигнал обратной связи. В обратном случае могут возникнуть конструктивные проблемы обеспечения высокоомности изоляции экрана от корпуса, а вход ЭУ будет шунтирован дополнительной емкостью, образующейся между экраном и корпусом. В главах III и IV будет показано, что увеличение входной емкости приводит к понижению быстродействия и увеличению шума прибора.

Таким образом, анализ ИМТ в общем случае можно провести на



основании формулы /1.1/, если под  $Z_1$  понимать функцию, адекватно описывающую импеданс ВИР.

Во-вторых, допустим, что  $K(p) = \kappa_0 \rightarrow \infty$  на всех частотах, так что вместо /1.1/ можем рассматривать приближенную формулу:

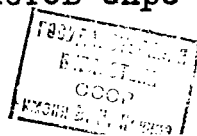
$$W(p) = \frac{Z_1}{\beta} \quad /2.1/$$

О степени действительности формулы /2.1/, можно судить при помощи методик экспериментального и теоретического исследования, приведенных в [4, II] и рассмотренных более подробно в следующей главе. Здесь же отметим, что даже при невыполнении /2.1/ полученные нами результаты позволяют сконструировать корректирующие цепи вне петли общей обратной связи для повышения быстродействия ИМТ. В первой главе было показано, что в случае этих схем коррекции важно знать  $W(p)$  в целом, не интересуясь при этом, каким образом он образуется. Коррекция динамики методом частотно-зависимой обратной связи требует знания структуры и параметров отдельных узлов ИМТ. Применимость данного метода в нашем случае позволяет также в определенной степени судить о выполнимости соотношения /2.1/.

Далее учтем, что любую реальную передаточную функцию можно аппроксимировать с любой желаемой точностью дробно-рациональной функцией в следующем виде [74]:

$$W(p) = \frac{\sum_{i=0}^m a_i p^i}{\sum_{i=0}^n b_i p^i}, \quad m \leq n \quad /2.2/$$

Существует ряд методов [20, 24, 28, 29, 35, 51, 74] определения передаточной функции на основе экспериментальных данных о переходном процессе. Согласно одним из них в ходе расчетов опре-



деляются как коэффициенты  $a_i$ ,  $b_i$ , так и степени  $m$ ,  $n$ . Согласно другим, степени  $m$ ,  $n$  считаются известными априорно, а из экспериментальных данных определяются коэффициенты  $a_i$ ,  $b_i$ .

Мы постараемся ограничиться меньшей возможной степенью  $m$  и определить из эксперимента только коэффициенты  $a_i$ ,  $b_i$ . Такой подход обусловлен необходимостью иметь наиболее простую структуру корректирующих цепей с минимальным количеством элементов.

Согласно [20, 24], по экспериментальной кривой переходной характеристики можно определить соотношение показателей степеней в числителе и знаменателе передаточной функции /2.2/. Для этого не надо проводить специальных расчетов, достаточно рассмотреть вид начального хода кривой переходной характеристики.

У переходной характеристики ИМТ /рис. 18/ наблюдается скачок первой производной этой характеристики, причем сама переходная характеристика скачка не имеет. Из этого следует, что в выражении /2.2/ наивысшие показатели степеней в числителе и знаменателе отличаются друг от друга на единицу, т.е.

$$n = m + 1 \quad /2.3/$$

Наиболее простая передаточная функция, для которой выполняется это условие, имеет вид:

$$W(p) = \frac{\alpha_0}{b_1 p + b_0} \rightarrow \frac{R_1}{T_1 p + 1} \quad /2.4/$$

В первой главе выяснилось, что передаточная функция такого типа описывает ВПР недостаточно точно.

Предположим, что резистор характеризуется следующей функцией,

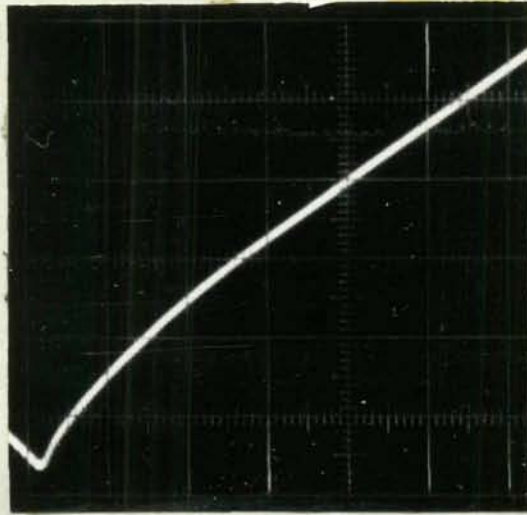


Рис. 18

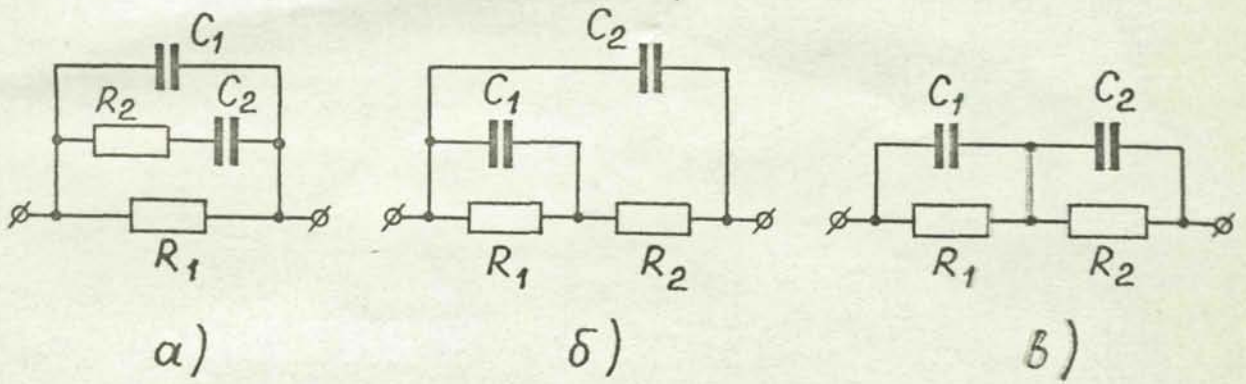


Рис. 19

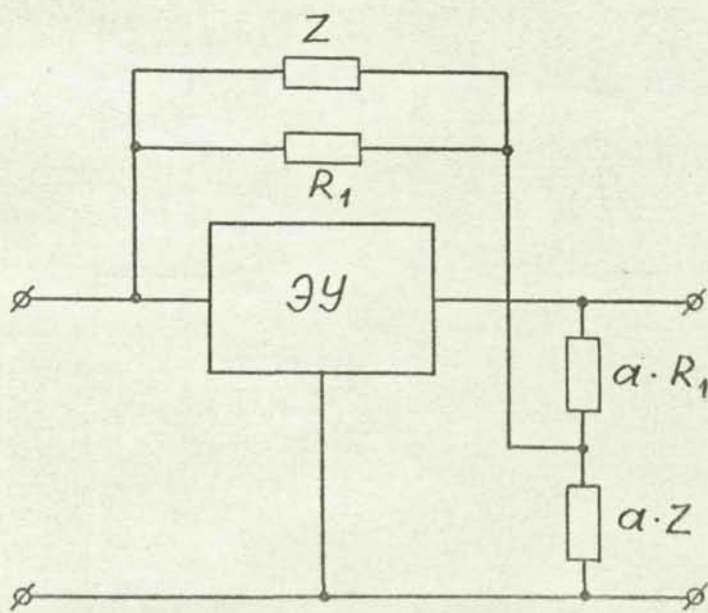


Рис. 20

удовлетворяющей условию /2.3/ [4, 7, 8]:

$$W(p) = \frac{a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad /2.5/$$

Импедансами такого вида обладают эквивалентные схемы ВИР по рис. 19. Через композиционные элементы эти импедансы выражаются соответственно следующими формулами:

$$z_1 = R_1 \frac{R_2 C_2 p + 1}{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) p + 1}, \quad /2.6/$$

$$z_1' = (R_1 + R_2) \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 p + 1}{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) p + 1},$$

$$z_1'' = (R_1 + R_2) \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) p + 1}{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2) p + 1}.$$

В формально-математическом рассмотрении  $z_1$ ,  $z_1'$ ,  $z_1''$  эквивалентны/соответствуют формуле /2.5//, но, на наш взгляд, эквивалентная схема по рис. 19 а имеет некоторые преимущества. Во-первых, омическая составляющая импеданса  $z_1$  характеризуется одним сопротивлением  $R_1$ , а не суммой двух сопротивлений  $R_1 + R_2$  /как это будет для  $z_1'$  и  $z_1''$ /. Во-вторых, эквивалентную схему ВИР по рис. 19 а можно разделить на две параллельные части - омическую и "емкостную" составляющие. При таком представлении эквивалентной схемы ВИР легко содать на основе значения ее элементов делитель обратной связи /рис. 20/, позволяющий скорректи-

ровать передаточную функцию ИМТ. Если в эквивалентной схеме ВИР обозначить часть, включенную параллельно омическому сопротивлению  $R_1$ , через  $z_c(p)$ , то полный импеданс ВИР равен

$$z_1(p) = \frac{R_1 z_c(p)}{R_1 + z_c(p)},$$

а делитель обратной связи с передаточной функцией

$$\beta(p) = \frac{a z_c(p)}{a R_1 + a z_c(p)},$$

где  $a$  — масштабный множитель, превращает передаточную функцию ИМТ  $W(p)$  из комплексной величины  $z_1(p)$  в действительную величину  $R_1$ , /т.е.  $W_1(p)$  скорректирована/:

$$W(p) = \frac{z_1(p)}{\beta(p)} = R_1.$$

Согласно рис. 19 а емкостная часть  $z_c(p)$  будет равна

$$z_c(p) = \frac{R_2 C_2 p + 1}{R_2 C_1 C_2 p^2 + (C_1 + C_2)p}.$$

Для изменения  $z_c(p)$  в  $a$  раз достаточно изменить его элементы  $R_2, C_1, C_2$  следующим образом /рис. 21/:

$$\left. \begin{aligned} R_4 &= \alpha R_2; \\ C_4 &= C_2 / \alpha; \\ C_5 &= C_1 / \alpha. \end{aligned} \right\} \quad /2.7/$$

В работе [I] приведены данные экспериментального исследования макета ИМТ, собранного по структуре рис. 21. В этом ИМТ был применен ВИР со значением  $R_1 = 1000$  Ом. Наилучший вид переходной характеристики был достигнут при делителе обратной связи со сле-

дующими параметрами:  $R_3 = 25$  кОм,  $R_4 = 65$  кОм,  $C_4 = 2$  мкФ,  $C_5 = 0,5$  мкФ. Из кривой на рис. 22 следует, что скорость нарастания фронта до уровня 0,7 составляет примерно 100 мкс. Рассматривая переходную характеристику как экспоненту, получим, что эффективная входная емкость  $C_{эф} \approx 0,0001$  пФ. Полученный результат превышает на порядок быстродействие, достигнутое ранее рассмотренными способами.

Проведенные исследования выявили, что параметры  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  для разных ВИР различны и заранее неизвестны. Это делает настройку делителя обратной связи весьма трудоемкой и заставляет искать более систематизированный метод его настройки.

## 2.2. Метод идентификации ВИР на ЭВМ

Так как знание величин элементов ВИР позволяет без затруднений собрать делитель обратной связи для коррекции динамики ИМГ, в /2/ сделана попытка непосредственно определить эти величины на основе экспериментальной записи переходной характеристики ИМГ.

Переходная характеристика нескорректированного ИМГ с учетом /2.1/ и /2.6/ выражается в следующем виде:

$$g(t) = R_1 \left[ 1 + \frac{T_3 - T_1}{T_1 - T_2} \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) + \frac{T_2 - T_3}{T_1 - T_2} \exp\left(-\frac{t}{T_2}\right) \right] \quad /2.8/$$

где  $t$  - время,  $-T_1^{-1}$  и  $-T_2^{-1}$  - корни полинома

$$R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) p + 1.$$

Функция  $g(t)$  дана нам в виде набора экспериментальных точек  $g_i(t_i)$  и относительно неизвестных  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  следует решить систему уравнений /  $R_1$  считаем известной, т.к. оно может быть определено отдельно методами измерения больших омических сопротивлений [66] /:

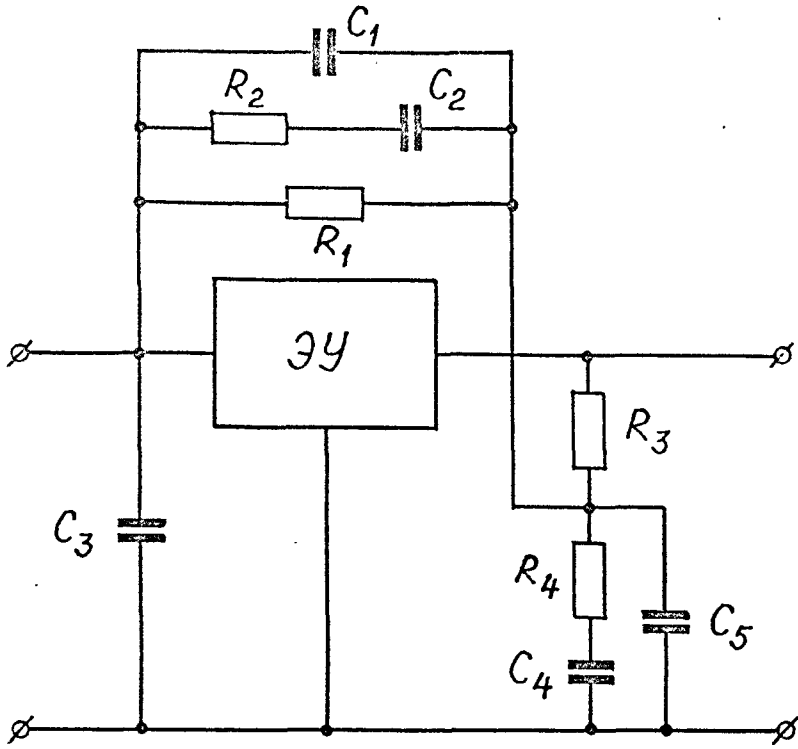


Рис. 21

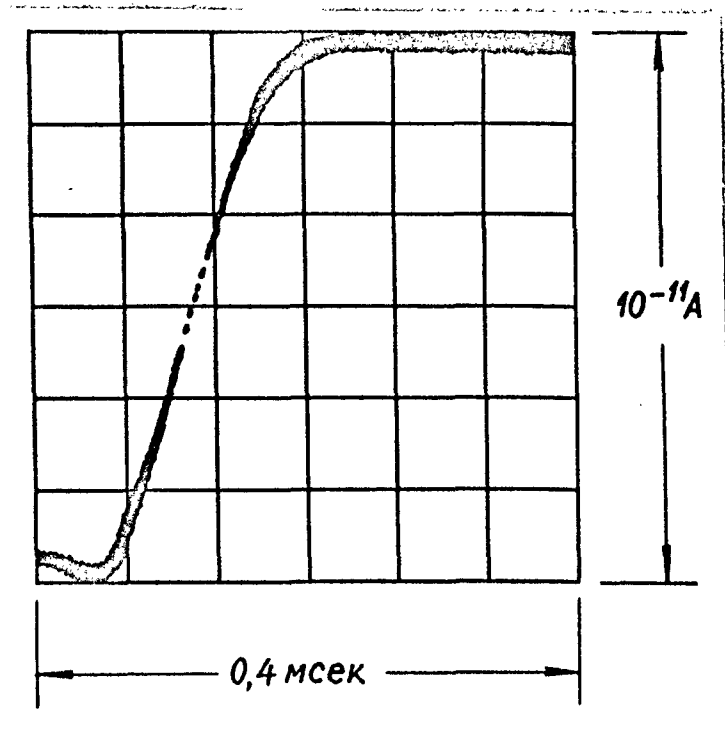


Рис. 22

$$g_i(t_i) = R_1 \left[ 1 + \frac{T_3 - T_1}{T_1 - T_2} \exp\left(-\frac{t_i}{T_1}\right) + \frac{T_2 - T_3}{T_1 - T_2} \exp\left(-\frac{t_i}{T_2}\right) \right] \quad /2.9/$$

$$i = 1, 2, \dots, n,$$

Число экспериментальных точек  $n$  может намного превысить число неизвестных, однако из-за экспериментальных ошибок и собственных помех в ИМТ система противоречива и точное решение отсутствует. Для нахождения приближенного решения системы /2.9/ мы применили метод наименьших квадратов. В случае случайной помехи и ошибок при определении  $g_i(t_i)$  найденное этим методом решение будет наиболее вероятным. Преимуществом этого метода решения системы /2.9/ является также то, что к большинству ЭВМ прилагается стандартная программа решения системы линейных уравнений методом наименьших квадратов, и составление программы в целом значительно упрощается.

Система /2.9/ нелинейна и для линеаризации ее применим метод, изложенный в [81, 97]. Метод заключается в разложении правой части формулы /2.8/ в ряд Тейлора вблизи точки  $/R_2', C_1', C_2'/$ , которую считаем приближенным решением. Ограничиваясь первыми двумя членами разложения, получим новую, линейную систему уравнений:

$$g_i(t_i) - g(t) = \frac{\partial g(t_i)}{\partial C_1} \Delta C_1 + \frac{\partial g(t_i)}{\partial R_2} \Delta R_2 + \frac{\partial g(t_i)}{\partial C_2} \Delta C_2 \quad /2.10/$$

причем  $g(t_i)$  и ее производные взяты в точке  $/R_2', C_1', C_2'/$ .

После решения этой системы методом наименьших квадратов относительно  $\Delta R_2, \Delta C_1, \Delta C_2$  получим новое, более точное решение:



$$\left. \begin{aligned} R_2'' &= R_2' + \Delta R_2; \\ C_1'' &= C_1' + \Delta C_1; \\ C_2'' &= C_2' + \Delta C_2, \end{aligned} \right\}$$

и повторяем процедуру решения пока  $\Delta R_2, \Delta C_1, \Delta C_2$  не становятся достаточно малыми для нас.

Пригодность этого метода была проверена при помощи ЭВМ "Наири-К" на базе переходной характеристики, состоящей из 50 точек, полученных расчетным путем, исходя из заранее заданной эквивалентной схемы ВИР. При составлении программы не ставилось задачи минимизировать время решения. Исключением являлось решение линейной системы уравнений /2.10/ методом наименьших квадратов, для чего имелась оптимизированная стандартная под программа. Время одной итерации нахождения  $\Delta R_2, \Delta C_1, \Delta C_2$  составляло примерно одну минуту, а общее число итераций не превышало четырех. В области сходимости метода такое количество итераций всегда приводило к решению задачи с точностью до 1 % относительно элементов эквивалентной схемы ВИР.

Моделированный гауссовый шум, приводящий к среднеквадратичному отклонению относительно установившегося значения до 5 %, не влиял на область сходимости и точность решения.

Высокая точность сходимости и слабая чувствительность к шуму делают метод хорошо применимым для обнаружения малых изменений в передаточной функции ИМТ. Большие изменения  $g(t)$  могут оказаться за пределами сходимости метода. В этом случае придется снова определять исходный пункт решения. Наши исследования показали, что для реализуемых на практике значений параметров эквивалентной схемы ВИР исходную точку можно определить следующим

образом: из экспериментально полученных точек находим ту, при которой

$$g_m(t_m) = 0,7g_n(t_n)$$

и определяем

$$C_1' = C_2' = \frac{t_m}{R_1}$$

$$R_2' = R_1$$

Такое определение исходной точки приводило всегда к сходимости метода.

Недостатком метода /как и других аналогичных методов идентификации/ является необходимость достаточно точной записи переходной характеристики ИМТ. Аналоговые методы ее записи /при помощи самопишущих потенциометров и фотографирования с экрана осциллографа/ не дали возможности достаточно точно определить начальную стадию переходной характеристики и составить удовлетворяющую цепь коррекции. Цифровые методы записи являются более точными, но требуют дорогой экспериментальной аппаратуры.

Более удобный метод составления корректирующих цепей изложен в работах [3, 16].

## 2.3. Методы экспериментальной настройки корректирующих цепей

### 2.3.1. Соотношение постоянных времени импеданса измерительного резистора

Согласно /2.6/

$$z_1(p) = R_1 \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)} \quad , \quad /2.II/$$

где  $T_1 \div T_3$  имеют те же значение, что и в формуле /2.8/.

Проанализируем полином в знаменателе /2.6/ подробнее. Если допустить, что  $R_1 C_2 = 0$ , то учитывая соотношение

$$R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2) p + 1 = T_1 T_3 p^2 + (T_1 + T_3) p + 1,$$

получим:  $T_1 = R_1 C_1$  ;  $T_2 = T_3 = R_2 C_2$  .

Увеличение множителя  $/R_1 C_1 + R_2 C_2/$  на  $R_1 C_2$  /если  $R_1 C_2 \neq 0/$  приводит к такому изменению корней полинома, что произведение постоянных времени  $T_1$  ;  $T_3$  не изменяется :

$$T_1 \cdot T_3 = T_1' \cdot T_3' = R_1 R_2 C_1 C_2 ,$$

а их сумма увеличивается

$$T_1' + T_3' = R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2 > T_1 + T_3 .$$

Это означает, что постоянные времени  $T_1$  ,  $T_3$  не могут одновременно уменьшаться или увеличиваться, а одна из них должна увеличиваться в то время как другая уменьшаться.

С другой стороны, разность корней

$$\frac{1}{T_3} - \frac{1}{T_1} = 2 \sqrt{\frac{(R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)^2 - 4 R_1 R_2 C_1 C_2}{2 R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

увеличивается с увеличением  $R_1 C_2$  . Этот процесс будет монотонным и непрерывным, причем в предельном случае меньший из корней стремится к нулю. Такой процесс увеличения разности корней возможен, если абсолютная величина большего из корней увеличивается, а меньшего - уменьшается. В таком же соотношении находятся их обратные величины - постоянные времени  $T_1$  и  $T_3$  . /Большая из них возрастает в предельном случае до бесконечности./

Таким образом, можем заключить, что одна из постоянных времени

$T_1, T_3$  при  $R_1 C_2 \neq 0$  будет больше  $T_2$ , а другая - меньше. Следовательно, справедливо неравенство:

$$T_1 > T_2 > T_3 . \quad /2.12/$$

### 2.3.2. Методы экспериментальной настройки корректирующей цепи. Теоретический анализ

Исходим из выражения /2.11/ для  $Z_1$  и предположим, что корректирующая  $\beta$ -цепь содержит только одну постоянную времени  $T_4$ :

$$\beta(p) = \frac{1}{T_4 p + 1} . \quad /2.13/$$

Функция передачи ИМГ с такой цепью обратной связи

$$W(p) = \frac{z_1(p)}{\beta(p)} = R_1 \frac{(T_2 p + 1)(T_4 p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)} , \quad /2.14/$$

где:  $T_4$  в исходный момент может иметь любое отличное от нуля значение. Передаточной функции /2.14/ соответствует переходная характеристика:

$$g_1(t) = R_1 \left( 1 + \alpha e^{-\frac{t}{T_1}} - \beta e^{-\frac{t}{T_3}} \right) , \quad /2.15/$$

где

$$\alpha = \frac{T_1 T_2 + T_1 T_4 - T_1^2 - T_2 T_4}{T_1 (T_1 - T_3)} , \quad /2.16/$$

$$\beta = \frac{T_2 T_3 + T_3 T_4 - T_3^2 - T_2 T_4}{T_3 (T_1 - T_3)} . \quad /2.17/$$

В ходе настройки корректирующей цепи  $T_4$  может быть выбрана равной наименьшей постоянной времени  $T_3$  или наибольшей постоянной времени  $T_1$ . Проанализируем оба эти случая.

Во-первых, будем искать критерий, на основе которого можно установить равенство

$$T_4 = T_3 . \quad /2.18/$$

Рассмотрим начальную часть переходной характеристики /2.15/, где обе экспоненты можно заменить прямыми. С удовлетворяющей точностью эту замену можно произвести в области времен, где  $t < T_3$  и где зависимость  $g_1(t)$  от  $T_3$  сильнее, чем от  $T_1$ . Разложив экспоненты в формулы /2.15/ в ряд и ограничиваясь двумя первыми членами разложения, имеем:

$$\left. \begin{aligned} \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) &\approx 1 - \frac{t}{T_1} ; \\ \exp\left(-\frac{t}{T_3}\right) &\approx 1 - \frac{t}{T_3} . \end{aligned} \right\}$$

С учетом этого получим вместо /2.15/ выражение

$$g_1(t) \approx R_1 \left( 1 - a \frac{t}{T_1} + b \frac{t}{T_3} \right) . \quad /2.18/$$

Продифференцировав /2.18/ получим, что  $g_1'(t) < 0$ , если

$$T_3 < T_4 \cdot d ,$$

где

$$d = \frac{T_3^2 (T_1 - T_2) + T_1^2 (T_2 - T_3)}{T_1 T_3 (T_1 - T_3)} .$$

Это означает, что функция  $g_1(t)$  имеет выброс. Выброс исчезнет, если

$$T_3 \geq T_4 d$$

В общем случае значение  $d$  не определено. В таблице I приведены экспериментальные значения постоянных времени  $T_1 \div T_3$  /в секундах/ для 5 экземпляров ВИР с номиналами 1000 ГОм и соответствующие им значения постоянной  $d$ . Видно, что с определенной степенью точности можно считать  $d$  равной единице. Это означает, что исчезновение выброса при уменьшении  $T_4$  будет критерием для приблизительного выполнения равенства /2.18/.

Таблица I

№	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$d$
1	0,156	0,024	0,0125	1,07
2	0,18	0,016	0,008	1
3	0,204	0,006	0,0027	0,85
4	0,128	0,007	0,0037	0,95
5	0,136	0,007	0,0034	1,05

Теперь можно полагать, что функции  $W(p)$  и  $g(t)$  имеют следующий вид:

$$W(p) = R_1 \frac{T_2 p + 1}{T_1 p + 1} \quad , \quad /2.19/$$

$$g(t) = R_1 \left( 1 + \frac{T_2 - T_1}{T_1} \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) \right) . \quad /2.20/$$

Согласно /2.20/, при  $t = 0^+$  функция  $g(t)$  испытывает скачок высотой  $T_2 / T_1$  относительно установившегося значения. Для полной коррекции  $W(p)$  в  $\beta(p)$  следует включить добавочно к

$T_4$  еще две постоянные времени  $T_5$  и  $T_6$  ;

$$\beta(p) = \frac{(T_5 p + 1)}{(T_4 p + 1)(T_6 p + 1)} , \quad /2.21/$$

причем на основании высоты упомянутого скачка можно определить

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{T_5}{T_6} . \quad /2.22/$$

Полная коррекция  $W(p)$  достигается последующим пропорциональным изменением  $T_5$  ,  $T_6$  до получения ступенчатой реакции на выходе ИМТ.

Таким образом, коррекцию можно провести в два этапа, а именно:

1. Сконструировать  $\beta$  -цепь с одной постоянной времени  $T_4$  и, уменьшая ее величину до исчезновения выброса в переходной характеристике ИМТ, скомпенсировать наименьшую постоянную времени  $T_3$  импеданса ВПР.

2. Определить по высоте скачка переходной характеристики отношение  $T_2 / T_1$  , ввести в  $\beta$  -цепь добавочно две постоянные времени согласно /2.21/ и /2.22/ , и плавным и пропорциональными изменением  $T_5$  ,  $T_6$  добиться полной коррекции ИМТ :

$$W(p) = \frac{z_1(p)}{\beta(p)} \rightarrow R_1 .$$

Перейдем к рассмотрению случаев, когда при помощи  $\beta$  -цепи, соответствующей формуле /2.13/ , будет скомпенсирована наибольшая постоянная времени ВПР  $T_1$  . Теперь исследование начальной стадии переходного процесса не дает нам достаточной информации о соотношении между  $T_1$  и  $T_4$  . Рассмотрим формулу /2.15/ . Предположив, что  $T_4 = T_1$  , получим из /2.16/ и /2.17/

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \frac{T_2 T_3 + T_1 T_3 - T_3^2 - T_1 T_2}{T_3 (T_1 - T_3)} .$$

Тогда функции  $W(p)$  и  $g(t)$  принимают вид:

$$W(p) = R_1 \frac{T_2 p + 1}{T_3 p + 1} ; \quad /2.23/$$

$$g(t) = R_1 \left( 1 + \frac{T_2 - T_3}{T_3} e^{-\frac{t}{T_3}} \right) . \quad /2.24/$$

Согласно /2.23/ и /2.24/, при  $t = 0^+$  функция  $g(t)$  имеет скачок высотой  $T_2 / T_3$  относительно установившегося значения и последующий монотонный спад, асимптотически приближающийся к постоянному значению.

Аналитическое исследование функции  $g(t)$  при  $T_4 \neq T_1$  было бы более громоздким, чем в предыдущем случае, где мы при помощи  $T_4$  скомпенсировали  $T_3$ , поэтому ограничиваемся здесь рассмотрением экспериментальных результатов. Практические исследования показывают, что при  $T_4 < T_1$  функция  $g(t)$  имеет участок с положительным наклоном, исчезновение которого можно считать критерием равенства  $T_4 = T_1$ .

Далее процесс настройки корректирующей  $\beta$ -цепи может быть аналогичен предыдущему случаю - введение в  $\beta$ -цепь дополнительных постоянных времени  $T_5, T_6$  и их пропорциональное изменение до полной коррекции ИМТ.

### 2.3.3. Схемы коррекции и экспериментальные результаты.

В отличие от рассмотренного в § 2.3.2 метода идентификации ВИР, приведенные в § 2.3.3 методы не требуют записи и специаль-



ной математической обработки переходной характеристики ИМТ. Это делает их применение удобным даже в скромных лабораторных условиях.

Для реализации упомянутых методов на практике следует видоизменить структуру корректирующей цепи и ИМТ в целом. Согласно рис. 21 и формулам /2.1/, /2.6/, постоянные времени  $T_4 \div T_6$  взаимозависимы и перестройка одной из них приведет также изменению других. Если на первом этапе настройки составить и настроить  $\beta$ -цепь только из элементов  $R_3, C_5$ , то добавление к ней /на втором этапе настройки/ цепочки  $R_4, C_4$  приведет к нарушению достигнутого положения. С другой стороны при изменении  $C_5$  изменяются также  $T_5$  или  $T_6$ .

При реализации данных методов в работах [3, 16] корректирующая цепь разделена на две взаиморазвязанные части /рис. 23, 24/.

Общая функция передачи такого ИМТ

$$W(p) = \frac{z_1(p)}{\beta_1(p) \cdot \beta_2(p)}$$

Здесь функция  $\beta_1$  реализована при помощи частотно-зависимого делителя напряжения в цепи обратной связи операционного усилителя /ОУ/. ОУ включен последовательно с ЭУ вне цепи обратной связи ЭУ. В нашем случае:

$$\beta_1(p) = (T_4 p + 1)^{-1} = (R_5 C_5 p + 1)^{-1} \quad /2.25/$$

Способ реализации функции  $\beta_2$  зависит от того, какую из постоянных времени,  $T_1$  или  $T_3$ , скомпенсировать при помощи  $\beta_2$ -цепи.

Если при помощи этой цепи скомпенсировать наибольшую постоянную времени -  $T_1$ , то согласно /2.23/  $\beta_2$ -цепь реализуема в виде пассивной цепи, включенной последовательно ЭУ /рис. 23/,

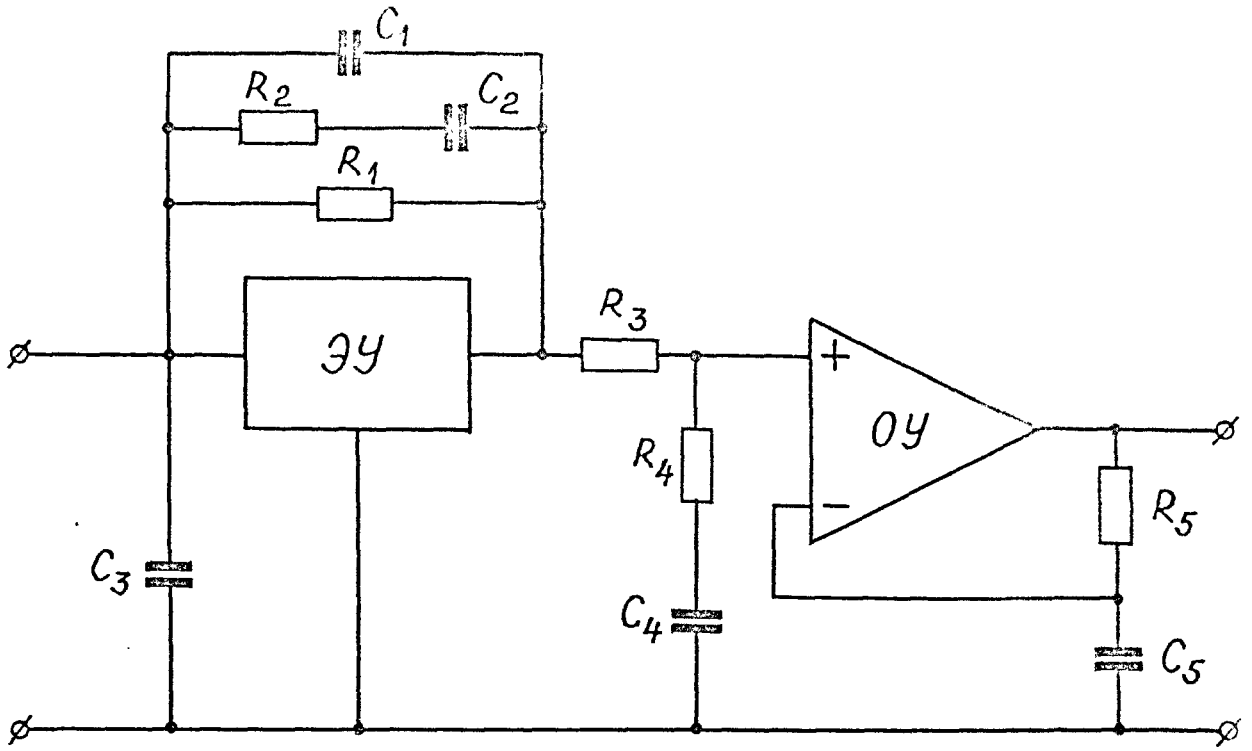


Рис. 23

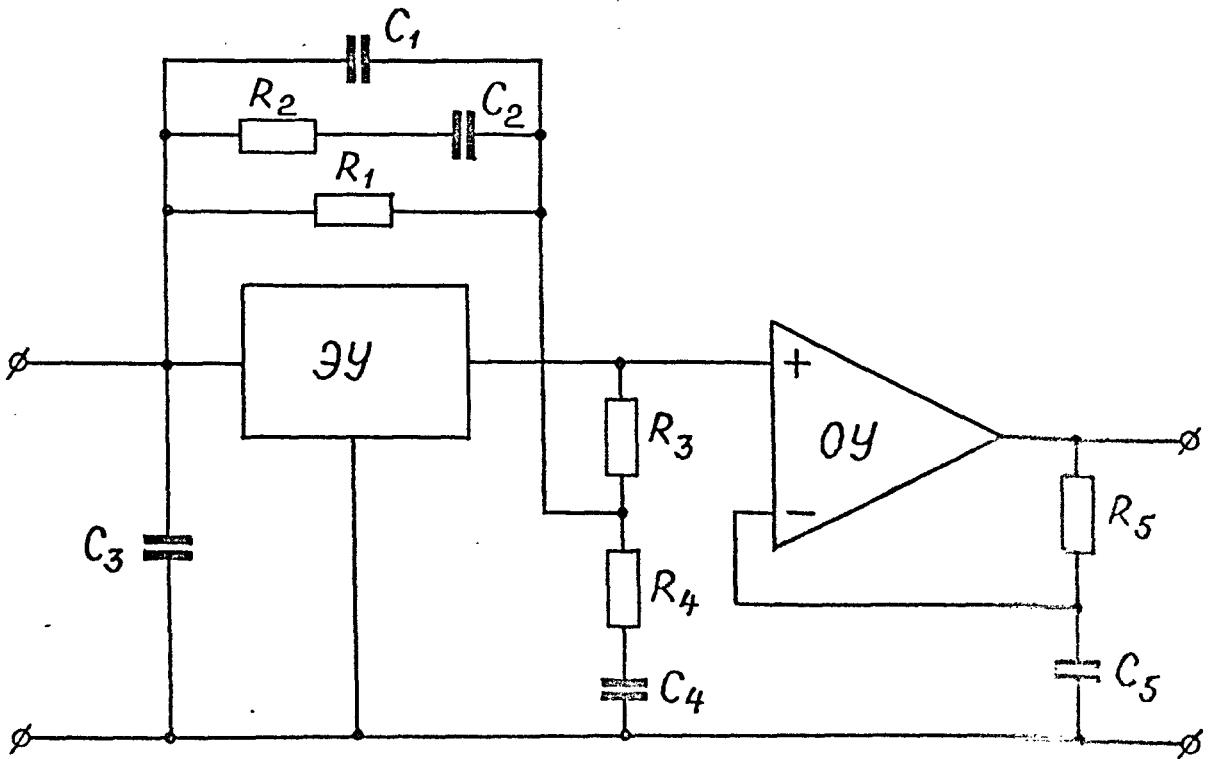


Рис. 24

причем

$$\beta_2(p) = \frac{(R_3 + R_4)C_4 p + 1}{R_4 C_4 p + 1} \quad /2.26/$$

Если же при помощи  $\beta_2$ -цепи скомпенсировать наименьшую постоянную времени  $T_3$ , то  $\beta_2$ -цепь может быть реализована включением частотно-зависимого делителя в цепь обратной связи ЭУ /рис. 24/.

Экспериментальные исследования выявили некоторые преимущества первого метода коррекции, при котором на первом этапе компенсируется наименьшая постоянная времени  $T_3$ . Это связано с тем, что согласно второму способу при  $T_1 = T_4$  на выходе ИМТ происходит быстрый выброс напряжения и его высоту трудно определить при тех скоростях развертки осциллографа, на которых происходит настройка. С другой стороны, на больших скоростях развертки трудно осуществить синхронизацию осциллографа.

На рис. 25 приведены осциллограммы  $q(t)$  при  $\beta_1 = \beta_2 = 1$  /рис. 25 а/, при  $\beta_2 = 1$  и  $T_4 > T_3$  /рис. 25 б/, при  $\beta_2 = 1$ ,  $T_4 = T_3$  /рис. 25 в/ и при  $q(t) = R_1$  /рис. 25 г/.

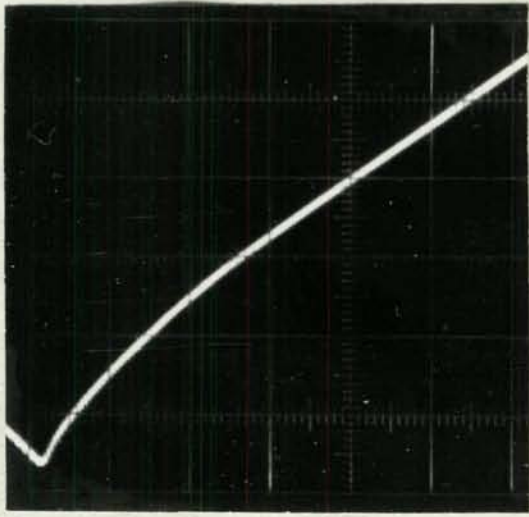
#### 2.4. Основные результаты и выводы

1. Для описания импеданса ВИР применен формально-математический подход без уточнения реальной физической структуры ВИР.

2. Найдена функция  $z_1(p)$ , более точно описывающая импеданс ВИР:

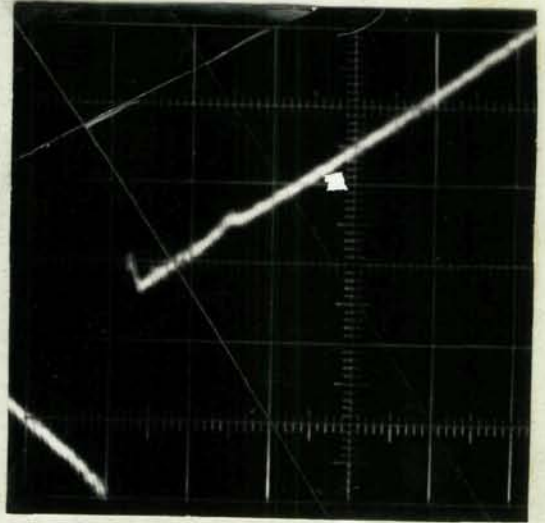
$$z_1(p) = R_1 \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)}$$

3. Разработан метод идентификации функции  $z_1(p)$  при помощи ЭВМ. Метод слабо зависит от шумов ИМТ.



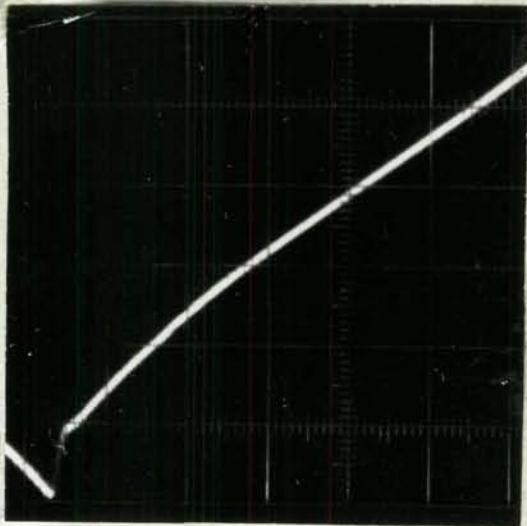
← 12 мс →

а)



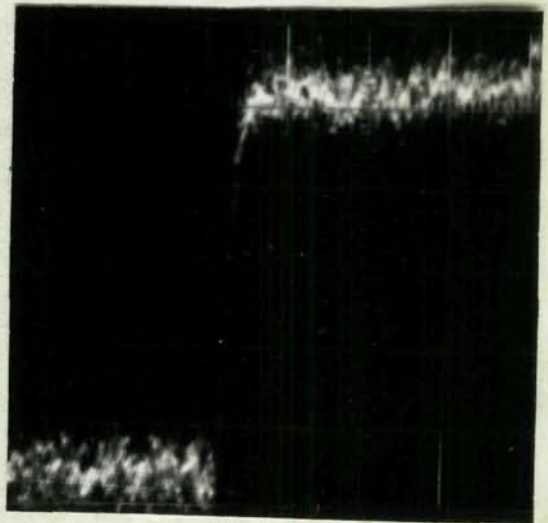
← 12 мс →

б)



← 12 мс →

в)



← 12 мс →

г)

Рис. 25

4. Разработаны два метода настройки корректирующих цепей, предназначенных для повышения быстродействия ИМТ.

5. Экспериментально доказана применимость одного из этих методов для настройки корректирующих цепей.

6. При сопротивлении ВИР  $R_1 = 1000 \text{ ГОм}$  получено время установления показания на уровне 0,7, составляющее 100 мкс. Полученный результат превышает на порядок быстродействие, достигнутое ранее.

### ГЛАВА III. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭУ НА БЫСТРО- ДЕЙСТВИЕ ИМТ

В предыдущей главе было сделано допущение о бесконечности коэффициента усиления ЭУ на всех рассматриваемых частотах. При исследовании быстродействия ИМТ с упрощенной таким образом функцией передачи оказалось, что главной причиной появления динамической погрешности ИМТ являлось несоответствие характеристик корректирующего звена и характеристик импеданса ВИР. При более точном совпадении этих характеристик быстродействие ИМТ удалось значительно повысить. При этом можно предположить, что в общей динамической погрешности наиболее важную роль играет составляющая, обусловленная реальным ЭУ. На это указывает обстоятельство, что увеличение входной емкости  $C_2$  значительно влияло на быстродействие ИМТ, описанного в статье [3] и в предыдущей главе.

В настоящей главе рассмотрим подробнее динамическую погрешность ИМТ, обусловленную реальным ЭУ. Для этого подвергаем анализу ИМТ со структурой, приведенной на рис. 26. В данном ИМТ коррекция может быть осуществлена при помощи частотно-зависимой обратной связи или путем умножения операторных чувствительностей, или же обоими этими методами одновременно в зависимости от того, какой вид мы придаем  $\alpha \equiv \alpha(p)$  и  $\beta \equiv \beta(p)$ . К рассматриваемой структуре можно привести также схему Прилуцкого /рис. 17/, однако данная структура не описывает схему коррекции с емкостью в цепи положительной обратной связи /рис. 16/ и схем коррекции методом Кендалля /рис. 13, 15/. Этим схемам, как редко

используемым, мы здесь внимания не уделяем. Целью настоящей главы является также разработка новой структуры ИМТ, позволяющей повысить быстродействие ИМТ за счет улучшения согласования последнего с объектом измерения.

В ходе анализа внимание будет обращено на функцию передачи полезного сигнала. Источники шумов и их функции передачи будут рассмотрены в следующей главе.

### 3.1. Методика теоретического и экспериментального исследования

Функцию передачи  $W(p)$  ИМТ по блок-схеме, изображенной на рис. 26, можно представить в виде

$$W(p) = \frac{z_1}{\alpha\beta} \frac{K\gamma\beta}{1+K\gamma\beta}, \quad /3.1/$$

где:

$$\gamma = \frac{z_2}{z_1 + z_2}, \quad /3.2/$$

или в виде:

$$W(p) = \frac{Kz_1}{1+K\beta + z_1/z_2} \cdot \frac{1}{\alpha} \quad /3.3/$$

Формулы /3.1/ и /3.3/ эквивалентны, т.к. /3.3/ получена из /3.1/ путем замены в ней  $\gamma$  по /3.2/. Для анализа динамики ИМТ при определенных  $z_1$ ;  $z_2$ ;  $K$ ;  $\alpha$ ;  $\beta$ , как правило [42], исходят из формулы /3.3/. Это приводит к верному, но громоздкому и плохо интерпретируемому результату, как с теоретической, так и с экспериментальной точки зрения.

Более удобной для анализа представляется  $W(p)$  в виде /3.1/. Эту функцию можно разложить на две части -  $W_z(p)$  и  $W_y(p)$  [4] так, что

$$W(p) = W_z(p) \cdot W_y(p) \quad /3.4/$$

и

$$W_z(p) = \frac{z_1}{\alpha \beta} \quad ; \quad /3.5/$$

$$W_y(p) = \frac{K \gamma \beta}{1 + K \gamma \beta} \quad /3.6/$$

При таком представлении  $W(p)$  нетрудно заметить аналогию функции /3.1/ с функцией передачи решающих усилителей [60]. Функция  $W_z(p)$  по /3.5/ соответствует представлению идеальной математической операции, совершаемой решающим усилителем, а  $W_y(p)$  по /3.6/ описывает динамику собственно усилителя.

В нашем случае желательно, чтобы модуль функции  $W(p)$  стремился к действительной величине  $R_1$  :

$$|W(j\omega)| \rightarrow R_1 \quad /3.7/$$

Достаточным для этого будет условие, чтобы модули функций  $W_z(p)$  и  $W_y(p)$  в отдельности стремились соответственно к величине  $R_1$  и к единице:

$$\left. \begin{array}{l} |W_z(j\omega)| \rightarrow R_1 ; \\ |W_y(j\omega)| \rightarrow 1 . \end{array} \right\} \quad /3.8/$$

Естественно, /3.8/ не будет необходимым условием для выполнения /3.7/. Например, при коррекции методом Прилуцкого реализуется случай, где именно при помощи частотной зависимости  $|W_y(j\omega)|$  компенсируется частотная зависимость  $|W_z(j\omega)|$  .

Мы будем требовать выполнения /3.8/ и тем самым опустим метод



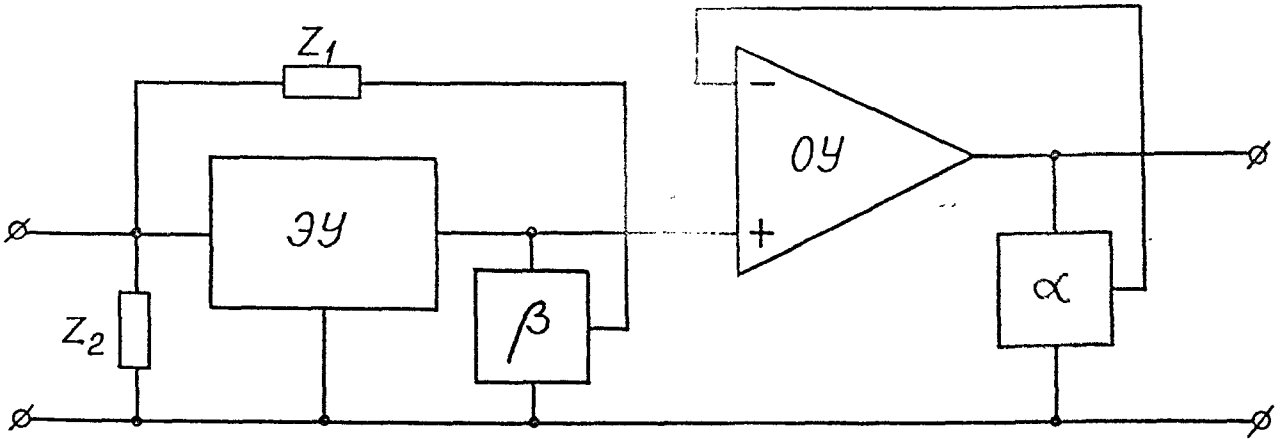


Рис. 26

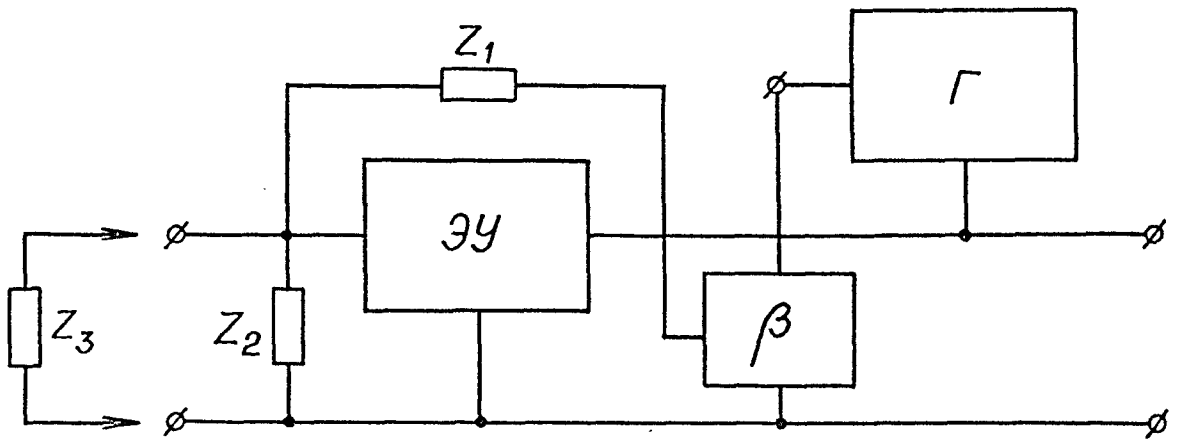


Рис. 27

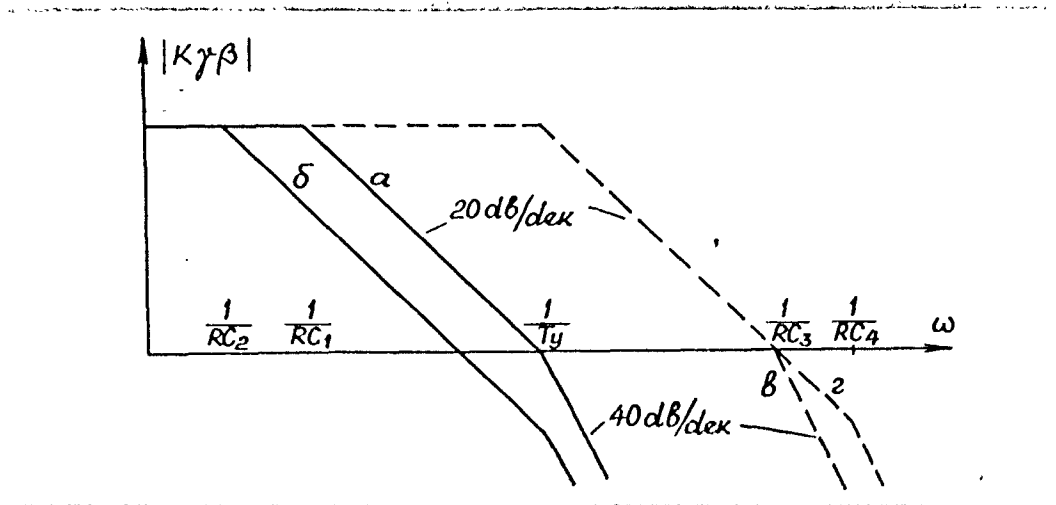


Рис. 28

Прилуцкого из анализа.

Под частотной погрешностью  $|\delta W_y|$ , обусловленной ЭУ, будем понимать модуль относительного отклонения  $W_y(j\omega)$  от единицы, или вернее, модуль относительного отклонения единицы от  $W_y(j\omega)$ , что в сущности ничего не меняет, но позволяет получить более наглядные результаты:

$$|\delta W_y| = \left| \frac{1 - W_y(j\omega)}{W_y(j\omega)} \right|. \quad /3.9/$$

Аналогично погрешность  $|\delta W_z|$ , обусловленную несоответствием характеристик корректирующих звеньев и импеданса ВПР  $z_1$ , можно выразить в виде:

$$|\delta W_z| = \left| \frac{R_1 - W_z(j\omega)}{W_z(j\omega)} \right|. \quad /3.10/$$

На основе /3.6/ и /3.9/ получим:

$$|\delta W_y| = |K\gamma\beta|^{-1}. \quad /3.11/$$

Здесь  $|K\gamma\beta|$  есть не что иное, как модель коэффициента передачи ЭУ при разомкнутой петле обратной связи. Наклон кривой  $|K\gamma\beta|$  в месте пересечения с линией единичного усиления определяет степень устойчивости ЭУ. Следовательно, при проектировании ИМТ нужно найти из класса функций  $K\gamma\beta$ , обеспечивающих устойчивость, ту, которая обеспечит также необходимую точность. В случае решающих усилителей, как правило, оптимальным считают усилитель, для которого  $|\delta W_z| \approx (2 \div 5) |\delta W_y| [60]$ . В настоящее время мала вероятность получения частотной погрешности ИМТ ниже нескольких процентов /отсутствуют также методы и средства для ее более точного определения/, поэтому достаточно иметь  $|K\gamma\beta|$

порядка ста во всей рабочей полосе частот ИМТ.

Далее предположим, что

$$\left. \begin{aligned} K(p) &= \frac{K_0}{T_y p + 1} ; \\ z_2 &= (C_3 p)^{-1} , \end{aligned} \right\} \quad /3.12/$$

и проанализируем  $K\gamma\beta$  при разных  $z_1$  и  $\beta$ .

Внутреннюю структуру и форму функции передачи корректирующего звена  $\alpha$  мы здесь не уточняем, т.к.  $|\delta W_y|$  от него не зависит. Без использования этого звена, как ниже будет показано, осуществляется также экспериментальное исследование  $|\delta W_y|$ .

Для обеспечения устойчивости ИМТ необходимо, чтобы фазочастотная характеристика /ФЧХ/  $K\gamma\beta$  лежала внутри интервала  $[-\pi \div +\pi]$  по крайней мере вблизи частоты среза /т.е. частоты, при которой  $|K\gamma\beta| = 1$  /.

Дополнительные требования к ширине интервала ФЧХ накладывают требования к качеству переходного процесса при скачкообразном возмущении ЭУ.

Как известно, фазовый сдвиг на какой-либо частоте пропорционален наклону /затуханию/ логарифмической амплитудно-частотной характеристики /АЧХ/ в окрестности этой частоты при достаточной протяженности диапазона частот с данным наклоном. Фазовый сдвиг также зависит от затухания АЧХ на соседних участках, но с меньшим весом, причем последний уменьшается по мере удаления этого участка от данной частоты. При бесконечно большом диапазоне частот фазовый сдвиг  $\varphi = A/40\pi$ , где  $A$  - затухание /наклон/ АЧХ в децибелах на декаду [60]. Такая связь между АЧХ и ФЧХ приводит нас к анализу диаграмм Боде с целью выяснения оптимальных параметров ЭУ. К более подробному изучению ФЧХ мы не прибегаем

и для обеспечения устойчивости требуем от ЭУ только, чтобы диаграммы Боде пересекали линию единичного усиления с наклоном 20 дБ/дек. Полученную  $\xi_{\Sigma}$  при этом погрешность  $\delta W_y$  считаем допустимой, учитывая также, что из-за погрешности  $\delta W_z$  возмущение ЭУ никогда не будет строго скачкообразным, что дополнительно уменьшает перерегулирование ЭУ.

Методика экспериментального исследования передаточной функции ИМТ  $W(p)$  была рассмотрена в первой главе. Здесь отметим, что непосредственному экспериментальному исследованию можно подвергнуть также функцию  $W_y(p)$ . Напряжение, вводимое от генератора  $\Gamma$  в цепь обратной связи ЭУ согласно рис. 27, передается на выход ЭУ с функцией передачи, описываемой формулой /3.6/ [10]. Примечательно при этом, что таким образом можно исследовать  $W_y(p)$  также при полностью собранной схеме ИМТ, т.е. когда к его входу подключены объект измерения, соединительные и коммутационные цепи, характеризуемые на рис. 27 импедансом  $Z_3$ . Функция  $W_z(p)$  от этих цепей, естественно, не зависит.

### 3.2. ИМТ с полной коррекцией $|\delta W_z|$ в цепи обратной связи

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 26. Допустим, что

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= R_1 ; \\ z_2 &= (C_2 p)^{-1} . \end{aligned} \right\} \quad /3.13/$$

Рассматриваемый случай из-за неизбежного емкостного характера ВИР в чистом виде не реализуется, однако своей наглядностью представляет для нас определенный интерес. Здесь  $W_z(p) = R_1$  и дополнительная коррекция  $\delta W_z$  не требуется  $|\alpha \cdot \beta = 1|$ . Ниже увидим, что  $\delta W_y$  имеет аналогичный вид также в случае других

эквивалентных схем ВПР, если соответствующая полная коррекция  $\delta W_z$  осуществляется в цепи отрицательной обратной связи ЭУ.

С учетом /3.2/, /3.12/ и /3.13/ получим

$$\gamma = \frac{1}{R_1 C_2 p + 1}$$

и

$$K\gamma\beta = \frac{K_0}{R_1 C_2 p + 1} \cdot \frac{1}{T_y p + 1} \quad /3.14/$$

Соответствующим выбором  $K_0$ ,  $R_1$ ,  $C_2$  или  $T_y$  нам нужно обеспечить одновременно устойчивость ЭУ и достаточно высокое значение  $|K\gamma\beta|$  в требуемой области частот.

На рис. 28 представлены диаграммы Боде при фиксированных  $K_0$  и  $T_y$  при разных  $R_1 C_2$ . Для обеспечения устойчивости должно быть выполнено одно из нижеприведенных соотношений:

$$R_1 C_2 \geq T_y \cdot K_0 \quad ; \quad /3.15/$$

$$R_1 C_2 \leq \frac{T_y}{K_0} \quad . \quad /3.16/$$

На интервал частот  $\Delta f = (2\pi R_1 C_2)^{-1}$ , при котором /3.15/ и /3.16/ не выполняются одновременно, мы в дальнейшем обратим особое внимание как на класс  $\Delta R_1 C_2$ , при котором ЭУ теряет устойчивость.

У ИМТ, построенных на интегральных микросхемах,  $T_y$  находится в пределах  $/10^{-1} \div 10^{-3}/$  с, а  $K_0 \approx 10^5$  [48]. Следовательно, из /3.15/ и /3.16/ получим

$$R_1 C_2 \geq (10^2 \div 10^4) \text{ с} \quad ;$$

$$R_1 C_2 \leq (10^{-6} \div 10^{-8}) \text{ с} \quad .$$

Видим, что при  $R_1 = /10 \div 1000/$  ГОм условия обеспечения устойчивости накладывают на допустимые емкости  $C_2$  серьезные ограничения. Для обеспечения работоспособности ИМТ емкость  $C_2$  должна быть значительной /выше 100 пФ/, что приводит к возрастанию погрешности  $\delta W_y$ , или весьма малой /ниже  $10^{-4}$  пФ/, что технически трудно реализуемо.

Из рис. 28 следует, что ИМТ, работающий на пределе устойчивости /кривая а/, обеспечивает меньшую погрешность  $\delta W_y$ , чем ИМТ, имеющий запас устойчивости /кривая б/. Также нет смысла иметь лишний запас в выполнении условия /3.16/, поскольку это не приведет к заметному уменьшению погрешности  $\delta W_y$  /кривая г/.

Далее допустим, что

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \frac{R_1}{R_1 C_1 p + 1} ; \\ \beta &= \frac{1}{T_3 p + 1} ; \\ T_2 &= R_1 C_1 . \end{aligned} \right\} \quad /3.17/$$

При этом

$$\gamma = \frac{R_1 C_1 p + 1}{R_1 (C_1 + C_2) p + 1} .$$

Как правило,  $C_1 \ll C_2$  и мы получаем для  $|K \gamma \beta|$  формулу, совпадающую уже проанализированной формулой /3.14/.

Допуская, что

$$z_1 = R_1 \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)} ;$$

$$\beta = \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)} ,$$

получим:

$$\gamma = \frac{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)}{(R_1 C_2 T_2 + T_1 T_3) p^2 + (R_1 C_2 + T_1 + T_3) p + 1}$$

Так как  $R_1 C_2 \gg T_1 + T_3$  и  $R_1 C_2 \gg T_2$ , можем в последнем выражении  $R_1 C_2 + T_1 + T_3$  заменить на  $R_1 C_2 + T_2$ ; также можно  $R_1 C_2 T_2 + T_1 T_3$  заменить на  $R_1 C_2 T_2$ . С учетом этого имеем:

$$\begin{aligned} K\gamma\beta &= \frac{\kappa_0 (T_2 p + 1)}{(T_y p + 1) [R_1 C_2 T_2 p^2 + (R_1 C_2 + T_2) p + 1]} = \\ &= \frac{\kappa_0 (T_2 p + 1)}{(T_y p + 1) (R_1 C_2 p + 1) (T_2 p + 1)} \end{aligned}$$

и окончательно:

$$K\gamma\beta = \frac{\kappa_0}{T_y p + 1} \cdot \frac{1}{R_1 C_2 p + 1},$$

что также совпадает с формулой /3.14/.

Таким образом, можем заключить, что полная коррекция в цепи отрицательной обратной связи приведет к трудностям при выполнении условия устойчивости или к преднамеренному увеличению  $C_2$  и  $\delta W_y$ .

3.3. ИМТ с неполной коррекцией  $|\delta W_z|$  в цепи обратной связи

Допустим, что в ИМТ на рис. 26

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \frac{R_1}{R_1 C_1 p + 1}; \\ \beta &= 1; \\ \alpha &= \frac{z_1}{R_1}. \end{aligned} \right\} \quad /3.18/$$

Тем самым коррекция  $\delta W_z$  при помощи обратной связи ЭУ отсутствует; она осуществлена методом умножения операторных чувствительностей.

Согласно /3.2/, /3.12/, /3.18/

$$\left. \begin{aligned} \gamma &= \frac{R_1 C_1 p + 1}{R_1 (C_1 + C_2) p + 1} ; \\ K\gamma\beta &= \frac{K_0 (R_1 C_1 p + 1)}{(T_y p + 1) [R_1 (C_1 + C_2) p + 1]} . \end{aligned} \right\} /3.19/$$

На рис. 29 представлены диаграммы Боде по формуле /3.19/. Кривая  $a$  соответствует условию

$$R_1 C_2 > R_1 C_1 > T_y . \quad /3.20/$$

Видно, что по сравнению с кривой  $a$ , приведенной на рис.28, кривая  $|K\gamma\beta|$  имеет менее резкий спад на высоких частотах. Согласно /3.9/ это обуславливает меньшую погрешность  $\delta W_y$  на этих частотах. Кроме того, при выполнении условия /3.20/ ИМТ устойчив при всех  $C_2$ .

Погрешность  $\delta W_y$  уменьшается с увеличением  $C_1$ . При этом, естественно, погрешность  $\delta W_z$  не увеличивается, т.к. ее мы считаем скорректированной при помощи звена  $\alpha$ . Следует однако, что преднамеренное увеличение емкости  $C_1$  не должно приводить к увеличению ее абсолютной неустойчивости, что усложняет коррекцию  $\delta W_z$ .

Аналогичный замедленный спад  $|K\gamma\beta|$  в области высоких частот дает неполная коррекция  $\delta W_z$  при помощи  $\beta$ -цепи, если допустить, что



$$z_1 = R_1 \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)},$$

а

$$\beta = \frac{T_2 p + 1}{T_1 p + 1},$$

или

$$\beta = \frac{1}{T_3 p + 1}.$$

В первом случае

$$K\gamma\beta = \frac{k_0 (T_3 p + 1)}{(R_1 C_2 p + 1)(T_4 p + 1)}, \quad /3.21/$$

а во втором случае имеем

$$K\gamma\beta = \frac{k_0 (T_1 p + 1)}{(R_1 C_2 p + 1)(T_2 p + 1)(T_4 p + 1)}. \quad /3.22/$$

Диаграммы Боде  $|K\gamma\beta|$ , построенные по формулам /3.21/ и /3.22/, приведены на рис. 30 /кривые а и б соответственно/ для одного из случаев, встречающихся на практике:  $T_1 = 0,12$  с;  $T_2 = 0,007$  с;  $T_3 = 0,003$  с.  $|K\gamma\beta|$  по /3.21/ имеет большее значение в области средних частот, а по /3.22/ - в области высоких частот. Выбор наиболее предпочитаемой из этих способов коррекции зависит от частотной зависимости погрешности  $\delta W_z$ . Как было отмечено выше, коррекция  $\delta W_z$  должна быть осуществлена таким образом, чтобы расширился диапазон частот, где выполняется условие  $|\delta W_z| \approx (2 \div 5) |\delta W_y|$ .

Естественно, имеется возможность полной коррекции  $|\delta W_z|$  при помощи  $\alpha$  -цепи. Избегая громоздких теоретических выкладок, при-

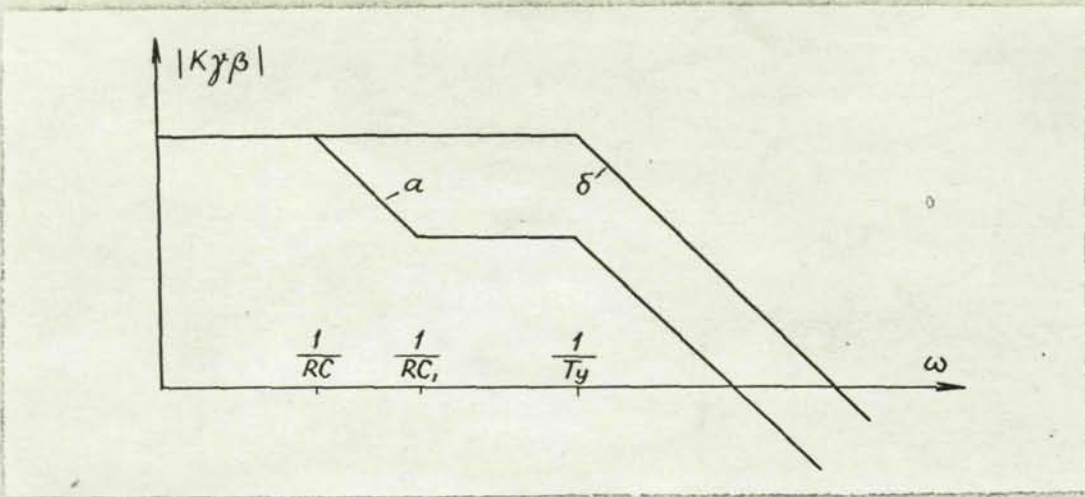


Рис. 29

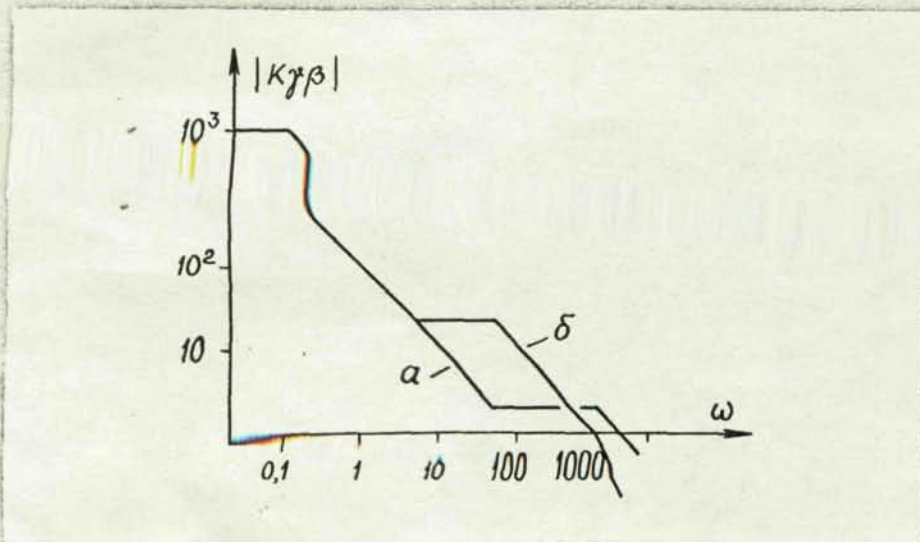


Рис. 30

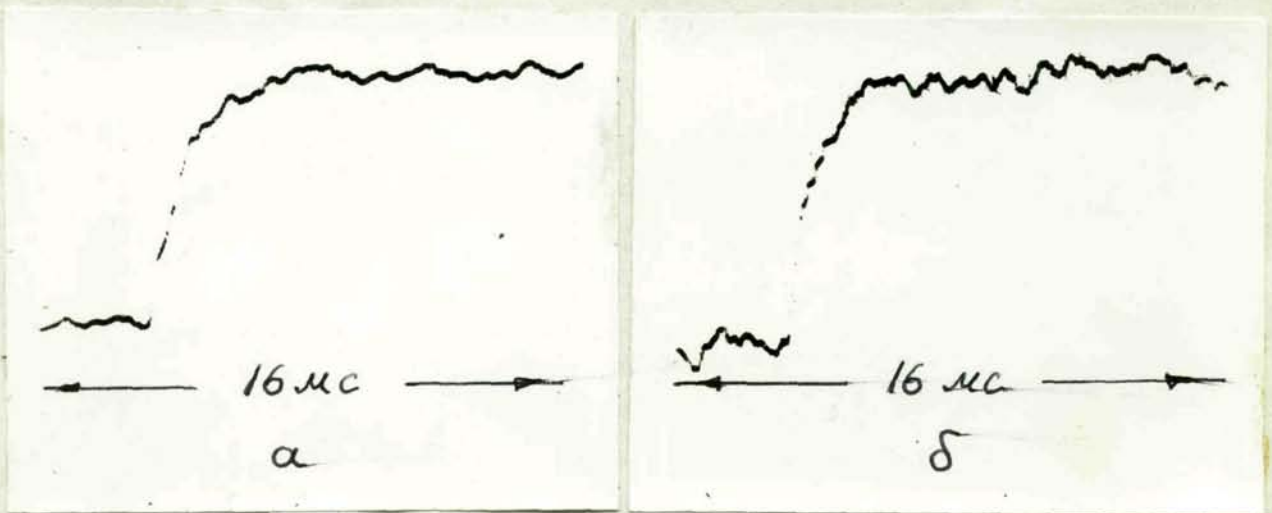


Рис. 31

ведем здесь экспериментальные исследования [4] по сравнительно двух способов коррекции: во-первых, если  $\alpha = 1$ ,  $\beta = z_1 / R_1$  /рис. 31/ и, во-вторых, если  $\alpha = z_1 / R_1$ , а  $\beta = 1$  /рис. 32/. В обоих случаях  $z_1$  выражается по формуле /2.10/.

На рис. 30 а и 31 а изображена реакция ИМТ в целом на возмущение ступенчатым входным током /т.е. переходная характеристика ИМТ/. На рис. 31 б и 32 б представлена реакция ЭУ на ступенчатое напряжение, введенное в цепь его обратной связи согласно рис. 27.

Из рисунков видно, что во втором случае получено значительно большее быстродействие, чем в первом случае. Обусловлено это меньшей инерционностью собственно ЭУ при втором методе коррекции по сравнению с коррекцией в цепи обратной связи ЭУ.

### 3.4. Влияние переключения поддиапазонов на быстродействие и устойчивость ИМТ [14].

Переключение поддиапазонов ИМТ производится с целью изменения масштаба его передаточной функции. Хотя изменение формы данной функции при этом не является самоцелью и часто нежелательно, не все применяемые способы переключения обеспечивают сохранность формы этой функции. Может случиться, что ЭУ, являющийся оптимальным относительно устойчивости и величины погрешности  $\delta W_y$  на одном поддиапазоне, теряет эти качества на другом поддиапазоне. В связи с этим проанализируем несколько способов переключения поддиапазонов ИМТ.

Как выясняется ниже, анализируемые методы не идентичны, хотя в некоторых случаях и по некоторым параметрам и совпадают.

Для упрощения анализа допустим, что  $z_1 = R_1$ . Это приводит нас к анализу формул типа /3.14/. Таким образом, мы подвергаем

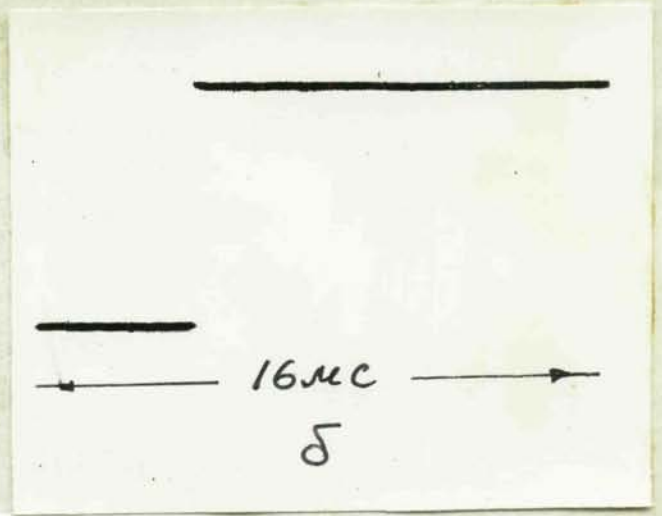
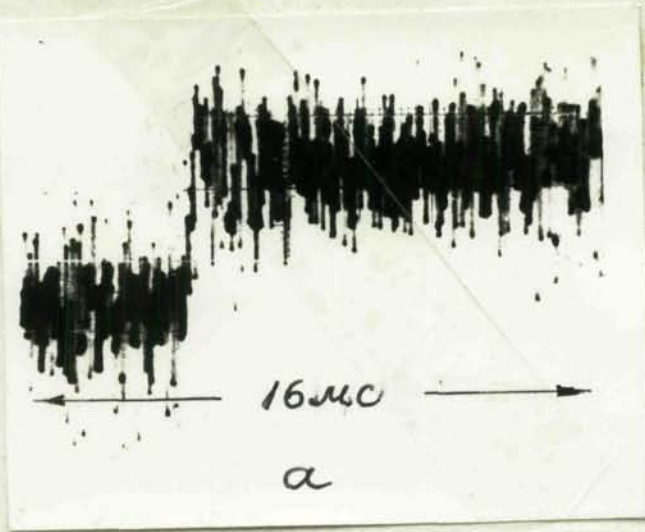


Рис. 32

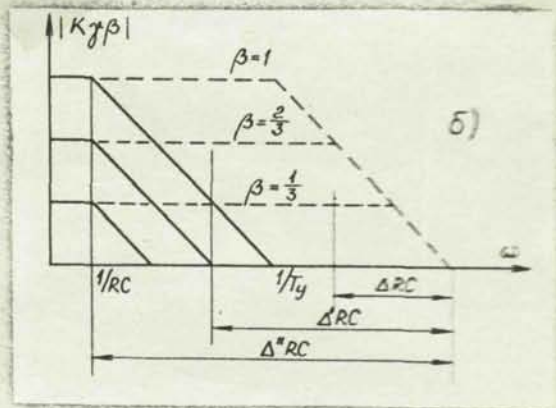
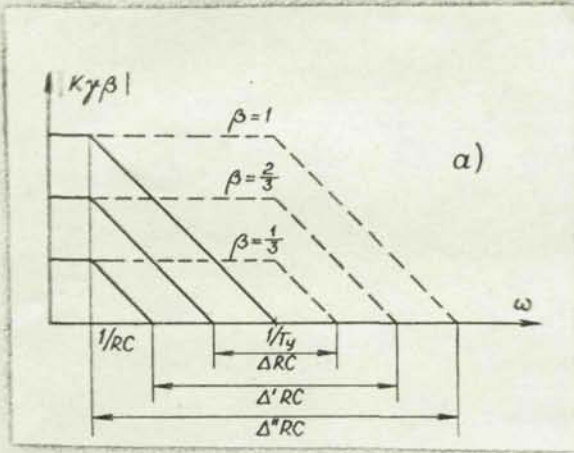


Рис. 33

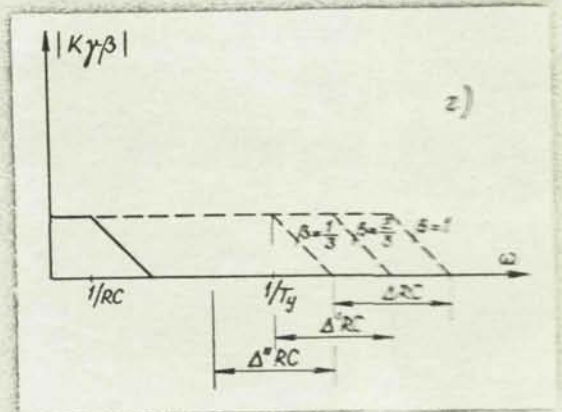
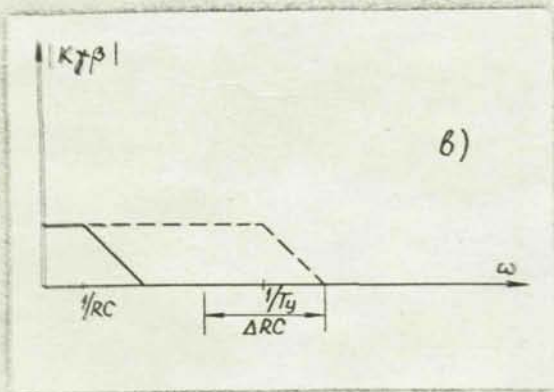


Рис. 33

анализу также ИМТ с коррекцией методом частотно-зависимой обратной связи, хотя в явном виде мы из их структурной схемы не исходим.

Если переключение поддиапазонов осуществляется при помощи масштабного множителя включенного последовательно с ИМТ вне петли обратной связи ЭУ, то форма передаточной функции ИМТ явно не изменится. Гораздо чаще находит применение способ, при котором изменение масштаба передаточной функции осуществляется переключением глубины общей обратной связи ЭУ при помощи частотно-независимого делителя  $\beta$ , подключенного к выходу ЭУ. Здесь рассмотрим следующие четыре случая: 1/ других перекоммутаций, кроме упомянутой, не делают /п. 3.4.1/, 2/ кроме упомянутой производят перекоммутацию: а/ постоянной времени ЭУ  $T_y$  /п. 3.4.2/, б/ коэффициента передачи ЭУ  $K_0$  /п. 3.4.3/, в/ глубины внутренней обратной связи ЭУ  $\propto$  /п. 3.4.4/.

3.4.1. Согласно рис. 2 и допущениям /3.12/ относительно  $K$  и  $z_2$  получим

$$K\gamma\beta = \frac{K_0\beta}{(T_y p + 1)(R_1 C_2 p + 1)}$$

Для обеспечения устойчивости ИМТ при всех  $\beta$  должно соблюдаться неравенство  $R_1 C_2 \geq T_y K_0 \beta$  или  $R_1 C_2 \leq T_y / K_0 \beta$ . Эти неравенства выполняются, если выполняются неравенства /3.15/ и /3.16/, т.к. устойчивость при  $\beta = 1$  гарантирует устойчивость на других поддиапазонах, где  $\beta < 1$ .

На рис. 33 а изображены диаграммы Боде для  $K\beta$  /пунктирные линии/ и для  $K\gamma\beta$  при выполнении условий /3.15/ и /3.16/ при  $\beta = 1$ ;  $\beta = 2/3$ ;  $\beta = 1/3$ . Из рисунка можем сделать заключение, что с уменьшением  $\beta$  погрешность  $\delta W_y$  возрастает, од-

нако класс  $\Delta R_1 C_2$ , при которых ИМТ теряет устойчивость, сужается.

3.4.2. Во многих случаях постоянная времени ЭУ определена его внутренней конструкцией и не поддается внешнему контролю /особенно изменению в сторону уменьшения/. Такой случай реализуется, например, если ЭУ выполнен на базе операционного усилителя в микроисполнении. В динамических электрометрах, как правило, постоянная времени сглаживающей цепи в синхронном детекторе определяет постоянную времени  $T$  всего усилителя. Здесь  $T_y$  может быть легко изменена. Обозначим через  $d$  коэффициент изменения  $T_y$ , так что  $T_y = T \cdot d$ . В этом случае

$$K_{y\beta} = \frac{k_0 \beta}{(T \cdot d p + 1)(R_1 C_2 p + 1)} \quad /3.23/$$

Целесообразно выбирать  $d$  исходя из условия

$$\frac{Td}{k_0 \beta} = T' = const.$$

Согласно этому получаем из /3.23/:

$$K_{y\beta} = \frac{k_0 \beta}{(T' k_0 \beta p + 1)(R_1 C_2 p + 1)}$$

Отсюда видно, что  $T'$  определяет частоту среза ЭУ  $f_{cp} = (2\pi T')^{-1}$ , которую следует выбирать на порядок или два ниже частоты модуляции [60].

На рис. 33 б приведены диаграммы Боде для  $K\beta$  /пунктирные линии/ и для  $K_{y\beta}$  при  $\beta = 1$ ,  $\beta = 2/3$ ,  $\beta = 1/3$ . На основании рисунка можем сделать те же выводы, что и в предыдущем случае.

3.4.3. Пусть одновременно с изменением  $\beta$  происходит переключение коэффициента усиления ЭУ  $k_0 = k_0 d$ , так, что  $d/\beta = const$ . В таком случае имеем:

$$K_{\gamma\beta} = \frac{k_0 d\beta}{(T_y p + 1)(R_1 C_2 p + 1)} \quad /3.24/$$

В этом случае  $K_{\gamma\beta}$  при переключении поддиапазонов не изменяется.

Полученный результат может привести к ложному выводу об эквивалентности данного метода с методом переключения поддиапазонов при помощи масштабного множителя, включенного последовательно ЭУ. Внимание следует обратить на множитель  $d\beta$  в числителе формулы /3.24/. Поскольку  $d \leq 1$  и  $\beta \leq 1$ , то  $d\beta \leq 1$ . Следовательно, названные методы эквивалентны лишь в том случае, если в ИМТ с масштабным множителем уменьшить  $k_0$  в  $(d\beta)^{-1}$  раз. Поступить наоборот, т.е. увеличить для данного  $k_0$  в  $(d\beta)^{-1}$  раз, не всегда возможно. Добавление каскадов в схему ЭУ может привести к нарушению допущения /3.12/.

3.4.4. В схеме, приведенной на рис. 34, путем изменения глубины внутренней обратной связи  $\alpha$  в ЭУ достигается одновременное изменение  $k_0$  и  $T_y$ . Коэффициент усиления такого усилителя

$$K(p) \approx \frac{1}{\frac{T_y}{k_0 \alpha} p + 1} \quad /3.25/$$

и

$$K_{\gamma\beta} = \frac{\beta}{\alpha} \frac{1}{\left(\frac{T_y}{k_0 \alpha} p + 1\right)(R_1 C_2 p + 1)} \quad /3.26/$$

Если выбирать  $\alpha$  таким образом, что  $\beta / \alpha = \text{const} = c$ , то

$$T_y' = \frac{T_y}{k_0 \alpha} = \frac{T_y \cdot c}{k_0 \beta}$$

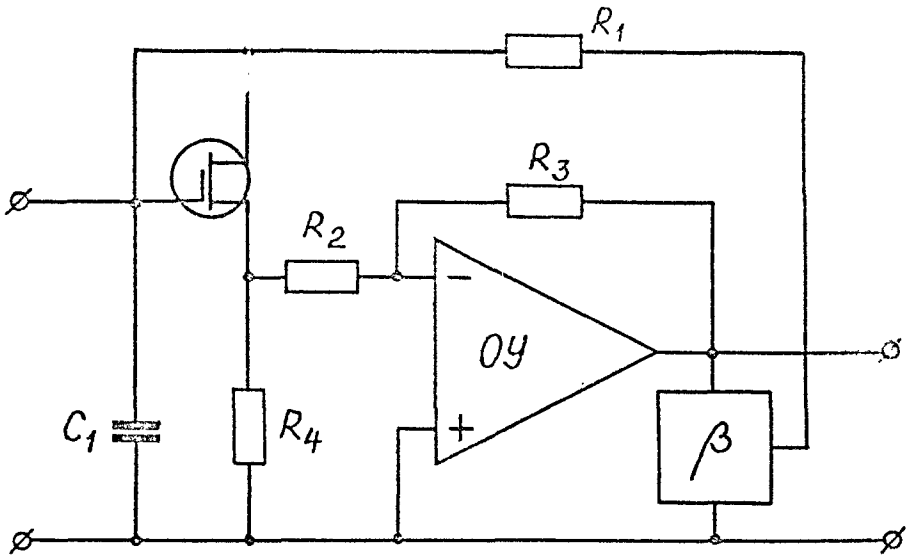


Рис. 34

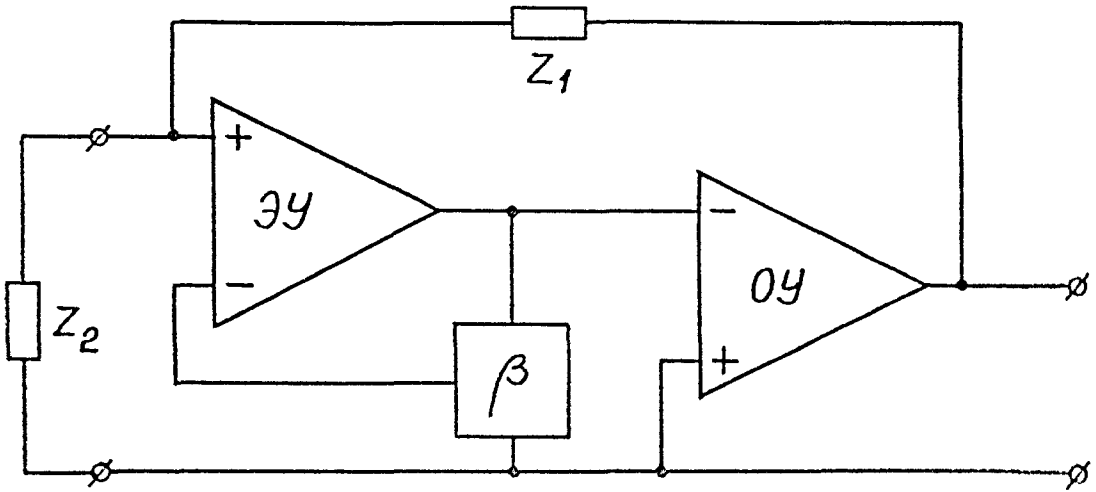


Рис. 35

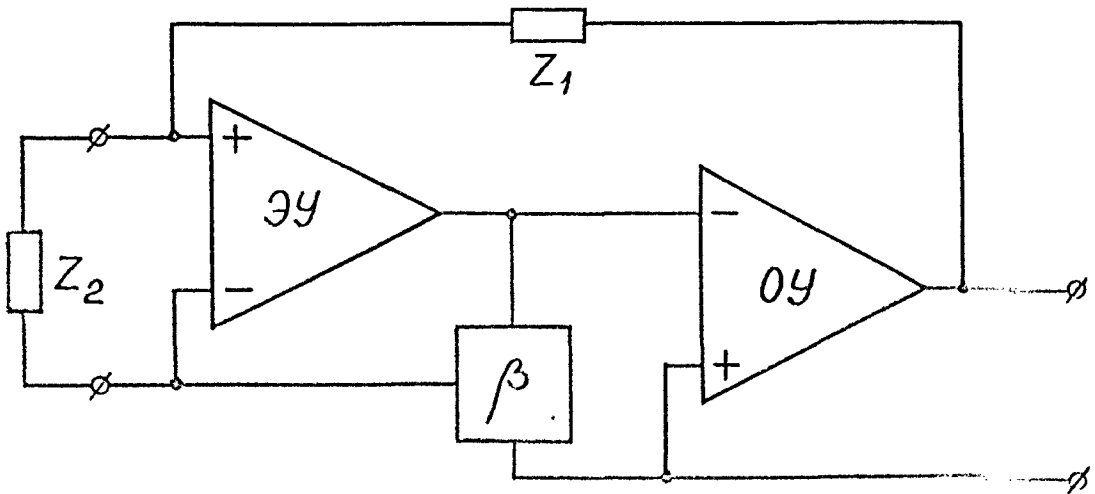


Рис. 36



Следовательно, с изменением  $\beta$  изменяется  $T_y$  и достигает наименьшего значения при  $\beta = 1$ . Из рис. 33 в следует, что с уменьшением  $\beta$  класс  $\Delta R_1 C_2$  не расширяется и не сужается, а перемещается в сторону меньших  $R_1 C_2$ .

### 3.5. Согласование ИМТ с объектом измерения

Согласно анализу, проведенному в этой главе, конечность внутреннего импеданса объекта измерения, входящего в состав  $Z_2$  в выражении /3.2/, по формуле /3.II/ приводит к увеличению погрешности  $\delta W_y$ , а также может привести ЭУ к потере устойчивости или слабому затуханию. В первой главе была прореферирована работа [65], где для согласования ЭУ с объектом измерения было предложено изменять  $T_y$ . В настоящем параграфе рассматриваются еще два способа согласования ИМТ с объектом измерения [3 - 5].

Во-первых, вернемся к схеме на рис. 34. Допустим, что  $\beta = 1$ . Режим работы ЭУ будет на пределе устойчивости, если

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} \equiv \alpha = \frac{T_y}{R_1 C_2} \quad /3.27/$$

Учитывая, что емкость соединительных цепочек и объекта измерения входит в состав емкости  $C_2$ , можно путем изменения  $\alpha$  добиться регулирования величины погрешности  $\delta W_y$  ИМТ [3, 4] и выполнения условия /3.27/, при котором, как выяснилось выше,  $|\delta W_y|$  минимальна.

Перейдем к рассмотрению ИМТ, приведенных на рисунках 35 и 36. Здесь последовательно с электрометрическим предусилителем ЭП с коэффициентом усиления  $K_1 \equiv K_1(\rho)$ , охваченным внутренней обратной связью, включен операционный усилитель ОУ, коэффициент усиления которого  $K_2 \equiv K_2(\rho)$ .

Для схемы, представленной на рис. 35, получим:

$$W(p) = \frac{z_1 \gamma K_1 K_2}{1 + \beta K_1 + \gamma K_1 K_2} ;$$

$$\delta W_y = \frac{1 + \beta K_1}{\gamma K_1 K_2} \approx \frac{\beta}{\gamma K_2} ; \quad /3.28/$$

$$K\gamma = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1 \beta} \gamma . \quad /3.29/$$

Как следует из выражения /3.29/, путем увеличения  $\beta$  можно в определенных пределах изменить условие устойчивости ИМТ, при этом согласно /3.28/ погрешность  $\delta W_y$  увеличивается.

В отличие от рис. 35 в схеме, приведенной рис. 36, объект измерения подключен к дифференциальному входу первого усилителя.

Для этого ИМТ

$$W(p) = \frac{z_1 \gamma K_1 K_2}{1 + \beta \gamma K_1 + \gamma K_1 K_2} ;$$

$$\delta W_y = \frac{1 + \beta K_1 K_2}{\gamma K_1 K_2} \approx \frac{\beta}{K_2} ; \quad /3.30/$$

$$K\gamma = \frac{K_1 K_2}{1 + \beta (1 + \gamma) K_1} \gamma . \quad /3.31/$$

При  $\beta = 0$  схемы на рис. 35 и 36 совпадают и погрешность  $\delta W_y$  будет наименьшей. Увеличение  $\beta$  приводит к замедленному возрастанию  $\delta W_y$  по /3.28/ по сравнению с /3.30/, т.к. в формуле /3.30/  $\delta W_y$  практически не зависит от  $\gamma$ . В то же время условия устойчивости по формулам /3.29/ и /3.31/ остаются сходными. Таким образом, если при определенном  $\beta$  схемы окажутся устойчивыми, то предпочтение следует отдать схеме по

рис. 36, обеспечивающей меньшую погрешность  $\delta W_y$ .

### 3.6. Основные результаты и выводы

1. Экспериментально установлена зависимость быстродействия ИМТ, разработанного автором и описанного в главе II, от входной емкости  $C_2$ , указывающая на обстоятельство, что в данном макете параметры ЭУ оказывают определяющее влияние на динамику ИМТ.

2. Предложены и применены методы теоретического и экспериментального исследования составляющей частотной погрешности  $\delta W_y$ , обусловленной параметрами ЭУ.

3. Дан сравнительный анализ погрешностей  $\delta W_y$  при коррекции динамики ИМТ методами частотно-зависимой обратной связи и умножения операторных чувствительностей. Теоретически и экспериментально показано, что погрешность  $\delta W_y$  меньше при коррекции методом умножения операторных чувствительностей.

4. Исследовано влияние некоторых наиболее часто применяемых методов переключения поддиапазонов на погрешность  $\delta W_y$  и на устойчивость ИМТ. Показано, что наиболее целесообразным является переключение поддиапазонов масштабным множителем вне петли ООС ЭУ.

5. Разработаны два метода согласования ИМТ с объектом измерения.

#### ГЛАВА IV. АНАЛИЗ ШУМОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ИМТ

Высокое быстродействие и низкий порог чувствительности являются противоположными требованиями, предъявляемыми к ИМТ, как и к любому другому измерительному прибору. Расширение полосы пропускания ИМТ по полезному сигналу неизбежно ведет к расширению полосы пропускания по шумовому сигналу и повышению порога чувствительности прибора. Тем не менее, расширение полосы пропускания ИМТ является необходимым и вызывает увеличение отношения сигнал/шум, если основная или значительная часть мощности сигнала находится в более высокочастотной области его спектра.

Подробный теоретический анализ шумов широкополосного ИМТ, вызванных непосредственно элементами схемы ИМТ, дан в литературе во многих работах [67, 91]. При этом ИМТ характеризуется следующими параметрами: источники теплового, дробового и фликкер-шума — соответственно  $E_R$ ,  $J_{gp}$  и  $E_{\phi}$ , входной импеданс электрометра  $Z_2$ , ВИР с омической составляющей  $R_1$  и емкостной составляющей  $Z_1$ . Настоящая глава посвящена рассмотрению вышеназванных источников шума.

Расширение полосы пропускания ИМТ может привести также к добавлению новых источников шума, например, виброшума и шума дополнительных усилителей, применяемых с целью улучшения динамики ИМТ. Эти источники шума, как более специфичные, рассмотрены для ИМТ типа УТ-8105 в пятой главе.

#### 4.1. Тепловой шум

Тепловой шум ВИР  $R_1$  может быть представлен генератором э.д.с.  $E_R$  /рис. 37/, средний квадрат э.д.с. которого в узкой полосе частот  $\Delta f$  равен:

$$\overline{E_R^2} = 4kTR_1\Delta f \quad /4.1/$$

где  $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$  Дж·К<sup>-1</sup> - постоянная Больцмана.

После преобразования на основе теоремы об эквивалентном генераторе [56] этого источника э.д.с. в источник тока  $J_R$  /рис.38/ оказывается, что он будет подключен ко входу ИМТ аналогично источнику измеряемого тока  $J_0$ , а средний квадрат шумового тока в узкой полосе частот составляет:

$$\overline{J_R^2} = \frac{\overline{E_R^2}}{R_1^2} = \frac{4kT\Delta f}{R_1} \quad /4.2/$$

Если входной импеданс ИМТ  $Z_2$  содержит резистивный компонент  $R_2$ , то генератор э.д.с. теплового шума этого компонента может быть аналогичным образом преобразован в источник шумового тока  $\overline{J_{R2}^2}$ , поэтому суммарный шумовой ток характеризуется средним квадратом

$$\overline{J_{R\Sigma}^2} = \overline{J_R^2} + \overline{J_{R2}^2} \quad /4.3/$$

Поскольку преобразование источников э.д.с. теплового шума в источники шумового тока, включенные аналогично источнику измеряемого сигнала, не зависит от структуры ИМТ и величин его параметров, кроме как от сопротивлений самих ВИР, то коэффициент передачи ИМТ для них одинаков независимо от того, каким образом в широкополосном ИМТ достигнуто расширение полосы пропускания.

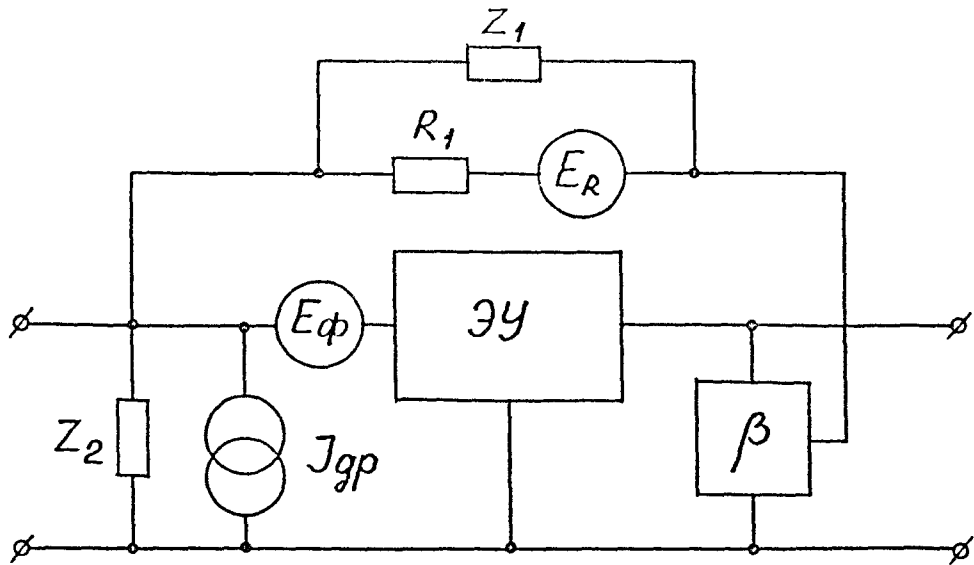


Рис. 37

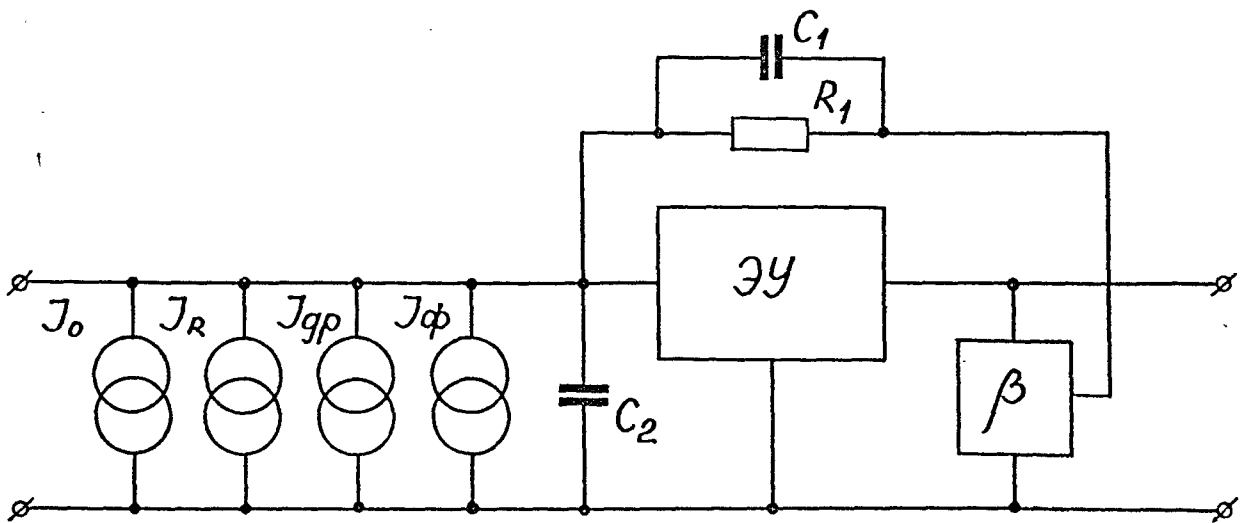


Рис. 38

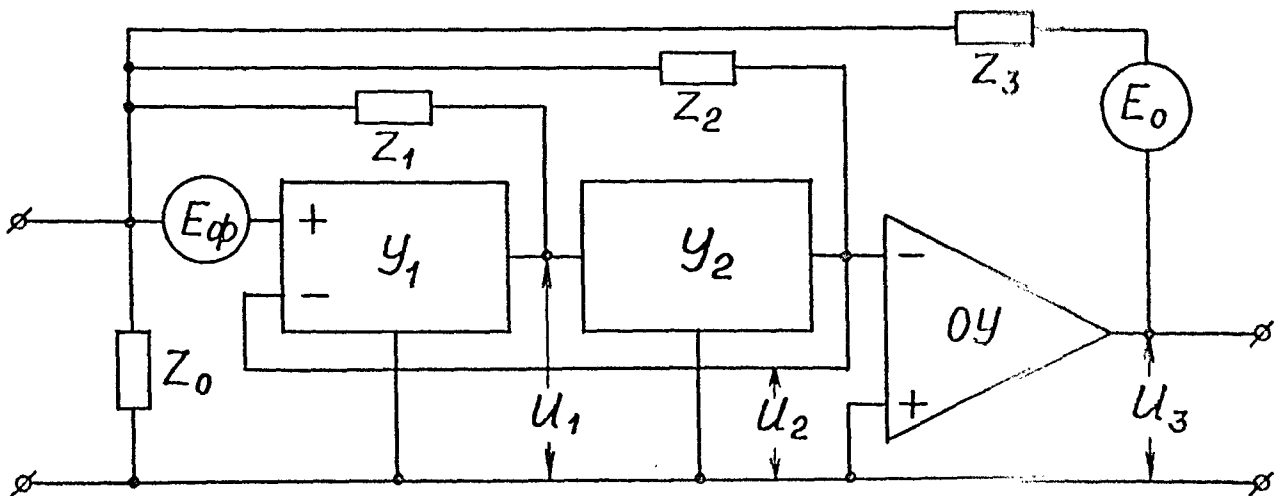


Рис. 39

Однако, согласно /4.2/, спектральная плотность теплового шума обратно пропорциональна сопротивлению ВИР  $R_1$  и, следовательно, с точки зрения теплового шума нецелесообразно расширение полосы пропускания путем уменьшения  $R_1$ . Более предпочтительными будут методы компенсации емкостной составляющей коэффициента передачи ИМТ при неизменном  $R_1$ .

Тепловой шум по /4.1/ или по /4.2/ является неизбежным фактором, ограничивающим порог чувствительности ИМТ, и его величина не может быть уменьшена путем усовершенствования технологии изготовления ВИР. Таким образом, тепловой шум определяет уровень теоретически возможного порога чувствительности ИМТ. Его анализу в литературе уделено большое внимание.

Для приведенной на рис. 38 схемы, где ВИР  $R_1$  шунтирован емкостью  $C_1$ , что /допустим/ является единственным фактором, ограничивающим полосу пропускания данного ИМТ, имеем:

$$W(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 C_1 j\omega + 1} \quad , \quad /4.4/$$

а выходное шумовое напряжение ИМТ равно:

$$\overline{U_{ш}^2} = \int_0^{\infty} J_R^2 |W(j\omega)|^2 d\omega \quad . \quad /4.5/$$

С учетом /4.2/ и /4.3/ получим из /4.5/:

$$\overline{U_{ш}^2} = \frac{4kT}{2\pi C_1} \operatorname{arctg}(2\pi f R_1 C_1) \Big|_0^{\infty} = \frac{kT}{C_1} \quad . \quad /4.6/$$

Это выражение совпадает с выражением шумового напряжения на резисторе, шунтированном емкостью  $C_1$ , полученным без учета нали-

чия ЭУ [42].

Иногда вместо среднеквадратичного значения шума за порог чувствительности ИМТ принимают ширину шумовой дорожки, равную 5 ÷ 8-кратному среднеквадратичному значению шума [42]. Постоянный ток, соответствующий пятикратному среднеквадратичному значению  $\overline{J_R^2}$ , можно определить из /4.6/ следующим образом [82]:

$$J = 5 \cdot \frac{\sqrt{U_R^2}}{R_1} \approx 2 \cdot 10^{-9} F_0 \sqrt{C_1} \quad /4.7/$$

где

$$F_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad /4.8/$$

Согласно /4.7/, регулирование полосы пропускания ИМТ путем изменения сопротивления  $R_1$  приведет к прямо пропорциональной зависимости величины шума от ширины полосы пропускания  $F_0$  и обратно пропорциональной зависимости шума от сопротивления ВПР  $R_1$ . Менее эффективным способом подавления шумов является метод уменьшения полосы пропускания  $F_0$  путем увеличения емкости  $C_1$ . В этом случае полоса пропускания сужается пропорционально емкости  $C_1$ , а шум уменьшается пропорционально квадратному корню из величины  $C_1$ , т.е. в результате шум уменьшается пропорционально квадратному корню из ширины полосы пропускания  $F_0$ .

Недостатком регулирования полосы пропускания методом изменения сопротивления  $R_1$  является обстоятельство, что при этом изменяется также чувствительность ИМТ в рабочей полосе частот.

Далее везде при анализе шумов предполагается, что полоса пропускания ИМТ определяется параметрами фильтра, подключенного к выходу ИМТ. Такой фильтр применен в ИМТ типов *Keithley-427*



[82] и УТ-8105 [6, 13].

#### 4.2. Дробовой шум

Источник шума сеточного тока лампы или тока затвора полупроводникового входного элемента /дробового шума/  $J_{gp}$  /рис. 37/ не нуждается в преобразовании, так как он уже подключен ко входу ИМТ аналогично источнику полезного сигнала.

Средний квадрат дробового шума в узкой полосе частот равен:

$$\overline{J_{gp}^2} = 2e J_c \Delta f, \quad /4.9/$$

где  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл - заряд электрона,

$J_c$  - ток сетки лампы или затвора входного транзистора.

Из сравнения формул /4.2/ и /4.9/ следует, что дробовой шум превышает тепловой шум ВИР при условии, что

$$U = J_c R_1 > 0,026 \text{ В}, \quad /4.10/$$

где  $U$  - напряжение на измерительном резисторе, создаваемое током  $J_c$ .

Для электрометрических ламп [42] и МОП-транзисторов [32]  $J_c < 10^{-14}$  А, и дробовым шумом можно пренебречь при сопротивлении ВИР  $R_1 \leq 1000$  Ом. Для полевого транзистора с  $p-n$  переходом  $J_c > 10^{-11}$  А, и при сопротивлении ВИР  $R_1 \geq 10$  Ом дробовой шум преобладает над тепловым шумом.

#### 4.3. Фликкер-шум

Принято считать [42], что шумы по напряжению на входе ЭУ можно описывать эквивалентным шумовым сопротивлением, которое зави-

сит от частоты следующим образом:

$$R'_{\text{экв}} = R_{\text{экв}} \left( 1 + \frac{f_0}{f^\alpha} \right), \quad /4.11/$$

где  $f_0$  - частота, при которой фликкер-шумы /т.е. шумы, обратно пропорциональные частоте в степени  $\alpha$  / равны шумам, спектральная плотность которых не зависит от частоты, и  $R_{\text{экв}}$  - шумовое сопротивление при  $f^\alpha \gg f_0$ .

Показатель степени  $\alpha$  обычно лежит в пределах  $1 \div 2$  [8, 9].

Средний квадрат шумового напряжения этого источника в узкой полосе частот равен:

$$\overline{E_{\phi}^2} = 4kTR_{\text{экв}} \left( 1 + \frac{f_0}{f^\alpha} \right) \Delta f \quad /4.12/$$

Данный источник напряжения не создает шумового тока непосредственно на входе ИМТ, а создает его вызванным им выходным напряжением ИМТ через цепь обратной связи. Следовательно, источник шумового напряжения  $E_{\phi}$  можно привести ко входу ИМТ в виде эквивалентного генератора тока на основании сравнения выходных напряжений, создаваемых шумовым напряжением  $E_{\phi}$  и измеряемым сигналом  $J_0$ .

Проведем аналогичное сравнение для ИМТ типа УТ-8002 [3], ЭУ которого несколько отличается от обычных ЭУ. ЭУ в ИМТ типа УТ-8002 состоит из трех каскадов /рис. 40/: усилителей на МОП-транзисторе КП305Е с коэффициентом передачи  $K_1$ , на биполярном транзисторе КТ3107 с коэффициентом усиления  $K_2$  и операционного усилителя на микросхеме К140УД8Б с коэффициентом усиления  $K_3$ . Первые два каскада охвачены местной обратной связью, образуя таким образом повторитель с коэффициентом передачи

$$K_0 = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2} . \quad /4.13/$$

В блок-схеме ИМТ УТ-8002 /рис. 39/ использованы следующие обозначения:  $z_0$  - импеданс между корпусом ИМТ и затвором транзистора КП305Е,  $z_1$  - импеданс между затвором и стоком транзистора КП305Е,  $z_2$  - импеданс между затвором и истоком транзистора КП305Е и  $z_3$  - импеданс ВПР. Импеданс  $z_2$  включает в себя также импеданс соединительного кабеля, если последний имеется.

Источник фликкер-шума представлен на рис. 39 генератором напряжения  $E_\phi$ , а источник входного измеряемого тока  $J_0$  преобразован в генератор напряжения  $E_0$ , причем

$$E_0 = J_0 z_3 . \quad /4.14/$$

Если допустить, что  $E_0 = 0$  и  $E_\phi \neq 0$ , получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{bx} &= E_\phi - U_3 A - U_1 B + U_2 C ; \\ U_2 &= U_3 / K_3 ; \\ U_1 &= U_3 / K_2 \cdot K_3 ; \\ U_2 &= (U_{bx} - U_2) K_1 K_2 . \end{aligned} \right\} /4.15/$$

Решение этой системы дает для коэффициента передачи по шумовому сигналу следующее выражение:

$$K_\phi = \frac{U_3}{E_\phi} = \frac{K_0 K_3}{1 + A K_0 K_3 + B \frac{K_0}{K_2} - C K_0} . \quad /4.16/$$

Предполагая, что  $E_\phi = 0$  и  $E_0 \neq 0$ , получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{Bx} &= (E_0 - U_3)A - U_1B + U_2C ; \\ U_2 &= U_3/K_3 ; \\ U_1 &= U_3/K_2K_3 ; \\ U_2 &= (U_{Bx} - U_2)K_1K_2 . \end{aligned} \right\} /4.17/$$

Система уравнений /4.17/ дает для коэффициента передачи по полезному сигналу выражение:

$$K_0 = \frac{U_3}{E_0} = \frac{K_0 K_3 A}{1 + AK_0 K_3 + B \frac{K_0}{K_2} - CK_0} \quad /4.18/$$

В формулах /4.15/ - /4.18/ применены следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{y_3}{y_0 + y_1 + y_2 + y_3} ; \\ B &= \frac{y_1}{y_0 + y_1 + y_2 + y_3} ; \\ C &= \frac{y_2}{y_0 + y_1 + y_2 + y_3} , \end{aligned} \right\} /4.19/$$

где  $y_0 \div y_3$  - комплексные проводимости, соответствующие импедансам  $z_0 \div z_3$ .

На основании /4.14/, /4.16/, /4.18/ и /4.19/ получим для фликкер-шума, приведенного ко входу в виде эквивалентного источника тока:

$$J_\phi = E_\phi (y_0 + y_1 + y_2 + y_3) \quad /4.20/$$

Видим, что  $J_\phi$  зависит в равной мере от всех включенных на вход проводимостей  $y_0 \div y_3$ .

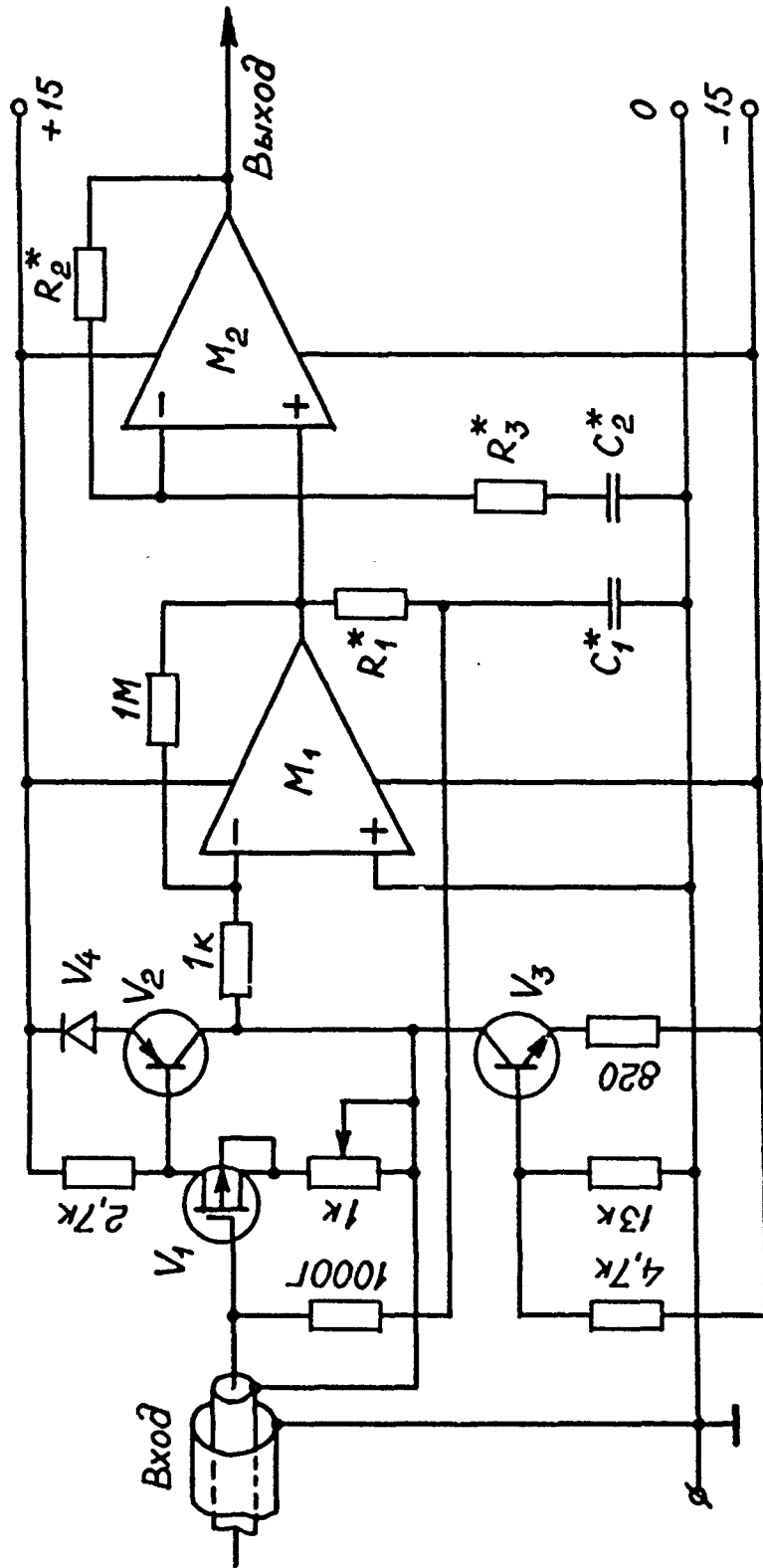


Рис. 40.

В литературе [42, 67] при анализе шумов не учитываются проводимости, охваченные местными обратными связями. Тем не менее, при этом сохраняется достоверность количественных расчетов, если в состав входной проводимости  $Y_{вх} = Y_0 = 1 / Z_{вх}$  включить также проводимости  $Y_1$  и  $Y_2$ , так что

$$Y_{вх} = \frac{1}{Z_{вх}} = Y_0 + Y_1 + Y_2 . \quad /4.21/$$

При этом следует иметь в виду, что быстродействие ИМТ /т.е. коэффициент передачи по /4.18// непосредственно зависит от местных обратных связей и равенством //4.21/ воспользоваться нельзя.

Действительно, с учетом /4.14/ и /4.19/ получим из /4.18/:

$$W(j\omega) = \frac{K_0 K_3}{Y_0 + Y_1 \left(1 + \frac{K_0}{K_2}\right) + Y_3 (1 + K_0 K_3) + Y_2 (1 - K_0)} \quad /4.22/$$

Если  $K_2 \gg 1$ ,  $K_3 \gg 1$  и  $K_1 \approx 1$ , как это реализуется на практике, то

$$W(j\omega) = \frac{K_3}{Y_0 + Y_1 + K_3 \cdot Y_3} . \quad /4.23/$$

Из /4.23/ следует, что  $W(j\omega)$  практически не зависит от проводимости  $Y_2$  и слабо зависит от проводимостей  $Y_0$  и  $Y_1$ .

Далее допустим, что

$$\left. \begin{aligned} Y_{вх} &= R_{вх}^{-1} + C_{вх} j\omega ; \\ Y_3 &= R_1^{-1} + C_1 j\omega . \end{aligned} \right\} \quad /4.24/$$

Тогда

$$Y_{вх} + Y_3 = R_{\Sigma}^{-1} + C_{\Sigma} j\omega = \frac{1 + 2\pi j f R_{\Sigma} C_{\Sigma}}{R_{\Sigma}} , \quad /4.25/$$

где:

$$\left. \begin{aligned} R_{\Sigma}^{-1} &= R_{bx}^{-1} + R_1^{-1}; \\ C_{\Sigma} &= C_{bx} + C_1. \end{aligned} \right\} \quad /4.26/$$

Согласно /4.12/, /4.20/, /4.21/, /4.25/ получим для шумового тока окончательную формулу:

$$\overline{J_{\phi}^2} = 4kTR_{\text{экв}} \left(1 + \frac{f_0}{f^{\alpha}}\right) \cdot \frac{[1 + (2\pi f)^2 R_{\Sigma}^2 C_{\Sigma}^2] \Delta f}{R_{\Sigma}^2} \quad /4.27/$$

В работе [67] более детальному анализу подвергается та часть формулы /4.27/, которая описывает только фликкер-шум:

$$\overline{J_{\phi 1}^2} = \frac{A}{f^{\alpha}} \frac{1 + (2\pi f)^2 R_{\Sigma}^2 C_{\Sigma}^2}{R_{\Sigma}^2} \Delta f, \quad /4.28/$$

где  $A = 4\pi kTR_{\text{экв}} f_0$ .

На частоте

$$f^* = (2\pi R_{\Sigma} C_{\Sigma})^{-1} \sqrt{\alpha(2-\alpha)} \quad /4.29/$$

фликкер-шум минимален. На частотах значительно ниже  $f^*$  фликкер-шум возрастает по закону  $A R_{\Sigma}^{-2} f^{-\alpha}$ , а на частотах значительно выше  $f^*$  - по закону  $A C_{\Sigma} f^{\alpha-2}$ . Увеличение  $R_{\Sigma}$  приводит к перемещению частоты  $f^*$  в область более низких частот и к одновременному уменьшению фликкер-шума на нижних частотах, но не влияет на его спектральную плотность на частотах значительно выше  $f^*$ . Суммарный шумовой ток ИМТ может там все же уменьшиться, т.к. увеличение  $R_{\Sigma}$  приведет к уменьшению теплового

шума /формула /4.2/ /. На частотах выше  $f^*$  фликкер-шум может быть уменьшен за счет уменьшения  $C_{\Sigma}$ .

Анализ фликкер-шума при численных значениях параметров некоторых входных ламп показывает [67], что при всех значениях имеется некоторая полоса частот, в пределах которой превалирует тепловой шум. В случае  $R_{\Sigma} \leq 1000 \text{ Гом}$  тепловой шум доминирует в области частот 1 Гц - 1000 Гц.

Сравнение шумовых параметров электрометрических ламп и МОП-транзисторов показывает, что эти параметры близки [91], однако для разных экземпляров однотипных элементов могут значительно отличаться [40]. У полевых транзисторов с  $p-n$  переходом фликкер-шум примерно в 100 раз меньше, чем у МОП-транзисторов [77].

Несмотря на упомянутые одиночные исследования, более обширные исследования фликкер-шума отсутствуют, и в справочной литературе по лампам и транзисторам параметры фликкер-шума не приводятся.

#### 4.4. Суммарный шумовой ток ИМТ

Выходное шумовое напряжение ИМТ можно найти из следующей формулы:

$$\overline{U_{\omega}^2} = \int_0^{\infty} d\overline{J_{\omega}^2} |W(j\omega)|^2 \cdot |W_{\phi}(j\omega)|^2 \quad /4.30/$$

Здесь  $W_{\phi}(j\omega)$  - передаточная функция фильтра, применяемого на выходе ИМТ. В случае отсутствия этого фильтра интеграл /4.30/ расходится из-за неограниченного роста спектральной плотности фликкер-шума на низких частотах. Практически время измерения всегда конечно и нижний предел интегрирования можно ограничить



частотой  $f_H = t^{-1}$ . В быстродействующих ИМТ не требуется большого времени измерения. Обычно  $t \leq 10 \div 100$  с и соответственно  $f_H \geq 0,1 \div 0,01$  Гц. В формуле /4.30/ такое ограничение времени измерения учтено параметром фильтра  $W_{\phi}(j\omega)$ .

Со стороны верхних частот расхождению интеграла в /4.30/ препятствует ограниченность полосы пропускания ИМТ. В некоторых случаях все-таки может оказаться, что для подавления фликкер-шума на высоких частотах недостаточно использовать зависимость  $W(j\omega)$  от частоты [82]. В этом случае возникает необходимость применения дополнительного фильтра также на высоких частотах.

При дальнейшем анализе формулы /4.30/ допустим, что

$$W(j\omega) = R_1 \quad /4.31/$$

$$\alpha = 1$$

и

т.е. проведем анализ шума в полосе пропускания ИМТ по ползному сигналу. Аналогично [97] полагаем, что

$$\left. \begin{aligned} |W_{\phi}(j\omega)| &= 1, \text{ если } f_1 < f < f_2; \\ |W_{\phi}(j\omega)| &= 0, \text{ если } f_2 < f < f_1. \end{aligned} \right\} \quad /4.32/$$

С учетом /4.2/, /4.9/ и /4.27/ получим из /4.30/:

$$\begin{aligned} \overline{U_{ш}^2} &= R_1^2 \left[ (2eJ_c + 4kTR_{\Sigma}^{-1} + 4kTR_{\text{экв}} R_{\Sigma}^{-2})(f_2 - f_1) + \right. \\ &+ 4kTR_{\text{экв}} R_{\Sigma}^{-2} f_0 \ln f_2/f_1 + 4kT \frac{(2\pi)^2}{2} R_{\text{экв}} f_0 C_{\Sigma}^2 (f_2^2 - f_1^2) + \\ &\left. + 4kT \frac{(2\pi)^2}{3} R_{\text{экв}} C_{\Sigma}^2 (f_2^3 - f_1^3) \right]. \end{aligned} \quad /4.33/$$

Приведенный ко входу шумовой ток  $\overline{J_{ш}^2}$  определяется следующим выражением:

$$\overline{J_{ш}^2} = \frac{\overline{U_{ш}^2}}{R_1^2} . \quad /4.34/$$

Если допустить, что  $f_2 \gg f_1$  /т.е. имеем дело с широкополосным ИМТ и ввести обозначение  $\Delta f = f_2 - f_1$ , то

$$\begin{aligned} \overline{J_{ш}^2} = & (2eJ_c + 4kTR_{\Sigma}^{-1} + 4kTR_{\text{ЭКВ}} R_{\Sigma}^{-2}) \Delta f + \\ & + 4kTR_{\text{ЭКВ}} R_{\Sigma}^{-2} f_0 \ln f_2/f_1 + 4kT \frac{(2\pi)^2}{2} R_{\text{ЭКВ}} f_0 C_{\Sigma}^2 \Delta f^2 + \\ & + 4kT \frac{(2\pi)^2}{3} R_{\text{ЭКВ}} C_{\Sigma}^2 \Delta f^3 . \end{aligned} \quad /4.35/$$

Из формулы /4.35/ следует, что регулирование полосы пропускания при помощи внешнего фильтра приведет к уменьшению теплового шума пропорционально квадратному корню из ширины полосы пропускания, как это было при регулировании при помощи емкости  $C_1$  /формула /4.7/ /. Зависимость дробового шума от полосы пропускания аналогичная. Фликкер-шум зависит от ширины полосы пропускания сильнее /2 - 4 члена в /4.35/ /. На высоких частотах эта зависимость линейная. В ИМТ наличие составляющей шума источника напряжения  $E_{\phi}$ , независимой от частоты /формула /4.12/, приводит к наиболее сильной зависимости шума от ширины полосы пропускания - к функции в степени 3/2. Она становится заметной при  $\Delta f > f_0$ . В литературе по шумам ИМТ такая зависимость не описывается. По данным о шумах электрометрических ламп, МОП- и полевых транзисторов подобную зависимость можно ожидать на

частотах выше 1000 Гц, т.к.  $f_0$  для них лежит в пределах 500 - 100 000 Гц [39, 91].

Если допустить, что  $f_2 \approx f_1 \neq 0$  /т.е. ИМТ узкополосный/, то

$$f_2 - f_1 = \Delta f ;$$

$$f_2^2 - f_1^2 \approx 2 \Delta f f_1 ; \quad /4.36/$$

$$f_2^3 - f_1^3 \approx 3 \Delta f f_1^2 .$$

Учитывая /4.36/, можно из /4.33/ сделать следующие выводы:

1/ Дробовой и тепловой шум не зависят от частоты  $f$ , а только от ширины полосы  $\Delta f$ .

2/ Фликкер-шум /5-ый, а также 6-ой член в формуле /4.33// возрастает с увеличением частоты  $f$ , даже если  $\Delta f$  остается постоянной.

#### 4.5. Экспериментальное исследование шумов ИМТ

При экспериментальных исследованиях шумов ИМТ, как правило, ограничиваются экспериментальным определением спектральной плотности фликкер-шума входного элемента ЭУ и последующим теоретическим расчетом суммарного шума ИМТ [67]. При этом берут в расчет теоретические значения теплового и дробового шума. В литературе не удалось найти работ по подробному исследованию суммарного шума на выходе ИМТ, хотя некоторые цифры, характеризующие шумовые свойства данного устройства, иногда приводятся [17, 21]. Основной источник шума в этих работах не выявлен и выводов о возможностях, уменьшения шума эти данные сделать не позволяют. Также нет экспериментального подтверждения действительности формулы /4.2/, примененной для описания шума ВИР. Известно [42],

что высокоомные композиционные резисторы могут обладать значительным избыточным шумом, зависящим также от типа резисторов.

В работе [12] экспериментальному исследованию подвергнуто суммарное шумовое напряжение на выходе ИМТ, а теоретическая интерпретация результатов проведена не в общепринятом, а в обратном порядке, т.е. исходя из суммарного шума на выходе, сделана попытка определить основной источник шума на входе ИМТ. Автор работы отказался от исследования спектральной плотности шума, требующего специальной сложной аппаратуры. Им была изучена зависимость суммарного интегрального шума от ширины полосы пропускания  $\Delta f$ , емкости  $C_{\Sigma}$  и проводимости  $R_{\Sigma}^{-1}$  на входе ИМТ. Интерпретация результатов проведена на основе формулы /4.35/. Разная зависимость отдельных членов от названных параметров служит основой для интерпретации экспериментальных результатов. Такой метод исследования отличается, кроме простоты, тем, что для анализа не требуется знания численных параметров источников шума.

Исследуемый ИМТ собран по схеме, представленной на рис. 39. Коэффициент передачи ИМТ описывается формулой /4.18/.

Измерения выполнены в области частот, где коэффициент передачи  $W(j\omega)$  не зависит от частоты, т.е. выполняется условие /4.31/. Согласно /4.29/,  $W(j\omega)$  практически не зависит от величины проводимости  $Y_2$ . По этой причине проводимость  $Y_2$  была выбрана элементом, посредством которого варьируют и на входе ИМТ величины  $C_{\Sigma}$  и  $R_{\Sigma}^{-1}$ . В исследуемой области частот условие /4.31/ выполнялось при  $C_{\Sigma} \leq 200$  пФ и  $R_{\Sigma} \geq 10^{10}$  Ом. Идеальный фильтр  $W_{\phi}(j\omega)$  по формуле /4.33/ был заменен фильтром второго порядка:

$$W_{\phi}(j\omega) = \left( \frac{1}{Tj\omega + 1} \right)^2.$$

На высоких частотах шум замерялся термомилливольтметром ВЗ-40, а на частотах ниже 1 Гц определялся по записи на самопишущем потенциометре Н-37.

Результаты эксперимента представлены на рис. 4Г в виде зависимостей шума от быстродействия ИМТ. Шум характеризуется среднеквадратичным значением тока  $\sqrt{i^2}$ , приведенного ко входу ИМТ, а быстродействие – временем нарастания фронта выходного напряжения ИМТ от 10 % до 90 % установившегося значения при скачкообразном изменении входного тока. Сопротивление ВИР  $R_1$  равнялось 1000 Ом.

Кривые 1 и 1а характеризуют ИМТ с МОП-транзистором КП305Е на входе соответственно при  $C_{\Sigma} = 10$  пФ и  $C_{\Sigma} = 110$  пФ. Здесь хорошо видна линейная зависимость шума от ширины полосы пропускания и прямо пропорциональная зависимость от емкости  $C_{\Sigma}$ , что может быть описано пятым членом формулы /4.35/:

$$\sqrt{i_{ш}^2} = \sqrt{\frac{4kT}{2} (2\pi)^2 R_{экв} f_0 \cdot C_{\Sigma} \Delta f}. \quad /4.37/$$

Согласно /3.37/, следует ожидать слабую зависимость шума от  $R_{\Sigma}$ , что и наблюдалось на практике при  $R_{\Sigma} \approx /10 \div 1000/$  Ом.

Зависимость шума от  $\Delta f$  и  $C_{\Sigma}$  для полевого транзистора КП303Г /кривые 2 и 2а/ имеет более сложный характер. При  $C_{\Sigma} = 110$  пФ /кривая 2а/ во всей исследуемой области шум может быть пояснен формулой /3.37/. При  $C_{\Sigma} = 10$  пФ /кривая 2/ зависимость шума от  $\Delta f$  в узкополосной области пропорциональна квадратному корню из ширины полосы пропускания и может быть объяснена

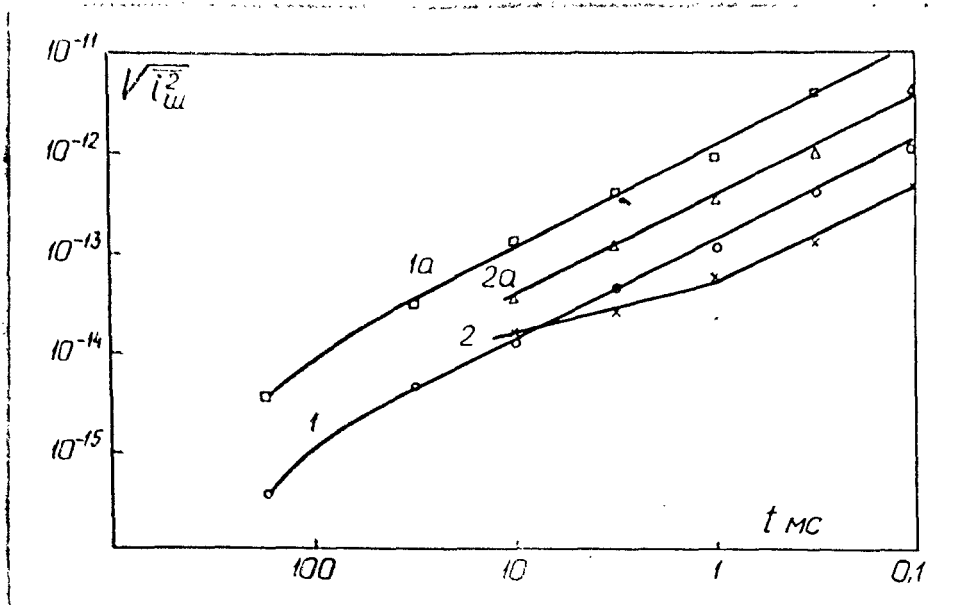


Рис. 41

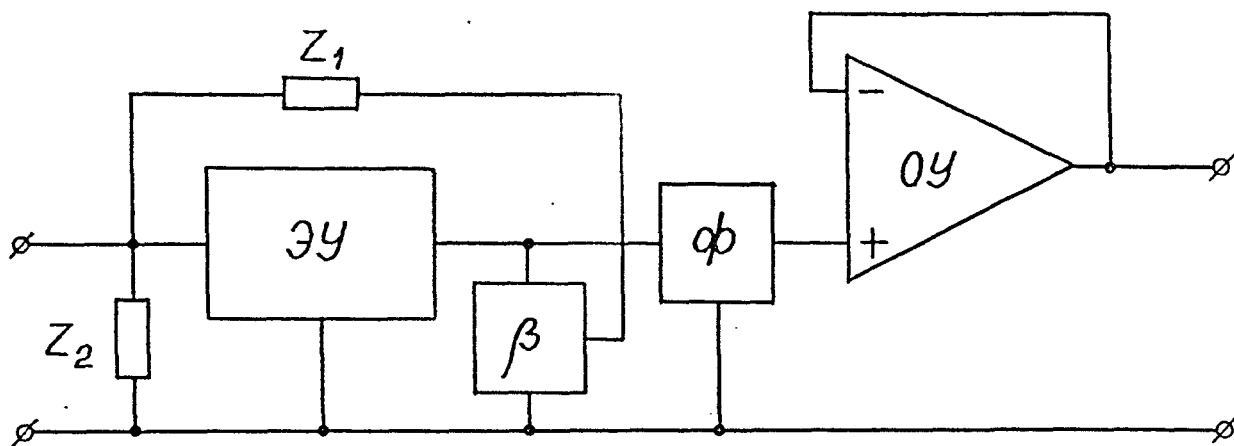


Рис. 42

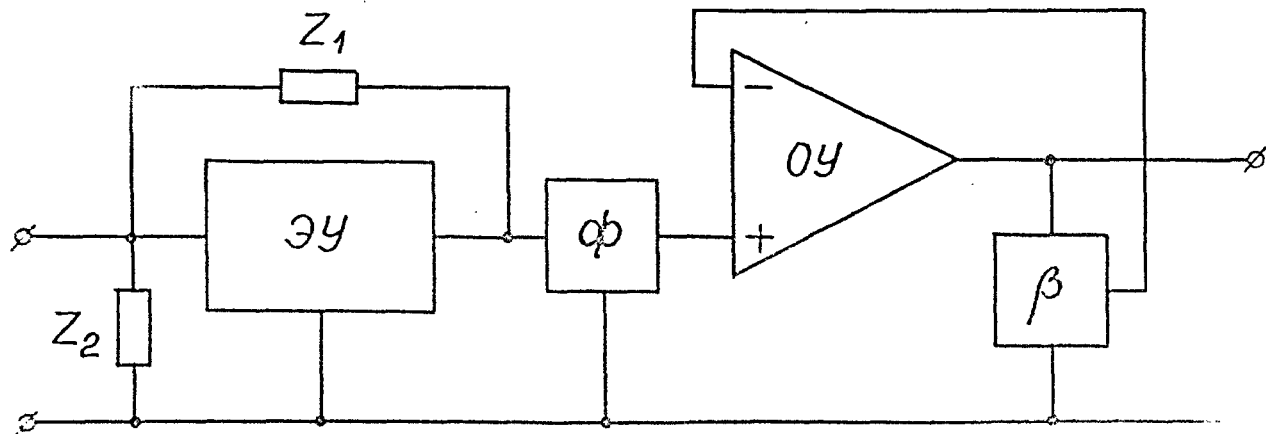


Рис. 43

наличием шума тока затвора, т.к. зависимости шума от величины  $R_{\Sigma}$  экспериментально обнаружено не было. В более широкополосной области превалирующим будет фликкер-шум.

Результаты, приведенные на рис. 4Г, характеризуют один конкретный экземпляр транзисторов КП305Е и КП303Г. При некоторых экземплярах транзисторов был обнаружен шум, несколько отличающийся от приведенного на рис. 4Г, однако его зависимость от исследуемых параметров при всех использованных транзисторах совпадала.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Экспериментальные результаты неплохо интерпретируются на основе теоретической формулы /4.36/.

2. Для МОП-транзистора КП305Е при всех степенях быстродействия преобладающим будет фликкер-шум. При высоких быстродействиях в формуле /4.35/ определяющим будет слагаемое, пропорциональное  $\Delta f^2$ , при низком быстродействии - слагаемое, пропорциональное  $C_n f^2/f_1$ .

3. Для транзистора КП303Г фликкер-шум превалирует при больших быстродействиях или при большой емкости  $C_{\Sigma}$ . При малой емкости и малом быстродействии преобладать будет шум тока затвора.

4. Наиболее быстродействующие ИМТ и ИМТ, работающие при значительных емкостях на входе, целесообразно собирать на полевом транзисторе КП303Г, а менее быстродействующие - на МОП-транзисторе.

#### 4.6. Динамический диапазон ИМТ

Под динамическим диапазоном понимаем [34] отношение максимального значения измеряемого тока  $J_M$  к порогу чувствительности  $J_n$  ИМТ на данном поддиапазоне измерения, выраженное в децибелах:

$$d = 20 \lg \frac{J_M}{J_n} .$$

Порог чувствительности ИМТ определяется непосредственно шумом. От уровня шума зависит также величина максимального измеряемого тока. Для выяснения этой зависимости обратим внимание на то, что сумма максимального измеряемого сигнала  $J_M$  и шумового сигнала  $J_{ш}$  не должна приводить к перегрузке ИМТ, т.е. она должна быть меньше некоторого значения  $J_{пр}$  :

$$J_M + J_{ш} \leq J_{пр} \quad , \quad /4.38/$$

где:  $J_{пр}$  - максимальный суммарный сигнал, не приводящий к перегрузке каскадов ИМТ,  $J_{ш}$  - амплитудное значение шума.

Согласно /4.38/, с увеличением уровня шумов можно допустить меньшее значение  $J_M$  , гарантирующее выполнение этого неравенства.

Разные структуры ИМТ обладают разной устойчивостью перегрузке, что может быть продемонстрировано на основании сравнения работы ИМТ, схемы которых приведены на рис. 42 и 43. В ИМТ на рис. 42 коррекция динамики осуществлена при помощи частотно-зависимой обратной связи ЭУ, а рабочая полоса пропускания ИМТ определена фильтром  $\phi\delta$  на выходе ЭУ. В ИМТ, приведенном на



рис. 43, коррекция динамики осуществляется при помощи форсирующего усилителя ОУ, включенного вне петли обратной связи ЭУ. Фильтр  $\phi\phi$  в этой схеме помещен на выходе ЭУ перед форсирующим усилителем.

Предположим, что  $J_{np}$  для обоих ИМТ одинаков. Если полоса пропускания фильтра  $\phi\phi$  шире спектра шумов на выходе ИМТ, то  $J_M$  для обоих ИМТ явно одинаков. Шум на выходе ЭУ в схеме на рис. 42 значителен и не зависит от полосы пропускания фильтра. Следовательно,  $J_M$  также не зависит от нее и, тем самым, от быстродействия ИМТ в целом.

В ИМТ, представленном на рис. 43, шум на выходе ЭУ незначителен /т.к. корректирующие цепи включены после фильтра/, и  $J_{np}$  определяется уровнем шумов на выходе форсирующего усилителя. В отличие от предыдущего, при сужении полосы пропускания фильтра шум на выходе устройства уменьшается и на основе /4.39/ может быть допущено большее значение  $J_M$ .

Таким образом, в смысле ширины динамического диапазона большими возможностями обладает схема на рис. 43.

#### 4.7. Основные результаты и выводы

1. Показано, что функции передачи ИМТ типа УТ-8002 по полезному сигналу и шумовому сигналу имеют различную зависимость от местных обратных связей. На основе этого разработан метод экспериментального исследования основной составляющей шумового сигнала.

2. Экспериментально исследован шум ИМТ с полевым транзистором типа КП303Г и МОП-транзистором типа КП305Е на входе ЭУ.

3. Установлено, что в зависимости от типа входного транзистора

ЭУ, ширины полосы пропускания ИМТ и емкости объекта измерения преобладающими будут разные составляющие шума. Даны рекомендации для выбора входного транзистора ЭУ.

4. Проведен анализ двух видов быстродействующих ИМТ с точки зрения динамического диапазона.

## ГЛАВА У. РАЗРАБОТКА БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ИМТ ТИПА $UT-8105$ И ЕГО ИССЛЕДОВАНИЕ

Результаты теоретических и экспериментальных исследований, полученные в предыдущих главах, учтены при разработке многопредельного быстродействующего ИМТ типа  $UT-8105$ . Прибор имеет следующие особенности, позволяющие получить низкий порог чувствительности и малые погрешности  $\delta W_z$  и  $\delta W_y$ :

1. ВИР помещены в металлические экраны /надеты на стеклянные баллоны ВИР и соединены с выходом ЭУ/. Это позволяет, с одной стороны, рассматривать ВИР как двухполюсник, и, с другой стороны, вследствие увеличения их емкостной составляющей, в некоторой степени уменьшить погрешность  $\delta W_y$  и улучшить условие устойчивости ЭУ.

2. ВИР рассматривается как двухполюсник с импедансом  $z_1(p)$ , выраженным по формуле /2.11/.

3. При коррекции динамики ИМТ типа  $UT-8105$  не нашел применения метод частотно-зависимой обратной связи. ЭУ охвачен через ВИР стопроцентной обратной связью, позволяющей уменьшить погрешность  $\delta W_y$  и увеличить динамический диапазон ИМТ.

4. Для коррекции динамики ИМТ типа  $UT-8105$  применен метод умножения операторных чувствительностей. Корректирующая цепь разделена на две цепочки, описываемые соответственно следующими функциями передачи:

$$\beta(p) = (T_3 p + 1)^{-1}; \quad /5.1/$$

$$\alpha(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_1 p + 1} . \quad /5.2/$$

5. Настройка корректирующих цепей производится методом, разработанным в § 2.3.

6. ЭУ собран по схеме согласования ИМТ с объектом измерения, разработанной в § 3.

7. Переключение поддиапазонов производится путем изменения номинального сопротивления ВИР в цепи ООС ЭУ. Для дополнительного изменения масштаба выходного сигнала можно применять внешний масштабный множитель /например, использовать переключение чувствительности осциллографа, применяемого в качестве выходного индикаторного прибора/.

8. В схему прибора *УТ-8105* введен фильтр нижних частот второго порядка, позволяющий сузить полосу пропускания ИМТ со стороны верхних частот и, таким образом, согласовать усилитель с объектом измерения по спектру измеряемого сигнала.

Ниже будет более детально рассмотрено техническое осуществление ИМТ типа *УТ-8105*. При этом выявляются некоторые новые составляющие погрешности, имеющие по сравнению с ранее рассмотренными менее общий характер. Эти составляющие связаны с техническими возможностями осуществления ЭУ, переключателя ВИР, корректирующих цепей и т.д. Разработка методов уменьшения данных составляющих погрешности также входит в эту главу. Кроме указанного, в настоящей главе приводятся основные результаты экспериментального исследования ИМТ *УТ-8105* в целом.

## 5.1. Электрометрический усилитель

Обязательным элементом всех рассмотренных ИМТ является ЭУ, т.е. усилитель с очень большим входным импедансом, малым уровнем собственных шумов и значительным усилением в широкой полосе частот. Для современных ЭУ эти требования являются противоречивыми. В отношении низкочастотного шума /дрейфа/ преимущество имеет ЭУ с динамическим конденсатором /ДК/, однако на высоких частотах комбинационные составляющие частот, появляющиеся при демодуляции, приводят к значительному увеличению шума [68, 69]. В ЭУ с ДК частота единичного усиления, как правило, не превышает одну десятую частоты модуляции [60]. Работы последних лет по расширению полосы пропускания ЭУ с ДК были направлены на повышение частоты модуляции ДК, применение в усилителе параллельного широкополосного канала и поиски более эффективных синхронных детекторов [45, 70, II]. Тем не менее, ЭУ с ДК уступают усилителям постоянного тока без преобразования сигнала /УПТ/ по ширине полосы пропускания. Интенсивно ведутся работы, направленные на уменьшение низкочастотного шума УПТ и повышение его входного сопротивления [49]. Частота единичного усиления современных УПТ выше мегагерца /при коэффициенте усиления по постоянному напряжению около  $10^5$ / [48, 59]. Однако специальные электрометрические УПТ в интегральном исполнении в настоящее время еще отечественной промышленностью не выпускаются. Серийные же интегральные ОУ уступают по уровню входного тока, шумов, входному сопротивлению канальным транзисторам и, таким образом, также ОУ на базе этих элементов. Как в СССР, так и за рубежом основным направлением при разработке ЭУ типа УПТ является согласование высокоомного канального транзистора с серийным ОУ. Таким образом, упрощая

задачу конструирования, можно получить низкий порог чувствительности, широкую полосу пропускания и малый дрейф нулевого уровня [57]. УИТ, разработанный фирмой *Keithley* [76], не уступает лучшим ЭУ с ДК. Исключительно хорошие параметры входного транзистора этого ЭУ достигнуты путем применения специальной обработки кристалла и его сборкой в корпус специальной конструкции [52]. Применение же серийных транзисторов в качестве входного элемента ЭУ заставляет прибегать к схемотехническим приемам уменьшения погрешностей от дрейфа и шумов, а также обеспечения устойчивости ИМТ в целом.

#### 5.1.1. Дрейф нулевого уровня.

Дрейф нулевого уровня как низкочастотная составляющая шума может быть characterized эквивалентными генераторами тока —  $J_{др}$  и напряжения —  $U_{др}$  на входе ЭУ. Оба компонента дрейфа зависят от ряда факторов, основными из которых являются время и температура. Физическая природа процессов, обуславливающих дрейф, полностью не известна и поэтому он не поддается строгому аналитическому описанию. Обычно дрейф характеризуется максимальной скоростью изменения нулевого уровня во времени /от температуры/ или интервалом времени /температуры/, вне которого он выходит за определенные пределы.

Для уменьшения погрешности от дрейфа в ИМТ прибегают:

1/ к устранению физических причин, вызывающих дрейф, /напр., путем термостатирования ЭУ/, 2/ к выбору оптимальных параметров элементов цепи ООС ИМТ, 3/ к компенсации дрейфа соответствующим генератором напряжения или тока, 4/ к ограничению длительности процесса измерения и автоматической или ручной коррекции нулевого

уровня в промежутках между двумя циклами измерения.

Источник  $U_{др}$  подключен ко входу ЭУ аналогично источнику фликкер-шума /рис. 37/ /фликкер-шум также является одним из компонентов дрейфа [91]/. Следовательно, аналогично уменьшению погрешности от низкочастотного шума, для уменьшения погрешности от дрейфа омические сопротивления  $R_{\Sigma}$  следует выбирать по возможности большими /формула /4.36/ /. Так как согласно формуле /4.36/ в широкополосном ИМТ высокочастотные составляющие шума возрастают пропорционально  $\Delta f$  или даже  $\Delta f^{3/2}$ , в некоторых случаях погрешность от  $U_{др}$  может оказаться незначительной и дополнительных методов, кроме выбора соответствующего  $R_{\Sigma}$ , применять не следует. Действительно, согласно исследованиям Закревского [38], временной дрейф МОП-транзисторов стабилизируется через двое суток непрерывной работы на уровне 0,1 мВ/ч. Если  $R_{\Sigma} = 100 \text{ Гом}$ , то погрешность от этого компонента дрейфа составляет  $10^{-15}$  А за час работы, что на несколько порядков меньше погрешности от высокочастотного шума [12]. С другой стороны, непосредственно после включения напряжения питания  $U_{др}$  составляет примерно 10 мВ/ч [38]. Здесь, путем применения компенсации дрейфа в симметричной балансной схеме, суммарный временной дрейф можно свести до уровня 10 мкВ/ч и температурный дрейф — до 10 мкВ/°С как при спаренных транзисторах, так и на подобранных парах дискретных транзисторов [40, 59].

Для компенсации температурного дрейфа по напряжению широко применяется введение в схему диодов или терморезисторов [22, 36, 26]. При тщательной наладке схемы получены результаты, близкие к предыдущим.

Температурный дрейф может быть уменьшен также путем выбора

соответствующего рабочего режима транзистора, т.е. при его работе в "термостабильной точке" [53]. Однако большой разброс термостабильных точек даже для однотипных транзисторов [54] делает этот метод малоприменимым.

Имеется весьма обширный набор методов периодической автоматической коррекции  $U_{gp}$ . Сущность этих методов заключается в следующем: усилитель /ЭУ/ работает поочередно в двух режимах — в режиме запоминания и в режиме измерения. В режиме запоминания на некотором элементе схемы /конденсаторе, реохорде и т.д./ устанавливается такое напряжение по величине и знаку, которое при переходе в режим измерения компенсирует дрейф усилителя [72].

Дрейф тока затвора канального транзистора  $J_{gp}$  зависит от величины самого тока затвора  $J_c$ , причем  $J_{gp}$  меньше у транзисторов с меньшим  $J_c$ . Строгой характерной зависимости  $J_{gp}$  от времени и температуры не наблюдается. Известно, однако, что временной компонент  $J_{gp}$  со временем непрерывной работы транзистора уменьшается, а температурный компонент удваивается с увеличением температуры на каждые 8 °C [42, 40].

Источник  $J_{gp}$  подключен ко входу ЭУ аналогично источнику шума тока затвора, и путем выбора параметров элемента цепи ООС ИМТ уменьшить погрешность от  $J_{gp}$  не удастся.

Так как на высоких частотах фликкер-шум канальных транзисторов с  $p-n$  переходом значительно ниже фликкер-шума МОП-транзисторов [50, 77, 40, 12], то первые являются более перспективными входными элементами для быстродействующих ИМТ. С другой стороны, ток затвора канальных транзисторов с  $p-n$  переходом значительно больше тока затвора МОП-транзисторов [19, 32], и дрейф по току первых может привести к значительным погрешностям. Например,



ток затвора лучших экземпляров транзистора КП303Г составляет примерно  $10^{-12}$  А. Изменение окружающей температуры на  $1^\circ\text{C}$  за 1 час /что вполне реально для лабораторных условий/ приводит к дрейфу более  $10^{-13}$  А/ч.

Это заставляет обратить серьезное внимание на исключение погрешности от  $J_{gp}$ . Кроме стабилизации режимов работы входного транзистора, для уменьшения данной погрешности находят применение разные методы ручной и автоматической компенсации  $J_{gp}$ . Важно отметить, что дрейф по току следует компенсировать с помощью источника тока на входе ЭУ. Генераторами напряжения, предназначенными для компенсации дрейфа по напряжению  $U_{gp}$ , невозможно компенсировать  $J_{gp}$  так, чтобы напряжения на входных и выходных клеммах одновременно равнялись нулю. Аналогично при компенсации  $U_{gp}$  с помощью источника тока, подключенного ко входу ЭУ, нельзя добиться одновременно отсутствия напряжения на входе и выходе ЭУ. Для более подробного рассмотрения этого вопроса обратимся к рис. 44. Допустим, что модуль коэффициента усиления ЭУ бесконечен. Пусть на входе ЭУ действуют источник тока  $J_{gp} / J_{gp} \neq 0 /$  и источник напряжения  $U_{gp} / U_{gp} \neq 0 /$  таким образом, что выходное напряжение усилителя  $U_{вых}$  отсутствует /  $U_{вых} = 0 /$ . Это будет в случае, если  $J_{gp}$  и  $U_{gp}$  связаны следующим соотношением:

$$J_{gp} = U_{gp} \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}$$

Напряжение на входных клеммах  $U_{вх}$  равно напряжению на резисторе  $R_2$ , т.е.  $U_{вх} = U_{gp}$ .

Таким образом, согласно нашим допущениям, напряжение на входных клеммах не равно нулю и ИМТ является по отношению к измеря-

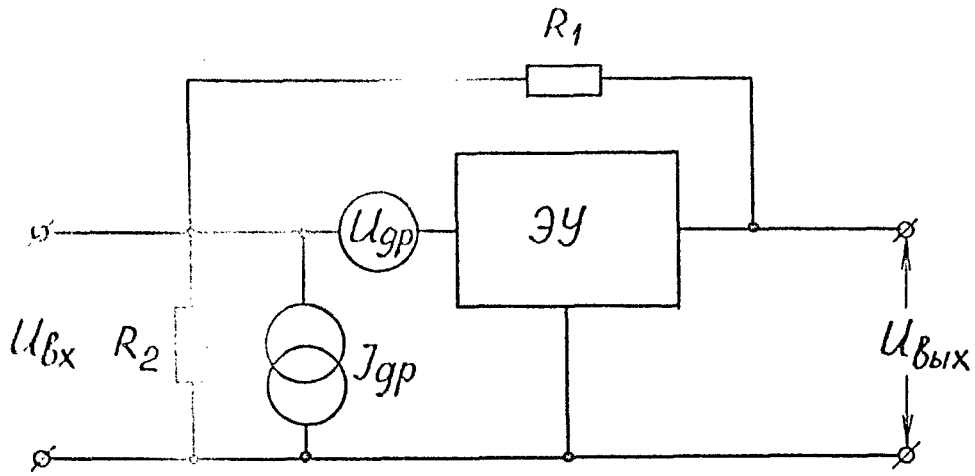


Рис. 44

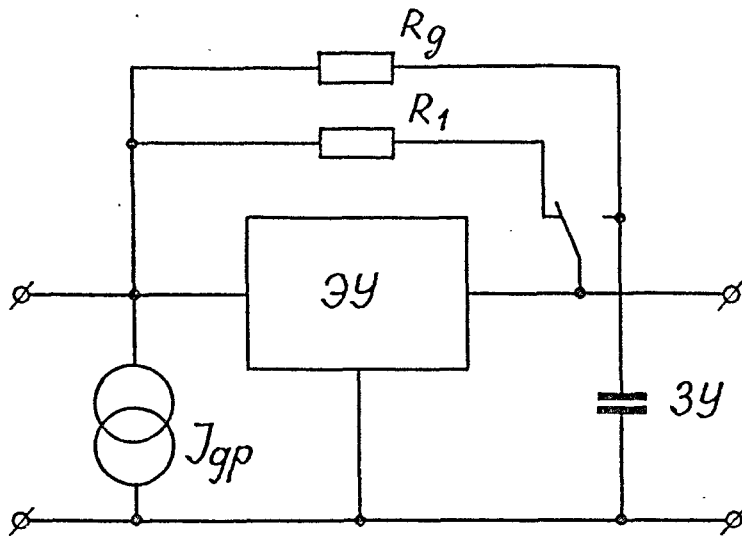


Рис. 45

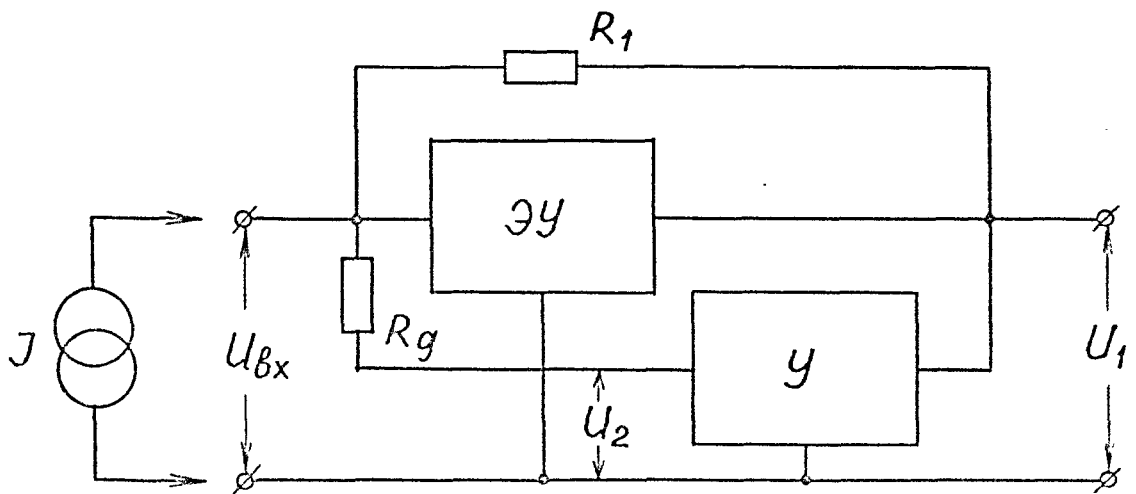


Рис. 46

мой цепи активным элементом. В случае источника измеряемого тока с нелинейным внутренним сопротивлением возникает дополнительная погрешность из-за наличия напряжения на входных клеммах ИМТ, даже если на выходе ИМТ суммарный дрейф не сказывается.

Отсюда следует сделать вывод, что если в ИМТ наблюдаются дрейфы  $J_{gp}$  и  $U_{gp}$ , то для их компенсации надо применять отдельные источники: для компенсации  $U_{gp}$  — источник напряжения, для компенсации  $J_{gp}$  — источник тока. Компенсацию  $U_{gp}$  следует проводить при закороченном входе /  $R_1 = 0$  на рис. 44/, а компенсацию  $J_{gp}$  целесообразно проводить после компенсации  $U_{gp}$  при  $R_1 \neq 0$ . Источник измеряемого тока в обоих случаях должен быть отключен /или измеряемый ток должен равняться нулю/.

5.1.2. Методы периодической компенсации погрешности, вызванной дрейфом по току.

Для компенсации дрейфа по току  $J_{gp}$ , как правило, применяется резистивный источник тока.

Согласно патенту США [96], при отключенном объекте измерения в режиме запоминания на запоминающем устройстве /ЗУ/ создается напряжение  $U_3 = J_{gp} \cdot R_1$ , где  $R_1$  — омическое сопротивление ВИР. В режиме измерения напряжение  $U_3$  вызывает /через дополнительный резистор  $R_g$  / на входе ИМТ ток  $J_k / J_k = U_3 / R_g$ /. Если  $R_1 = R_g$ , то  $J_k = J_{gp}$ . При  $R_1 \neq R_g$  в приборе применяется специально настроенное устройство /делитель напряжения/ для обеспечения равенства  $J_k = J_{gp}$ .

В ИМТ Опорокова И.А. [55], как и в предыдущем примере, напряжение на ЗУ создается выходным напряжением ИМТ. Однако здесь в режиме измерения напряжение ЗУ подключается через сумматор в цепь ООС ИМТ. Таким образом, не требуется применения дополнительного резис-

тора  $R_g$  и настройки системы.

Настройки системы компенсации  $J_{gr}$  не требует также ИМТ, разработанный в [9, 15]. Здесь, аналогично ИМТ по [96], источник компенсационного тока образован дополнительным резистором  $R_g$  и ЭУ /рис. 45/. В отличие от [96], в режиме запоминания цепь ООС образована резистором  $R_g$  и выходное напряжение ЭУ запоминается на ЭУ:  $U_3 = R_g \cdot J_{gr}$ . В режиме измерения под действием напряжения  $U_3$  на входе ИМТ возникает ток, компенсирующий ток  $J_{gr}$ .

### 5.1.3. Непрерывная компенсация дрейфа по току.

Если спектр дрейфа и измеряемого сигнала находятся в разных областях частот, дрейф как низкочастотный шум может быть отфильтрован фильтром высоких частот. К примеру, если выходным индикатором для ИМТ является осциллограф, то фильтрование производится путем выбора соответствующего времени развертки, т.е. времени измерения.

В ИМТ, описанном в работе [15], происходит автоматическая непрерывная компенсация постоянного и медленноменяющегося входного тока ИМТ /рис. 46/.

Решением системы уравнений /5.3/, описывающей работу этого ИМТ:

$$\left. \begin{aligned} (U_0 + U_1 - U_2) \frac{R_g}{R_1 + R_g} + U_2 &= U_{вх}; \\ U_1 &= -K_1 U_{вх}; \\ U_2 &= -K_1 K_2 U_{вх}; \\ U_0 &= J R_1. \end{aligned} \right\} /5.3/$$

получим для выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  выражения:

$$U_1 = J \frac{R_1 R_g K_1}{(R_1 + R_g) \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_g} K_1 K_2 - \frac{R_g}{R_1 + R_g} K_1 \right)} ; \quad /5.4/$$

$$U_2 = J \frac{R_1 R_g K_1 K_2}{(R_1 + R_g) \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_g} K_1 K_2 - \frac{R_g}{R_1 + R_g} K_1 \right)} . \quad /5.5/$$

Здесь  $K_1, K_2$  / $K_1 = K_1(p); K_2 = K_2(p)$ / — соответственно коэффициенты усиления усилителей ЭУ и У. Если  $K_2$  выбрать так, что на высоких частотах его модуль стремится к нулю, то на этих частотах согласно /5.4/ и /5.5/

$$U_1 = J R_1 ;$$

$$U_2 = 0 .$$

На низких частотах, где  $|K_2(p)| \gg 1$ ,

$$U_1 = 0 ;$$

$$U_2 = J R_g .$$

Таким образом, на выход ЭУ передается только высокочастотная составляющая входного сигнала  $J$ , причем напряжение на выходе ЭУ пропорционально сопротивлению  $R_1$ . На выход У, наоборот, передается только низкочастотный сигнал, пропорциональный сопротивлению  $R_g$ .

Далее допустим, что

$$\left. \begin{aligned} K_1(p) &= \kappa_1 \gg 1 ; \\ K_2(p) &= \frac{\kappa_2}{T p + 1} . \end{aligned} \right\} \quad /5.6/$$

Тогда /5.4/ и /5.5/ можно представить в следующем виде:

$$U_1(p) = JR_g \cdot \frac{1}{\kappa_2} \frac{T_p + 1}{\frac{R_g}{R_1 \cdot \kappa_2} T_p + 1} ; \quad /5.7/$$

$$U_2(p) = JR_1 \frac{1}{\frac{R_g}{R_1 + R_g} T_p + 1} . \quad /5.8/$$

Как следует из формул /5.7/ и /5.8/, низкочастотная составляющая шума на выходе ЭУ в  $R_1 \kappa_2 / R_g$  раз меньше высокочастотной составляющей, что соответствует уменьшению дрейфа и входного фонового тока на этих частотах во столько же раз.

Усилитель У с коэффициентом передачи  $K_2(p)$  по /5.6/ может быть собран на базе ОУ, охваченного частотно-независимой ООС глубиной  $1/\kappa_2$ , и фильтра нижних частот с постоянной времени  $T$ . Фильтр не может находиться в схеме после ОУ, т.к. в этом случае при большом быстроменяющемся сигнале на выходе ЭУ ОУ работал бы в нелинейном /перегруженном/ режиме. В таком случае формулы /5.7/ и /5.8/ были бы недействительны. Если же этот фильтр находится на входе ОУ /рис. 47/, то шумовое напряжение ОУ создает на входе ЭУ /через  $R_g$ / значительный шумовой ток. Сравним шумовые токи  $J_1$  и  $J_2$ , обусловленные соответственно генераторами напряжения  $U_1$  и  $U_2$ :

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= U_1 \frac{W_1}{W} ; \\ J_2 &= U_2 \frac{W_2}{W} , \end{aligned} \right\} \quad /5.9/$$

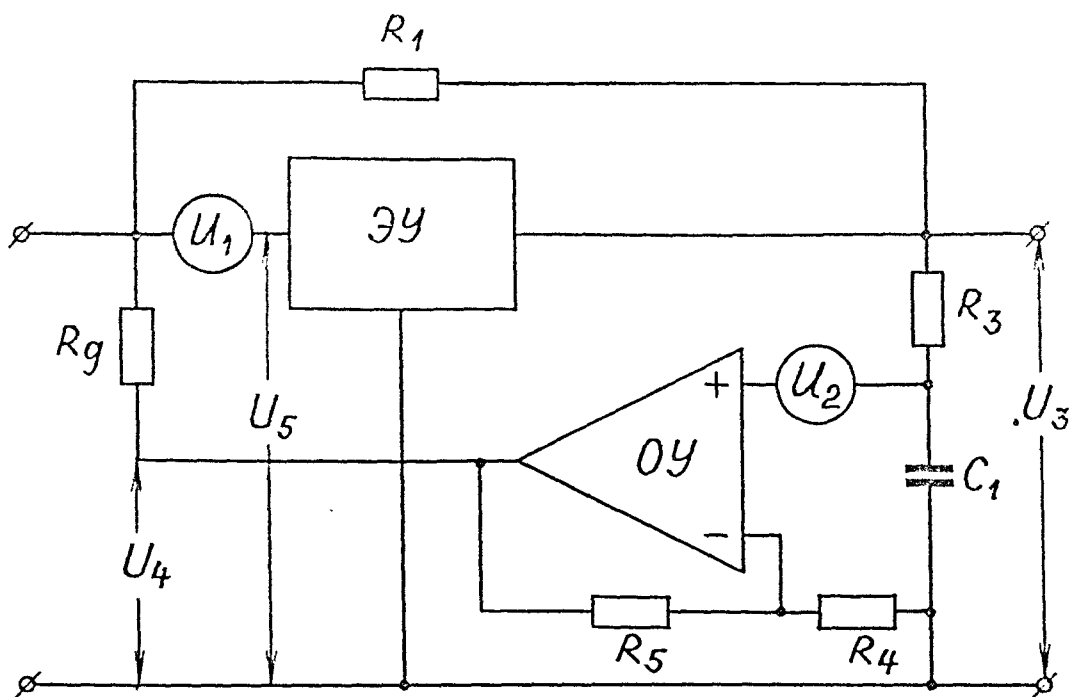


Рис. 47

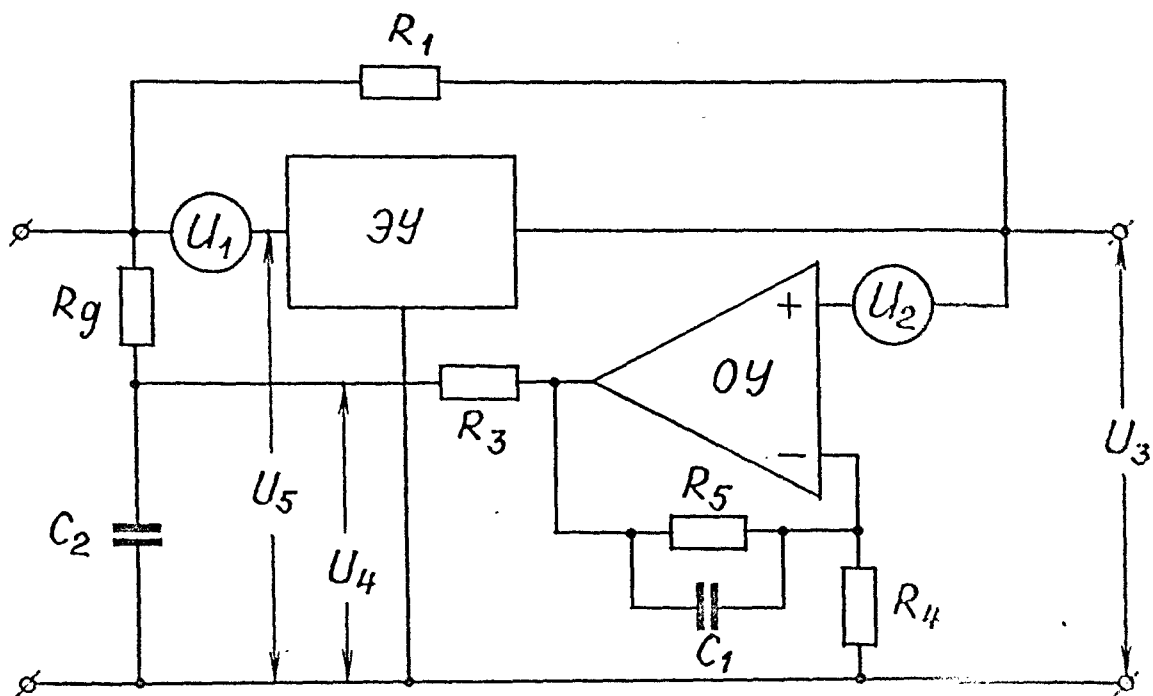


Рис. 48

где  $W_1$  - функция передачи напряжения  $U_1$  на выход ЭУ,  
 $W_2$  - функция передачи напряжения  $U_2$  на выход ЭУ,  
 $W$  - функция передачи входного тока на выход ЭУ.

Согласно /5.9/

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{U_1 \cdot W_1}{U_2 \cdot W_2} .$$

Для определения отношения  $W_1 / W_2$  имеем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_3 &= U_5 K_1 ; \\ U_4 &= (U_3 \cdot K_{\phi} + U_2) K_2 ; \\ W_1 &= \frac{U_3}{U_1} ; \\ W_2 &= \frac{U_3}{U_2} ; \\ K_{\phi} &= \frac{1}{R_3 C_1 p + 1} ; \\ \frac{1}{K_2} &= \frac{R_4}{R_4 + R_5} , \end{aligned} \right\} /5.10/$$

Отсюда

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_9}{R_1 + R_9} \approx \frac{R_4}{R_5} \cdot \frac{R_9}{R_1} .$$

Следовательно, наличие фильтра  $R_3 C_1$  на входе ОУ4 не влияет на отношение  $J_1 / J_2$ . Погрешность от  $U_2$  может быть уменьшена до уровня погрешности от  $U_1$  только путем применения ОУ с очень малым уровнем шумового напряжения  $U_2$ . Если отношение  $R_5 / R_4 = 100$ ;  $R_1 / R_9 = 10$ , то во избежание погрешности от  $U_2$  шумовое напряжение  $U_1$  должно превышать  $U_2$  более чем в  $10^3$  раз.



Видоизмененная схема ИМТ с автоматической компенсацией входного тока приведена на рис. 48. Функция передачи ОУ с учетом цепи ООС и фильтра  $R_3 C_2$  выражается следующим образом:

$$K_2(p) = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{\frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} C_1 p + 1}{R_5 C_1 p + 1} \cdot \frac{1}{R_3 C_2 p + 1} \quad /5.II/$$

Если выбрать

$$\frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} C_1 = R_3 C_2 ,$$

то получим:

$$K_2(p) = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{1}{R_3 C_2 p + 1} ,$$

что по форме совпадает с  $K_2(p)$  из системы уравнений /5.6/. Здесь входной сигнал ОУ не приводит к перегрузке ОУ. Для сравнения влияния шумовых генераторов  $U_1$  и  $U_2$  получим систему уравнений:

$$U_3 = U_5 \cdot K_1 ;$$

$$U_4 = (U_3 + U_2) \cdot K_2(p) ;$$

$$W_1 = \frac{U_3}{U_1} ;$$

$$W_2 = \frac{U_3}{U_2} ;$$

$$K_2(p) = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{1}{R_3 C_2 p + 1} .$$

Отсюда

$$\frac{W_1}{W} \approx \frac{R_9 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_5} \cdot (R_3 C_2 p + 1) .$$

и, следовательно, в схеме происходит подавление высокочастотного шума.

#### 5.1.4. Конструкция и исследование ЭУ.

Результаты работы [3] показывают, что разработанный автором подход к коррекции  $\delta W_z$  позволил уменьшить  $\delta W_z$  до такой степени, что погрешность  $\delta W_y$  стала сравнимой с  $\delta W_z$  даже без подключения ко входу описываемого ИМТ значительной дополнительной емкости /т.е. без емкости объекта и соединительных цепей/.

В главе III было показано, что  $\delta W_y$  можно уменьшить соответствующим выбором структуры ЭУ, не ухудшая при этом условия монотонности переходного процесса. Эти результаты использованы при конструировании ИМТ типа *УТ-8105*.

Блок-схема ИМТ *УТ-8105* приведена на рис. 49.

ЭУ собран по структуре, описанной в [15]. Особенностью данного ЭУ является то, что первый каскад ЭУ охвачен стопроцентной ООС, образуя таким образом электрометрический повторитель ЭП. Входной сигнал подается на вход-выход ЭП. В отличие от схемы, описанной в [15], выход ЭП является общей клеммой для входа-выхода ЭУ в целом. Этим исключено влияние напряжения наводки, появляющейся в схеме [5] на выходном сопротивлении первого каскада ЭУ.

Электрическая схема *УТ-8105* приведена на рис. 50 и 51.

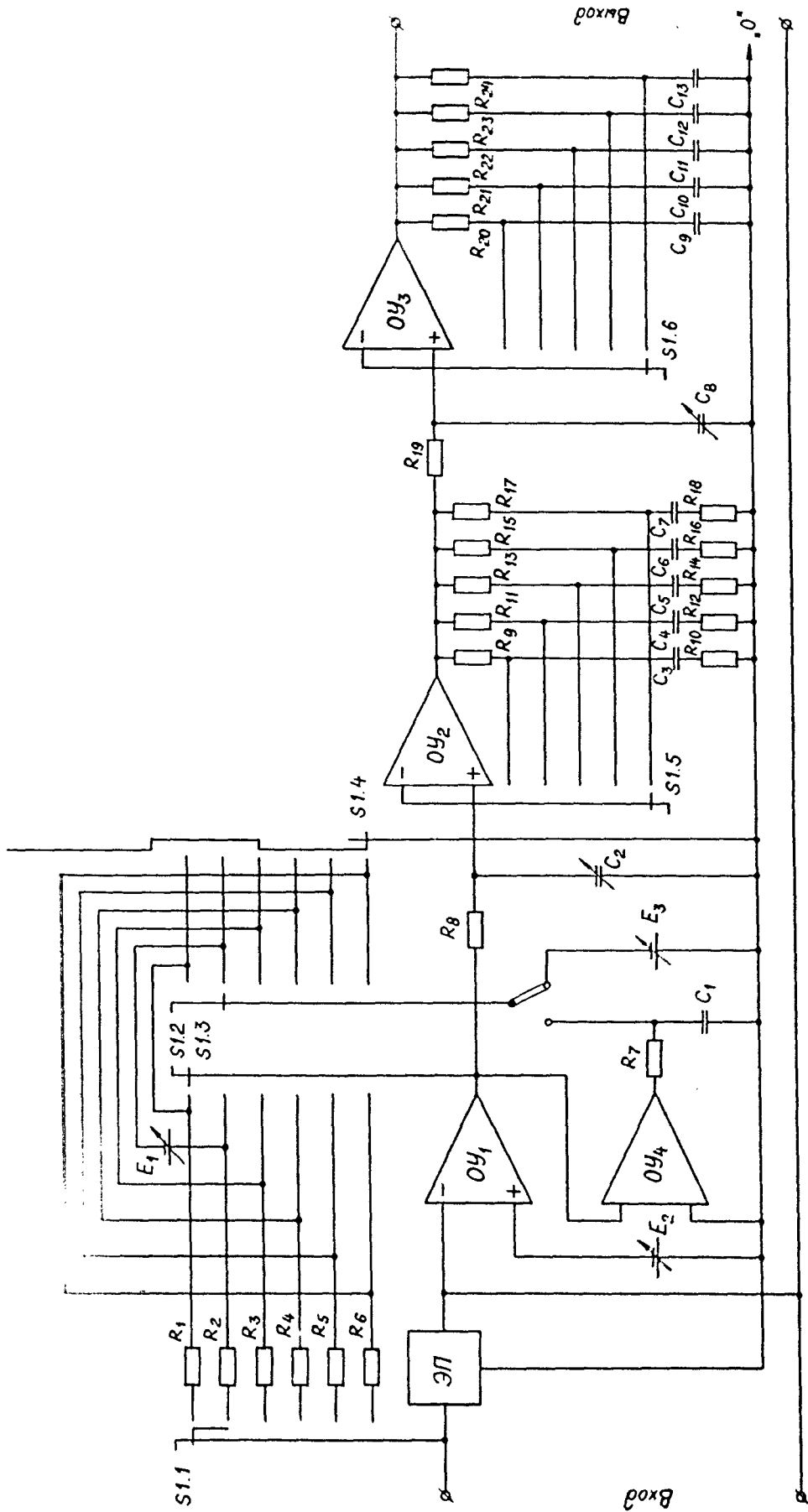
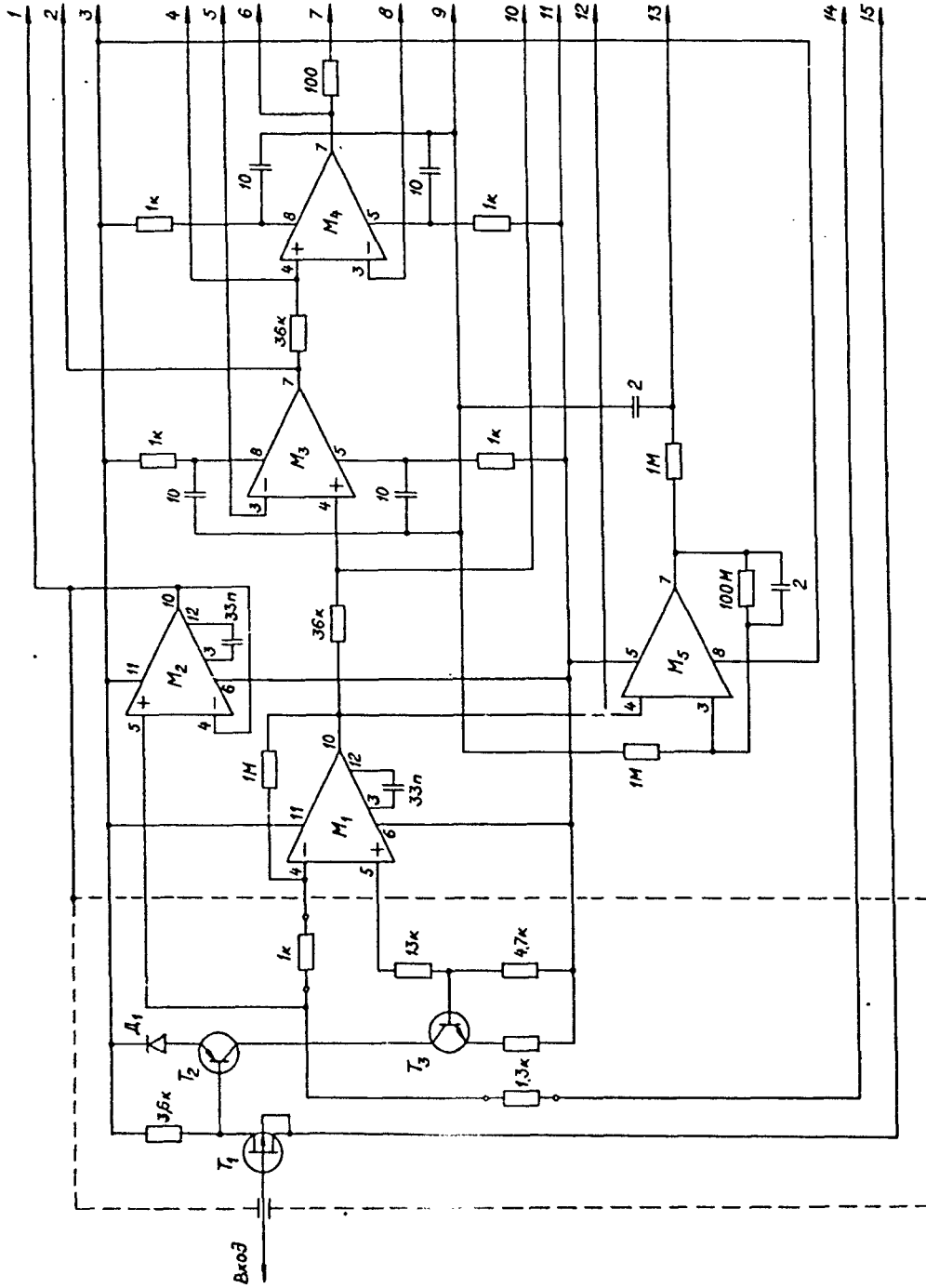


Рис. 49.



$T_1$  - КП305Е,  $M_1$ - $M_2$  - К553У 2,  $M_3$ - $M_5$  - 140У 86  
 $T_2$  - КТ312В,  $T_3$  - КТ3107,  $T_4$ - $T_5$  - КТ349Б, 1 - КС147

Рис. 50.

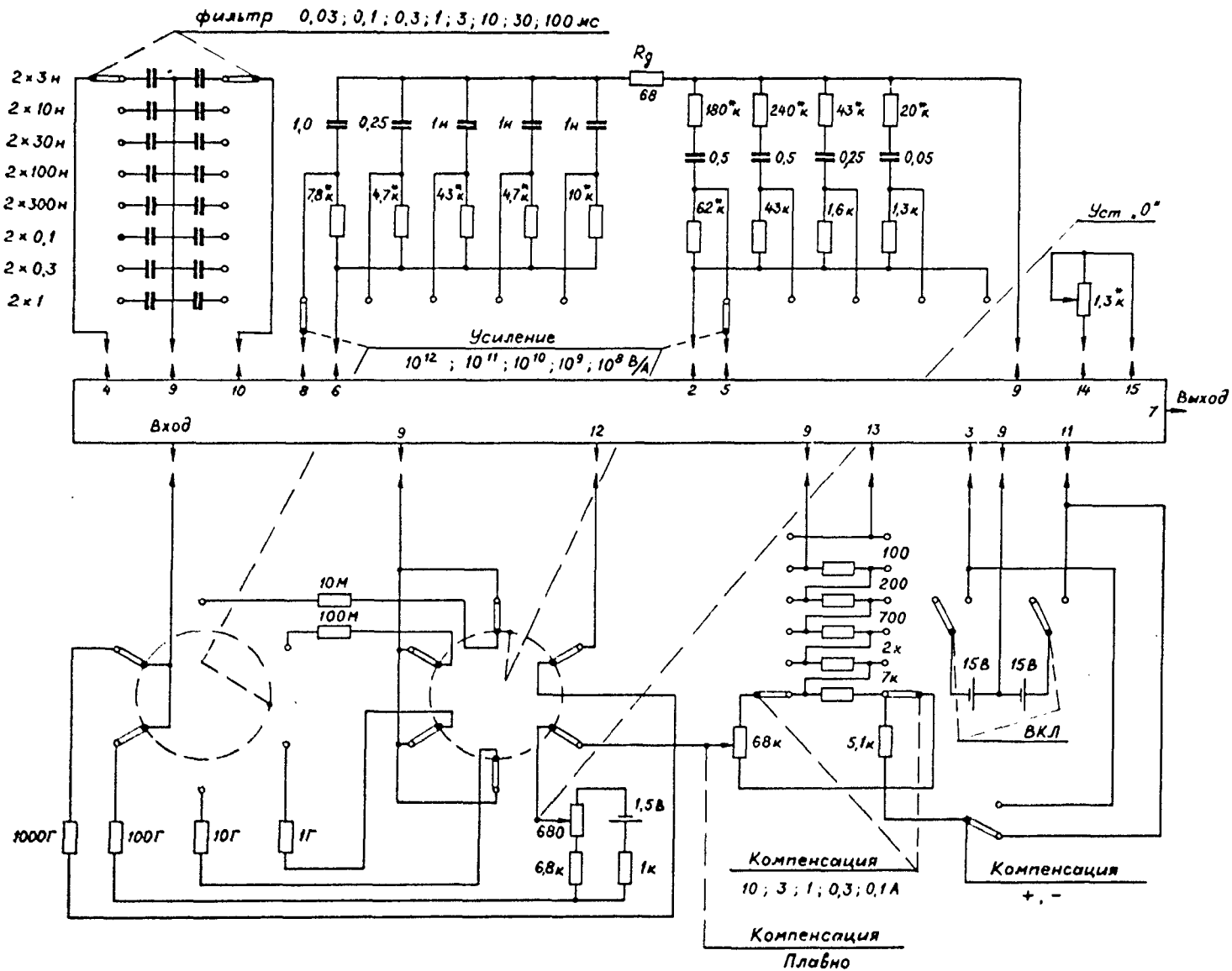


Рис. 51.

ЭП собран по известной схеме [31] с одним полевым транзистором на входе. По сравнению с балансными или дифференциальными схемами каскад в таком исполнении имеет шум в  $\sqrt{2}$  раза меньше [17]. Дополнительное уменьшение высокочастотного шума достигнуто применением в ЭП полевого транзистора с  $p-n$  переходом типа КП303Г вместо МОП-транзистора [3].

Коэффициент передачи ЭП, определенный экспериментально, находится в пределах  $0,995 \div 0,999$ . Входная емкость ЭП не превышает 10 пФ. Частотная полоса пропускания ЭП выше  $2 \cdot 10^5$  Гц.

Постоянная времени ЭУ в целом определена операционным усилителем ОУ и составляет примерно 0,1 с, а коэффициент усиления ОУ1 —  $10^5$  [48].

Входная-выходная клеммы УТ-8105 соединены с выходом ЭП через повторитель, собранный на микросхеме  $M_2$  /рис. 50/, позволяющий снимать с выхода ИМТ бóльший ток.

Дрейф нуля по напряжению 1 мВ/ч и 5 мВ/°С определены для ЭУ в целом при накоротко замкнутом входе-выходе ЭУ после пятнадцатиминутного прогрева прибора. Ток затвора подобранных экземпляров транзисторов типа КП303Г лежит в пределах  $1 \div 3 \cdot 10^{-12}$  А. Дрейф по току измерен при сопротивлении ВПР 1000 ГОм в цепи ООС ЭУ также после пятнадцатиминутного прогрева и составляет соответственно  $10^{-14}$  А/мин и  $10^{-13}$  А/°С.

Ручная компенсация дрейфа по напряжению осуществляется путем изменения напряжения смещения входного транзистора ЭП /рис. 51, 52/.

Ручная компенсация дрейфа по току производится с помощью источника напряжения 1,5 В, который через ВПР 100 ГОм постоянно подключен ко входу ЭУ.

Так как на трех наиболее чувствительных пределах измерения

/т.е. при ВИР с сопротивлениями 1000 ГОм, 100 ГОм и 10 ГОм/ погрешность от дрейфа по току больше погрешности от дрейфа по напряжению, в приборе предусмотрена также автоматическая непрерывная компенсация дрейфа по току согласно принципу, описанному в пункте 5.1.3. Ток компенсации создается выходным напряжением ОУ через ВИР, подключенный к фильтру  $R_7 C_1$  /рис. 49/. Экспериментальное исследование ИМТ типа УТ-8105 показало, что подключение системы автоматической компенсации дрейфа по току не привело к возрастанию общего шумового тока на входе ЭУ.

Экспериментальная кривая АЧХ ИМТ при подключенной системе автоматической компенсации дрейфа по току приведена на рис. 52.

#### 5.1.5. Компенсация постоянного фоновых тока.

В некоторых экспериментах быстроменяющиеся токи сопровождаются постоянным или медленноменяющимся фоном /напр., в газовой хроматографии и т.д./. Применяемая в приборе УТ-8105 система автоматической компенсации дрейфа по току позволяет одновременно скомпенсировать также фоновый ток от объекта измерения. Максимальный фоновый ток, не приводящий ИМТ к режиму перегрузки, определяется максимальным выходным напряжением на клемме I3 и сопротивлением ВИР, подключенного к этой клемме /рис. 50/, и в 10 раз превышает максимальный измеряемый ток на каждом поддиапазоне.

Для ручной компенсации фоновых тока предусмотрены делители ступенчатого и плавного изменения напряжения; через подключенный к этим делителям ВИР создается компенсационный ток /рис. 51/.

## 5.2. Переключатель ВИР. Анализ погрешностей, вносимых переключателем ВИР

Основываясь на результатах анализа шумов и способов переключения поддиапазонов ИМТ, переключение поддиапазонов в приборе УТ-8105 осуществлено путем переключения ВИР  $R_1 \div R_5$  в цепи ООС ЭУ /рис. 49/. Кроме того, имеется возможность переключения поддиапазонов /чувствительности прибора/ при помощи масштабного множителя, роль которого выполняет внешний индикаторный прибор /например, осциллограф/.

Применение в ИМТ устройства для переключения ВИР приводит к подключению на вход ИМТ дополнительного импеданса, что в свою очередь связано с добавлением новых источников погрешностей /теплового шума ВИР, отключенных от входа ИМТ/ или изменением величины уже имеющихся /частотных погрешностей  $\delta W_z$  и  $\delta W_y$ , погрешности от фликкер-шума и дрейфа/. С этой точки зрения ниже проводится анализ известных, а также разработанного автором настоящей работы способов переключения ВИР [13]. Для упрощения анализа ограничимся рассмотрением двухдиапазонных ИМТ. Полученные результаты могут быть обобщены на ИМТ с гораздо большим числом поддиапазонов.

Наиболее распространенным методом переключения ВИР является применение на входе ИМТ размыкающих реле /рис. 53/ [42, 44]. Отключенный от входа ЭУ ВИР с импедансом  $z_1'$  совместно с межконтактной емкостью реле  $C$  шунтирует в цепи ООС ВИР с импедансом  $z_1$ . С учетом емкости  $C$  и импедансов  $z_1$  и  $z_1'$

$$z_1 = R_1 \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)} ;$$



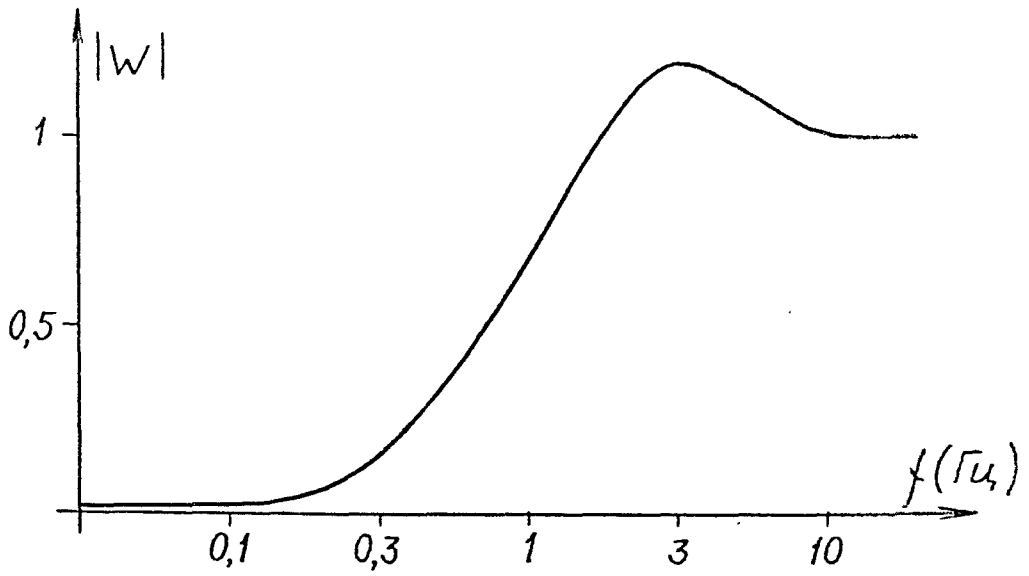


Рис. 52

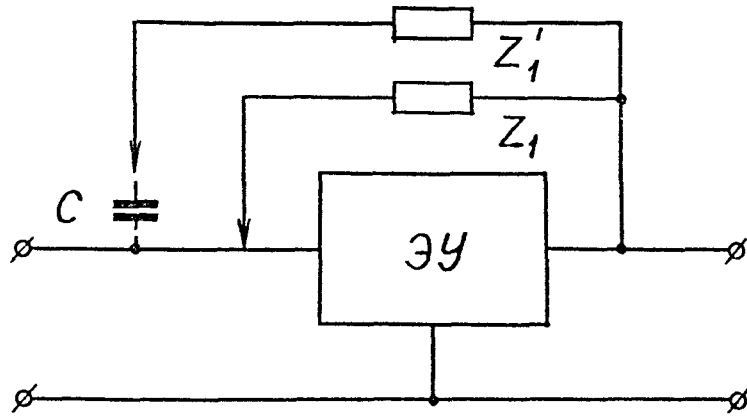


Рис. 53

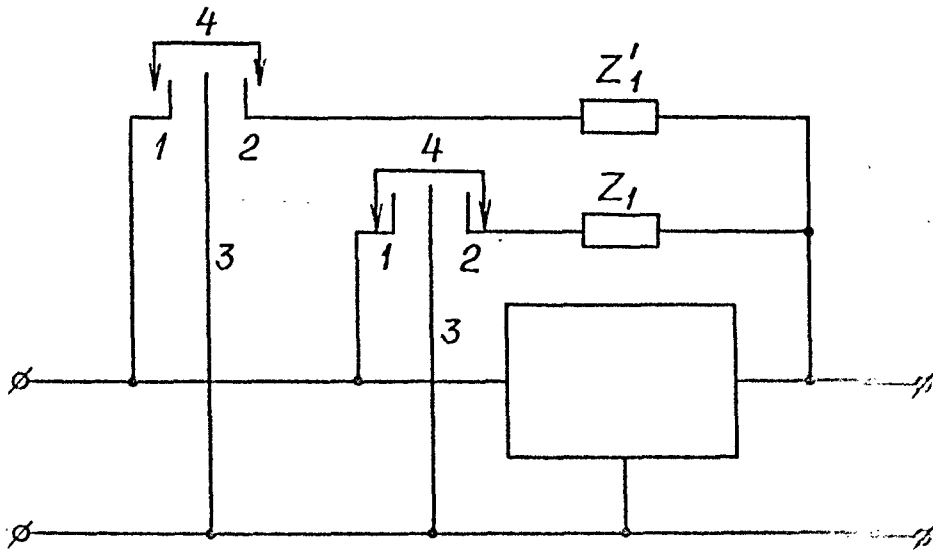


Рис. 54

$$z_1' = R_1' \frac{T_2' p + 1}{(T_1' p + 1)(T_3' p + 1)},$$

суммарный импеданс  $z$  в цепи ООС определяется выражением:

$$z = \frac{R_1 [(T_1' p + 1)(T_2' p + 1) + R_1' C_p (T_2' p + 1)]}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_1' p + 1)(T_2 p + 1) + R_1 C_p (T_2 p + 1)(T_1' p + 1)(T_2' p + 1)} \cdot \frac{(T_2 p + 1)}{R_1' C_p (T_2' p + 1)(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}$$

Таким образом,  $z$  характеризуется дробно-рациональной функцией вида /2.2/, в которой  $m = 3$  и  $n = 4$ . Коррекция  $\delta W_z$  неосуществима методами, разработанными в главе II. Это является важным недостатком данного способа переключения ВПР.

Погрешность  $\delta W_y$ , согласно формулам /3.2/ и /3.II/, уменьшается, т.к.  $|z| < |z_1|$ .

Для упрощения анализа теплового и фликкер-шума допустим, что  $T_1 = R_1 C_1$ ,  $T_1' = R_1' C$ ,  $T_2 = T_3 = T_2' = T_3' = 0$ . В этом случае на вход ИМГ будут включены два источника теплового шума:  $J_1^2$  и  $J_2^2$ , причем

$$\sqrt{J_1^2} = \sqrt{\frac{4kT}{R_1} \Delta f},$$

$$\sqrt{J_2^2} = \sqrt{\frac{4kT}{R_1'} \Delta f} \cdot \left| \frac{R_1' C_p}{R_1 (C + C_1) p + 1} \right|.$$

Тепловой шум отключенного от входа ВПР уменьшается за счет емкостей  $C$  и  $C_1$  как на низких, так и на высоких частотах. Однако, если  $R_1' \ll R_1$ , то  $\sqrt{J_2^2}$  может превышать  $\sqrt{J_1^2}$ . Фликкер-шум возрастает незначительно, т.к. в случае игольчатого пере-

ключателя при типичных значениях межконтактной емкости  $C < 1$  пФ/импеданс в формуле /4.20/ практически не изменяется.

В ИМТ, представленном на рис. 54, применен переключатель ВИР с эквипотенциальным экранированием [42]. Контакты 1 и 2 отгорожены друг от друга заземленным металлическим экраном 3. При замыкании контактов 1 и 2 перемычка 4 заземляется. Емкость между контактами 1 и 2 равна нулю. Таким образом, здесь не возникает дополнительной погрешности  $\delta W_z$  и увеличения теплового шума. Наличие емкости между контактами 1, заземленным экраном 3 и перемычкой 4 приводит к увеличению входной емкости ИМТ и, согласно формулам /3.6/ и /4.20/, к увеличению погрешности  $\delta W_y$  и фликкер-шума. Существенными недостатками данного переключателя являются сложность конструкции и отсутствие его промышленных аналогов.

Простой способ переключения ВИР, не требующий применения высокоомного переключателя, разработан Козловым [46]. Согласно этому способу, неиспользуемый ВИР отключается от выхода ЭУ и соединяется с корпусом. Емкости контактов переключателя не оказывают влияния на вход ЭУ. Однако по отношению к однодиапазонному ИМТ здесь возникает дополнительная погрешность  $\delta W_y$  и увеличение теплового и фликкер-шума, характеризуемые формулами /3.6/, /4.2/, /4.20/ при учете дополнительного импеданса  $z_1'$  на входе ИМТ. Такой способ переключения поддиапазонов применим без значительного увеличения погрешности, если импедансы  $z_1$  и  $z_1'$  близки по модулю.

На рис. 55 изображен ИМТ, в котором неиспользуемый ВИР заземляется на входе ЭУ и отключается от выхода ЭУ [81]. Данный способ переключения ВИР разработан специально для быстродействующих

ИМТ. Аналогичные устройства описаны также в работах [27, 74]. Во всех этих ИМТ полностью исключена дополнительная погрешность  $\delta W_z$ . Межконтактные емкости переключающих реле на входе ЭУ приводят к увеличению входной емкости и, согласно формулам /3.6/ и /4.20/, увеличиваются погрешность  $\delta W_y$  и фликкер-шум. Недостатком ИМТ по рис. 55 является также сложность конструкции электрометрических реле переключающего типа.

Особенность переключателя ВИР, использованного в приборе УТ-8105 [13], заключается в применении на входе ЭУ электрометрического переключателя размыкающего типа, а на выходе — более дешевого низкоомного переключателя переключающего типа. Отключенный от входа ВИР  $z_1'$  подсоединяется к корпусу с помощью переключателя, находящегося на выходе ЭУ /рис. 56/. По сравнению с вышеописанным, здесь не только упрощена конструкция прибора, но и уменьшена емкость на входе ЭУ. Это приводит к уменьшению  $\delta W_y$  и фликкер-шума /по сравнению с предыдущим/. Дополнительная погрешность  $\delta W_z$  в приборе исключена.

С другой стороны, отсоединенный от выхода ЭУ ВИР  $z_1'$  окажется подключенным ко входу ЭУ через межконтактную емкость реле размыкающего типа. Это приведет к увеличению теплового шума.

Конструктивно переключатель выполнен в виде барабана с вырезами, в которые помещены ВИР. Емкость между выводами соседних ВИР не превышает 0,1 пФ, а между выводами более отдаленных — 0,01 пФ. Увеличения общего шума за счет повышения теплового шума не наблюдалось. Это согласуется с результатами исследования [12], свидетельствующими о превалировании фликкер-шума над тепловым.

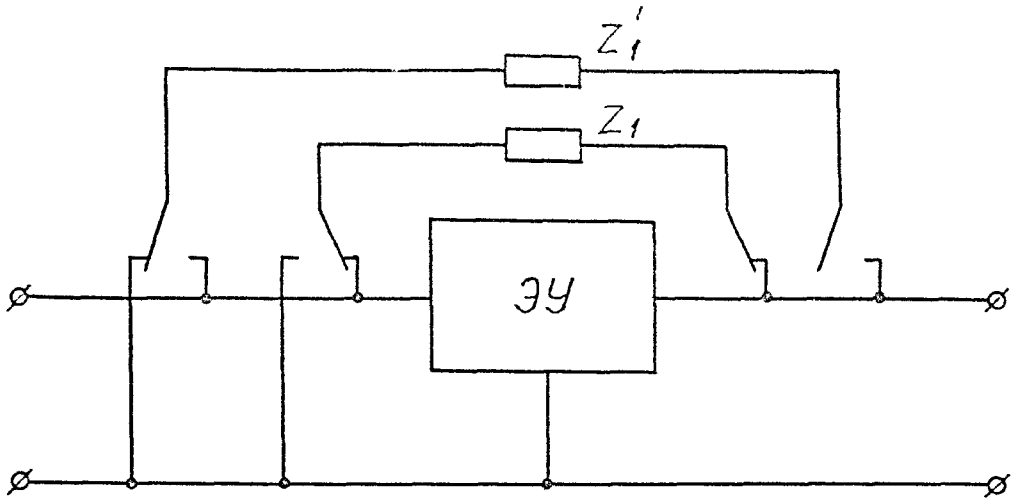


Рис. 55

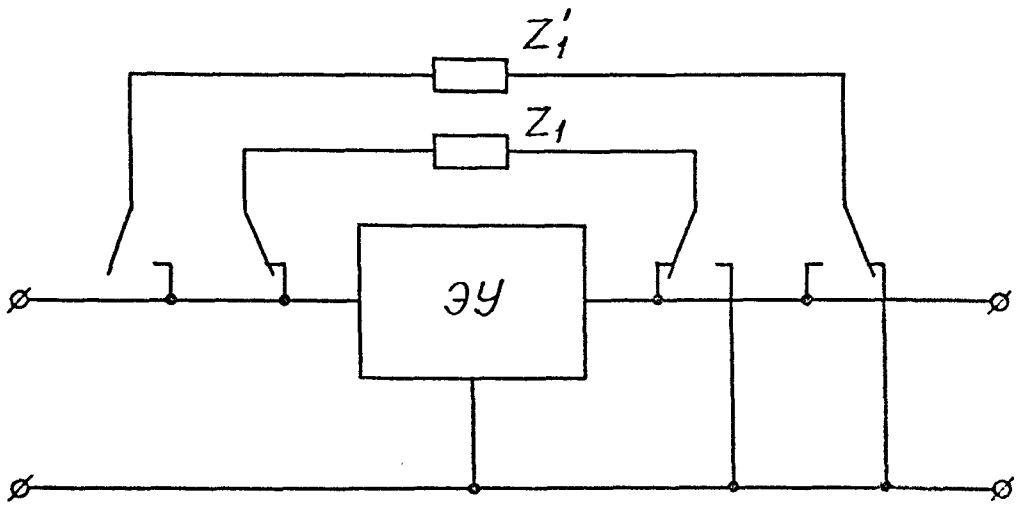


Рис. 56

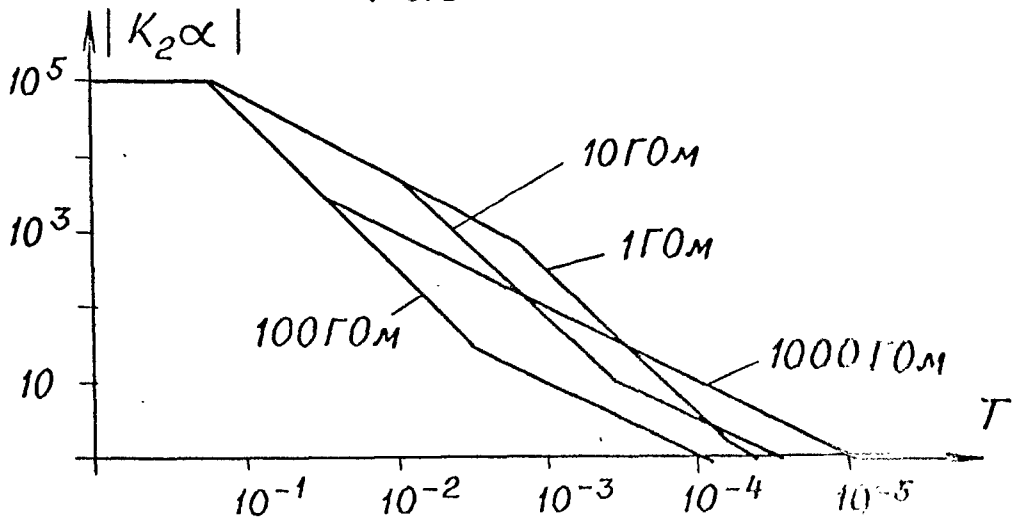


Рис. 57

### 5.3. Частотные погрешности корректирующих цепей.

В предыдущих главах было сделано допущение, что функции передачи корректирующих цепей характеризуются только функциями передачи делителей обратной связи  $\alpha$  и  $\beta$ , т.е. что коэффициенты усиления усилителей ОУ2 и ОУ3 /рис. 49/  $|K_2|$  и  $|K_3|$  бесконечны во всей рассматриваемой полосе частот. В реальных усилителях  $|K_2|$  и  $|K_3|$  всегда ограничены.

Для более точного описания функции передачи корректирующих цепей предположим, что

$$K_2(p) = K_3(p) = \frac{K_2}{T_0 p + 1} \quad /5.12/$$

Тогда реальные функции передачи корректирующих цепей выражаются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} W_\alpha(p) &= \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{K_2 \alpha}{1 + K_2 \alpha} ; \\ W_\beta(p) &= \frac{1}{\beta} \cdot \frac{K_2 \beta}{1 + K_2 \beta} . \end{aligned} \right\} /5.13/$$

Модули частотных погрешностей  $\delta W_\alpha$  и  $\delta W_\beta$  определим как

$$\left. \begin{aligned} \delta W_\alpha &= \left| \frac{W'_\alpha - W_\alpha}{W_\alpha} \right| = \frac{1}{|K_2 \alpha|} ; \\ \delta W_\beta &= \left| \frac{W'_\beta - W_\beta}{W_\beta} \right| = \frac{1}{|K_3 \beta|} , \end{aligned} \right\} /5.14/$$

где идеальные функции передачи корректирующих цепей

$$\left. \begin{aligned} W_{\alpha}'(p) &= \alpha^{-1} & ; \\ W_{\beta}'(p) &= \beta^{-1} & . \end{aligned} \right\} /5.15/$$

С учетом формул /5.12/, /5.13/, /5.15/ получим:

$$K_2 \alpha = K_2 \frac{T_2 p + 1}{(T_1 p + 1)(T_0 p + 1)} ;$$

$$K_3 \beta = K_2 \frac{1}{(T_2 p + 1)(T_0 p + 1)} .$$

Типичные значения постоянных времени  $T_1, T_2, T_3$  приведены в таблице 2. Для применяемых в приборе УТ-8105 интегральных схем 140УД8 справочник 32 дает значения  $K_2 = 10^5$ ,  $T_0 = 0,1$  с.

Таблица 2

ВИР \ T	1000 ГОм	100 ГОм	10 ГОм	1 ГОм
$T_1$	0,12	0,12	0,01	0,001
$T_2$	0,03	0,002	0,0004	$6 \cdot 10^{-5}$
$T_3$	0,014	0,001	0,0002	$3 \cdot 10^{-5}$

На рис. 57 представлены асимптотические кривые  $K_2 \alpha$  для ВИР с сопротивлениями 1000 ГОм, 100 ГОм, 10 ГОм и 1 ГОм. Все кривые пересекают линию единичного усиления под наклоном 20 дБ/дек. Следовательно, проблемы колебательности при этой цепи коррекции не возникает. Частотная погрешность, равная примерно 10 %, появляется при ВИР 100 ГОм на частоте 100 Гц, а при остальных ВИР — на частоте 1000 Гц.

Экспериментальные исследования показали, что при всех ВИР на частотах ниже 2000 Гц частотная погрешность  $|\delta W_\alpha|$  не превышала 10 %.

Колебательность же другого корректирующего звена наблюдается при всех рассмотренных ВИР. С целью обеспечения монотонности переходного процесса этого звена в приборе *УТ-8105* в цепь обратной связи ОУЗ введен дополнительный резистор  $R_g$  /рис. 49/. С введением резистора  $R_g$  в эту корректирующую цепь появляется дополнительная частотная погрешность, связанная с изменением вида функции  $W_\beta(p)$ . В *УТ-8105* всегда удавалось выбирать  $R_g$  так, что она не являлась определяющей для быстродействия ИМТ в целом, но колебательность этой корректирующей цепи была устранена.

#### 5.4. Температурная зависимость импеданса ВИР

Высокоомные резисторы типа КВМ имеют при постоянном токе /при нулевой частоте/ температурный коэффициент сопротивления /ТКС/ до 0,2 [42], т.е. сопротивление изменяется на 2 % при изменении температуры на 10 °С. Авторы некоторых работ /см. напр. [64] / считают, что ТКС на всех частотах одинаков, т.е. в выражении импеданса  $z(p)$  можно выделить две мультипликативные составляющие, одна из которых характеризует температурную зависимость ВИР, а другая — частотную:

$$z(T, p) = \kappa(T) \cdot z(p) .$$

По отношению к нашей эквивалентной схеме ВИР это означало бы, что все элементы эквивалентной схемы имели бы одинаковую температурную зависимость. Такая ситуация может быть результатом случайного совпадения или наблюдается при условии, что все компоненты



эквивалентной схемы имеют одинаковую физическую природу. Строгих оснований к таким предположениям мы не имеем. Следовательно, может случиться, что температурная зависимость  $z(\rho)$  на разных частотах будет различной.

Экспериментальные исследования, проведенные автором настоящей работы в интервале температур  $+10 \div 70$  °С, показывают, что по постоянному току ТКС не превышает паспортного значения, а в области частот от 10 Гц до 2000 Гц температурную зависимость импеданса ВПР /с точностью до 1 %/ обнаружить не удалось.

### 5.5. Шумы ИМТ типа *УТ-8105*.

До сих пор мы ограничивались рассмотрением только "классических" источников шума — теплового шума омических сопротивлений на входе ЭУ, шума входного тока ЭУ и фликкер-шума ЭУ. При рациональной конструкции ИМТ порог чувствительности определяется в основном этими источниками [12]. Однако *УТ-8105* является универсальным прибором, к которому кроме низкого порога чувствительности предъявлены следующие требования: широкий общий диапазон измерений, высокий уровень компенсации входного фоновых тока, малое выходное сопротивление, а также относительная простота конструктивного выполнения. Из-за противоречивости этих требований на менее чувствительных пределах прибора пришлось пойти на компромисс, допуская влияние других источников шума. Характеристика этих источников, методика уменьшения их влияния и результаты измерения шумов *УТ-8105* приведены ниже.

#### 5.5.1. Шум ОУ в корректирующих цепях ИМТ.

Пусть корректирующие цепи ИМТ /рис. 58/ настроены так, что функция передачи всего устройства действительна:

$$W(\rho) = R_1 \quad , \quad /5.16/$$

а функции передачи корректирующих цепей равны соответственно  $\alpha$  и  $\beta$  .

Тогда

$$R_1 = \frac{z_1}{\alpha \cdot \beta} \quad , \quad /5.17/$$

где  $z_1$  - импеданс ВПР.

Для приведения источников шума  $U_1$  и  $U_2$  ко входу ИМТ в виде эквивалентных генераторов тока  $J_1$  и  $J_2$  учтет, что они создают на выходе ИМТ напряжения:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}}' &= U_1 \cdot \frac{1}{\alpha \cdot \beta} \quad , \\ U_{\text{вых}}'' &= U_2 \cdot \frac{1}{\beta} \quad . \end{aligned} \right\} \quad /5.18/$$

С учетом /5.16/ и /5.17/ получим из /5.18/:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= U_1 \frac{1}{z_1} \quad , \\ J_2 &= U_2 \frac{\alpha}{z_1} \quad . \end{aligned} \right\} \quad /5.19/$$

Так как  $|\alpha| < 1$  , то при равных  $U_1$  и  $U_2$  преобладать будет шум первой корректирующей цепи.

Для сужения полосы пропускания УТ-8105 применены фильтры  $R_8 C_2$  и  $R_{19} C_8$  /рис. 49/. Так как согласно /5.19/ шум второй корректирующей цепи в  $|\alpha|^{-1}$  раз меньше шума первой цепи коррекции, здесь опущен фильтр на выходе ОУЗ. Таким образом, удалось снизить значение выходного сопротивления ИМТ до уровня выходного сопротивления ОУЗ. Шумы ОУЗ на более чувствительных пределах не

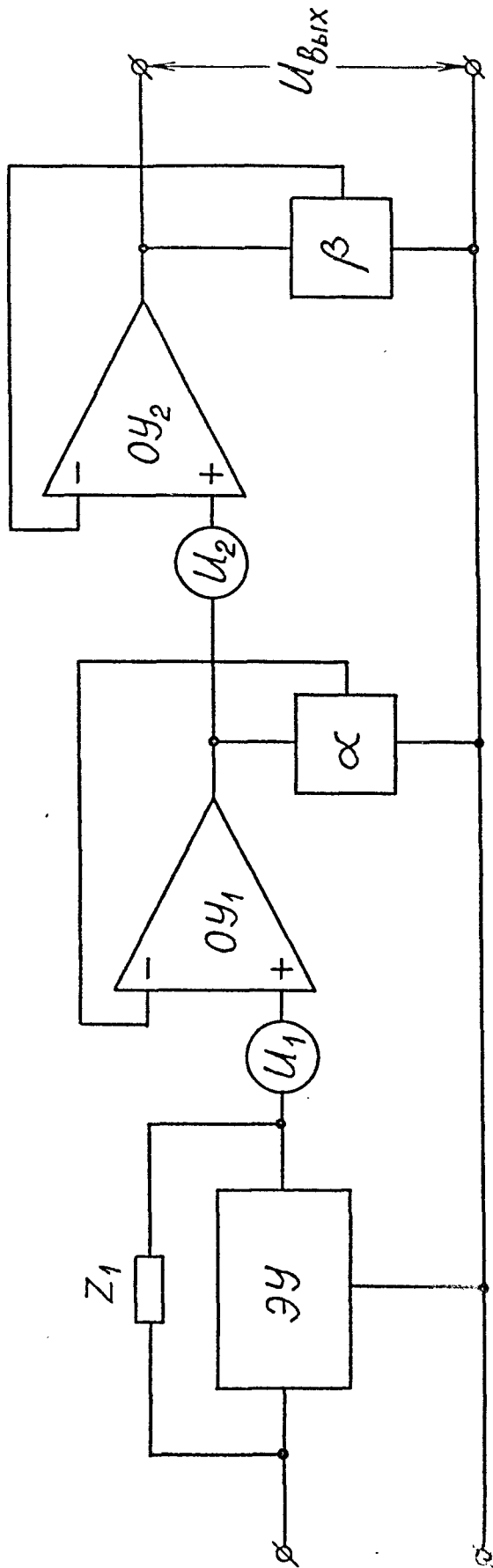


Рис. 58

сказываются.

Необходимо обратить внимание также на последовательность включения корректирующих цепей. Согласно /5.19/, в первую очередь следует включить ту корректирующую цепь, для которой модуль функции передачи  $|\alpha|$  или  $|\beta|$  в интересующей нас частотной области меньше. В нашем случае целесообразным оказалось подключить первой в схему цепь с функцией передачи по формуле /5.2/. При такой последовательности подключения корректирующих цепей ширина шумовой дорожки при ВПР с  $R_1 = 100 \text{ МОм}$  примерно на 10 % меньше, чем при обратной последовательности.

### 5.5.2. Виброшум.

Виброшум возникает при толчках или при тряске прибора. Причиной его возникновения является наличие контактной разности потенциалов  $U$  между колеблющимися элементами, образующими относительно входа ЭУ емкость  $C$ . Ток виброшума

$$J = U \cdot \frac{dC}{dt}$$

При гармоническом изменении емкости  $C$  :

$$C = C_0 + \Delta C \sin(2\pi f t)$$

имеем следующее выражение для тока виброшума:

$$J = U \cdot \Delta C \cdot 2\pi \cdot f \cdot \cos(2\pi f t)$$

Если допустить, что  $U = 0,1 \text{ В}$ ,  $f = 100 \text{ Гц}$  и  $\Delta C = 0,1 \text{ пФ}$ , то получим значение  $J = 10^{-11} \text{ А}$ , что превышает все остальные составляющие шума.

Основным методом уменьшения виброшума является жесткое креп-

ление всех деталей, образующих емкость относительно входа ЭУ.

Виброшум возникает также в самих ВИР типа КВМ; механизм его возникновения аналогичен вышеописанному [42]. Резонансная частота виброшума этих резисторов составляет 400 - 500 Гц. Для устранения виброшума сердцевину резистора следует поместить на опоры. Это можно сделать только вскрыв стеклянный баллон ВИР, что трудно осуществимо. В серийно выпускаемых ВИР сердцевинки не фиксируются опорами. Для уменьшения виброшума ВИР типа КВМ в приборе УТ-8105 следует применить внешнюю амортизацию прибора в целом.

Уровень виброшума ИМТ УТ-8105 от толчков о его корпус составляет примерно  $10^{-11}$  А и затухает до уровня общего шума за 2 секунды при ВИР 1000 ГОм и за 0,5 секунды при резисторе 100 ГОм. При ВИР 100 МОм ÷ 10 ГОм время затухания виброшума менее 0,1 секунды.

#### 5.6. Основные технические данные и характеристики ИМТ типа УТ-8105

1. ИМТ типа УТ-8105 предназначен для преобразования постоянного, переменного или импульсного тока в напряжение той же формы.

2. Коэффициенты преобразования тока в напряжение:  $10^{12}$ ,  $10^{11}$ ,  $10^{10}$ ,  $10^9$ ,  $10^8$  В/А.

3. Максимальное быстродействие /скорость нарастания фронта от 10 % до 90 %/ - 100 мкс при всех коэффициентах усиления.

4. Диапазон преобразуемых токов при максимальном быстродействии - от  $10^{-12}$  А до  $10^{-7}$  А.

5. Диапазон преобразуемых токов при минимальном быстродействии /100 мс/ - от  $10^{-15}$  А до  $10^{-7}$  А.

6. Основная погрешность не превышает  $\pm 5\%$ .

7. Дополнительная погрешность, вызванная отклонением температуры окружающего воздуха от  $20^\circ\text{C}$  на  $10^\circ\text{C}$ , не превышает  $\pm 2\%$ .

8. Время установления рабочего режима после включения — 15 мин.

9. Нестабильность шумового уровня —  $10^{-12}$  А/ч,  
—  $10^{-11}$  А/  $10^\circ\text{C}$ .

10. Среднее квадратичное значение шума при максимальном быстродействии /100 мкс/ при коэффициентах преобразования:

$10^{12}$ В/А	—	$3 \cdot 10^{-13}$ А
$10^{11}$ В/А	—	$9 \cdot 10^{-13}$ А
$10^{10}$ В/А	—	$2 \cdot 10^{-12}$ А
$10^9$ В/А	—	$3 \cdot 10^{-12}$ А
$10^8$ В/А	—	$1 \cdot 10^{-11}$ А

11. Максимальная допустимая емкость на входе ИМТ — 1000 пФ.

12. Максимальное быстродействие при максимальной допустимой емкости на входе ИМТ — не ниже 200 мкс при всех коэффициентах преобразования.

13. Среднее квадратичное значение шума при входной емкости 1000 пФ и максимальном быстродействии —  $10^{-11}$  А при всех коэффициентах преобразования.

14. Максимальное выходное напряжение ИМТ  $\pm 15$  В.

15. Максимальный допустимый выходной ток ИМТ — 1 мА.

16. Питание — внутреннее батарейное  $\pm 15$  В.

17. Потребляемая мощность не более 1 Вт.

18. Габаритные размеры 120 x 230 x 280 мм<sup>3</sup>.

19. Масса прибора не более 6 кг.

### 5.7. Основные результаты и выводы

1. Показано, что дрейфы ЭУ по току и по напряжению следует компенсировать отдельно, т.е. при помощи отдельных источников тока и напряжения.
2. Разработан метод периодической компенсации дрейфа по току.
3. Разработан метод автоматической непрерывной компенсации дрейфа по току и постоянного и медленноменяющегося фонового тока.
4. Разработан переключатель ВПР с упрощенной конструкцией, позволяющий получить малую погрешность и низкий порог чувствительности ИМТ.
5. Разработан быстродействующий ИМТ типа *УТ-8105*, объединяющий в себе все основные положительные свойства предыдущих разработок.
6. Приводятся данные экспериментального исследования отдельных узлов и ИМТ типа *УТ-8105* в целом.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Измерители малых токов /ИМТ/ являются одной из разновидностей электрометрической аппаратура, предназначенной для измерений в высокоомных цепях при малых токах на входе прибора. ИМТ, как правило, состоят из первичного преобразователя ток - напряжение и из электрометрического усилителя напряжения /ЭУ/ как согласующего звена между первичным преобразователем и выходным индикаторным прибором. Наиболее применяемыми преобразователями ток - напряжение являются высокоомные измерительные резисторы /ВИР/ с сопротивлением от 100 МОм до 1000 ГОм. Малые паразитные емкости, шунтирующие ВИР, приводят к значительным постоянным времени и, тем самым, понижению быстродействия ИМТ. Анализ литературных данных показывает, что для повышения быстродействия ИМТ нашли применение все основные методы улучшения динамики устройств автоматического регулирования, однако работы последних 25 лет не привели к заметному повышению уровня, достигнутого уже в начале пятидесятых годов.

В диссертации выясняется, что наиболее существенной причиной отсутствия положительного эффекта в рассмотренных работах было неточное описание импеданса ВИР, не позволяющее исследователям применять адекватные меры коррекции динамики ИМТ. Применяя формально-математический подход к описанию измерительных цепей дробнорациональной функцией, диссертанту удалось получить более точное выражение для описания импеданса ВИР. Далее диссертантом разработаны методы идентификации ВИР и настройки корректирующих цепей ИМТ. Таким образом, при сопротивлении ВИР 1000 ГОм удалось получить быстродействие 100 мкс, что в 10 раз превышает результаты,



достигнутые ранее. При этом в общей частотной погрешности, как показывают экспериментальные результаты, наиболее важную роль стали играть параметры ЭУ.

Диссертантом доказано, что общую частотную погрешность ИМТ  $\delta W$  можно разбить на две составляющие:  $\delta W_z$  и  $\delta W_y$ , причем  $\delta W_z$  зависит только от параметров ВПР и корректирующих цепей, а  $\delta W_y$  зависит также от параметров ЭУ. Составляющая  $\delta W_y$  может быть подвергнута отдельному теоретическому и экспериментальному исследованию. Сравнительный анализ величины  $\delta W_y$  при разных методах коррекции погрешности  $\delta W_z$  выявил преимущества метода умножения операторных чувствительностей, что хорошо подтверждается экспериментом. В диссертации рассмотрено также влияние на  $\delta W_y$  разных методов переключения поддиапазонов ИМТ. Наиболее целесообразным оказалось применение на выходе ИМТ масштабного множителя.

Погрешность  $\delta W_y$  зависит также от параметров самого объекта измерения. Для обеспечения минимального значения  $\delta W_y$  при разных объектах измерения следует выбирать соответствующие параметры ЭУ. Диссертантом разработаны два метода согласования ИМТ с объектом измерения. В первом случае ЭУ состоит только из одного усилительного каскада /операционного усилителя/, во втором случае - из двух усилительных каскадов, что позволяет получить малую погрешность  $\delta W_y$  при значительных емкостях самого объекта измерения.

Порог чувствительности ИМТ определяется шумами отдельных узлов ИМТ. Анализ литературы о шумах ИМТ не позволил выявить основной источник шума. Диссертантом разработан метод экспериментального определения основного источника шума. При этом исследованию подлежит ИМТ в целом и нет необходимости знания численных параметров отдельных составляющих шума. Оказывается, что основным является

фликкер-шум ЭУ. Только на низких частотах и при малых входных емкостях на входе ЭУ превалирует дробовой шум  $J_{gr}$  транзистора как входного элемента ЭУ.

Теоретические и экспериментальные результаты, полученные в данной работе, учтены при разработке многопредельного быстродействующего ИМТ типа  $UT-8105$ . Разработка и исследование этого ИМТ являются содержанием последней главы диссертации. При разработке  $UT-8105$  выявлены некоторые дополнительные составляющие погрешности, имеющие по сравнению с ранее рассмотренными менее общий характер. Эти составляющие погрешности связаны с техническим осуществлением ЭУ, переключателя ВИР, корректирующих цепей и т.д. С целью уменьшения этих составляющих в диссертации разработаны методы периодической и автоматической компенсации дрейфа по току, конструкция переключателя ВИР и оптимальная структура ИМТ в целом.

Все основные результаты диссертации опубликованы в научной печати, а также доложены на конференции "Проблемы конструирования и производства современной измерительной техники" в 1979 г. в Минске, на республиканской конференции, посвященной Дню Радио, в 1979 г. в Таллине, на III Всесоюзной конференции "Динамические измерения" в 1981 г. в Ленинграде, на Днях физиков ЭССР в 1982 г. в Тарту, на научно-техническом совещании "Вопросы динамики электрометрической аппаратуры" в 1982 г. в Тарту.

Авторство, новизна и полезность принципиальных технических решений защищены авторским свидетельством на изобретение: "Быстродействующий измеритель малых токов, а/с СССР № 813259.

Результаты диссертации внедрены: в Высокогорном геофизическом институте г. Нальчика при измерениях динамики заряжения замерзающих капель воды, выполняемых в рамках темы, зарегистрированной в Госкомитете по науке и технике под номером 0.74.10.01.12.н.2;

- в Ленинградском электротехническом институте им. В.И. Ульянова /Ленина/ для измерений вольт-амперных характеристик и дрейфовой подвижности сегнетоэлектриков, выполняемых в соответствии с координационным планом ГКНГ СССР по проблеме "Получение и применение сегнетоэлектрических и пьезоэлектрических материалов /раздел 03.М.3.5/;

- в Ленинградском государственном университете для снятия вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов;

- в онкологическом диспансере г. Тарту в газовом хроматографе;

- в Проблемной лаборатории аэроионизации и электроаэрозолей ТГУ при разработках поверочных средств для быстродействующих ИМТ.

Основные результаты диссертации включены в программу лекционного курса "Электрометрические измерения и приборы", прочитанного диссертантом в 1982/83 и 1983/84 учебных годах студентам IУ курса ТГУ, обучающимся по специальности физика-электроника.

Результаты, полученные в диссертации, могут служить основой при разработке промышленных быстродействующих ИМТ узкого и широкого назначения.

Диссертанту представляется наиболее актуальным продолжить работу по теме диссертации в направлении уменьшения шумов ИМТ, разработки методов более точного и удобного снятия динамических характеристик ИМТ, уменьшения погрешности  $\delta W_y$ , исследования специфичных требований к быстродействующим ИМТ в разных научных экспериментах /экспериментальных установках/. Также представляется актуальной замена аналоговой коррекции динамики ИМТ цифровой обработкой выходного сигнала нескорректированного ИМТ.

Диссертант выражает глубокую благодарность коллективу сектора электрометрии Лаборатории аэроионизации и электроаэрозолей Тарту-

ского государственного университета и его научному руководителю О.В. Саксу за помощь и поддержку, которые были оказаны в ходе всей работы над диссертацией.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ансо М.Х. Методы повышения быстродействия электрометрических измерителей малых токов. - Уч. зап. Тартуск. ун-та, 1980, вып. 534, с. 3 - 15.
2. Ансо М.Х. Метод идентификации высокоомного измерительного резистора. - Уч. зап. Тартуск. ун-та, 1980, вып. 534, с. 16 - 20.
3. Ансо М.Х. Быстродействующий электрометр. - Прибор и техника эксперимента, 1981, № 5, с. 128 - 130.
4. Ансо М.Х. О выборе структурной схемы и ее параметров для быстродействующих измерителей малых токов. - Уч. зап. Тартуск. ун-та, 1981, № 588, с. 116 - 123.
5. Ансо М.Х. Согласование быстродействующего измерителя малых токов с объектом измерения. - Измерительная техника, 1982, № 10, с. 36 - 37.
6. Ансо М.Х. Широкополосный усилитель малого тока УТ-8105. - Приборы и техника эксперимента, 1982, № 4, с. 257.
7. Ансо М.Х. О быстродействии линейного измерителя малых токов. - В кн.: Проблемы конструирования и производства современной измерительной техники: Тез. докл. науч.-техн. конф. Минск, 1979, часть I, с. 67 - 68.
8. Ансо М.Х. Исследование быстродействия линейного эксперимента. - Тез. докл. респ. науч.-техн. конф. посвященной Вню Радио. Таллин, 1979, с. 6 - 7.

9. Ансо М.Х. Паразитные явления в быстродействующих электрометрах. - Тез. докл. респ. науч.-техн. конф. посвященной Дню Радио. Таллин, 1981, с. 17 - 18.
10. Ансо М.Х. Определение динамической погрешности электрометра при его совместной работе с реальным объектом измерения. В кн.: Динамические измерения. Тез. докл. третьего всесоюзного симпозиума. Ленинград, 1981, с. 154 - 156.
11. Ансо М.Х. Современное состояние и перспективы развития быстродействующих электрометров. В.кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры: Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 29 - 31.
12. Ансо М.Х. Шумы быстродействующего измерителя малых токов. В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры. Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 23 - 26.
13. Ансо М.Х. Широкополосный усилитель малых токов УТ-8105. В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры. Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 26 - 29.
14. Ансо М.Х. О влиянии переключения поддиапазонов на динамическую точность и устойчивость электрометра. - В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры: Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 18 - 19.
15. Ансо М.Х. Измерители быстропротекающих процессов с малым дрейфом нулевого уровня. В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратура. Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 32 - 33.
16. А. с. 813259 /СССР/. Быстродействующий измеритель малых токов / М.Х. Ансо. - Оpubл. в Б.И., 1981, № 10.

17. Антоновский А.А., Блинов В.Н. Электрометрический усилитель. - Приборы и техника эксперимента, 1977, № 4, с. 137 - 139.
18. Анхимюк В.Л. Теория автоматического управления. - Минск: Высшая школа, 1979. - 350 с.
19. Аронов В.А., Баклов А.В., Зайцев А.А. и др. Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справочник. - М.: Энергоиздат, 1982. - 903 с.
20. Бакланов В.Ф., Леонов В.В., Скорин Г.С. Определение коэффициентов передаточных функций линеаризованных систем по экспериментальным кривым переходного процесса. - Измерительная техника, 1977, № 2, с. 35.
21. Берзин Л.Ф. Электрометрический усилитель на полевом транзисторе и интегральной микросхеме. - Прибора и техника эксперимента, 1973, № 5, с. 150 - 151.
22. Берзин Л.Ф. Электрометрический усилитель с большим динамическим диапазоном. - Приборы и техника эксперимента, 1975, № 4, с. III - II2.
23. Бесекерский В.А., Поков Е.П. Теория автоматического регулирования. - М.: Наука, 1966. - 992 с.
24. Бодров В.М. Определение дифференциального уравнения объекта по его временной характеристике. - В кн.: Анализ и синтез систем автоматического управления. М., 1968, с. 384 - 391.
25. Борзов В.М., Виллем Я.Я., Илюкович А.М. и др. Калиброванные источники малых постоянных токов. - Измерительная техника, 1969, № 6, с. 33 - 37.
26. Быстров А.А., Воржев В.Г. Стабильный повторитель напряжения с МОП транзистором на входе. - Приборы и техника эксперимента, 1974, № 6, с. 129.

27. Вейнбергер Р. Расчет и конструкция специальных электрометрических схем. - Электроника /перевод с английского/, 1971, № 18, с. 40 - 46.
28. Васильев В.Г. Воспроизведение быстропротекающих процессов линейными регистрирующими системами. - Измерительная техника, 1963, № 1, с. 6 - 10.
29. Всеволожский Л.Н. Измерение гистерезисных свойств МДП структур. - Измерительная техника, 1979, № 3, с. 42 - 43.
30. Гальперин Б.С. Непроволочные резисторы. - Л.: Энергия, 1968, - 284 с.
31. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов. - М.: Энергия, 1970. - 159 с.
32. Горюнов Н.Н., Клейман А.Ю., Комков Н.Н. и др. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. - М.: Энергия, 1976, - 744 с.
33. ГОСТ 23913-79. Средства измерения электрометрические. Общие технические требования. - М.: Издательство стандартов, 1980.
34. ГОСТ 16263-70. Метрология. Термины и определения. - М.: Издательство стандартов, 1972.
35. Грановский В.А. Методы обработки экспериментальных данных при определении динамических характеристик средств измерений. - Метрология, 1975, № 1, с. 3 - 20.
36. Гриценко О.Т., Левиталь И.Я., Арсланов Р.А. Электрометрический усилитель с непосредственными связями на МОП транзисторе. - Приборы и техника эксперимента, 1975, № 2, с. 140.
37. Еремин А.П. Повышение быстродействия электрометров. - Измерительная техника, 1963, № 4, с. 44.



38. Закревский Д.Д. Исследование дрейфовых свойств МОП транзисторов. - Труды Московского энергетического института, 1972, вып. 107, с. 118.
39. Закревский Д.Д., Устинова В.А. Анализ шумов эквивалентных схем электрометрических усилителей. - В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры: Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 12 - 14.
40. Зеленин А.Е. Электрометрический усилитель с непосредственной связью на транзисторах с  $p-n$  переходом. - Приборы и техника эксперимента, 1980, № 3, с. 129 - 130.
41. Иванова М.А. Определение дифференциального уравнения исследуемого процесса по экспериментальной кривой. - Измерительная техника, 1979, № 6, с. 20 - 22.
42. Илюкович А.М. Техника электрометрии. - М.: Энергия, 1976, 399 с.
43. Июньский /1983 г./ пленум ЦК КПСС и задачи Госстандарта. - Измерительная техника, 1983, № 9, с. 3 - 6.
44. Кайтса Э.Е., Кирсс Ю.Э., Мадисе Т.В. и др. Высокочувствительный электрометр типа УТ-6801 с динамическим конденсатором. В кн.: Методы и аппаратура для измерения сверхмалых сигналов постоянного тока в высокоомных цепях. М., 1973, с. 18 - 26.
45. Карлащук В.И. Электрометрический усилитель с динамическим конденсатором. - Приборы и техника эксперимента, 1975, № 4, с. 112 - 114.
46. А.с. 632050 /СССР/. Электрометрический усилитель / Б.Г. Козлов. - Оpubл. в Б.И. 1978 № 41.

47. Колтик Е.Д., Рождественская Т.Б. Развитие метрологии электрических измерений от Д.И. Менделеева до наших дней. - Измерительная техника, 1984, № 2, с. 8 - 11.
48. Кудряшов Б.П., Назаров Ю.В., Табарин Б.В. Аналоговые интегральные микросхемы. Справочник. - М.: Радио и связь, 1981, 160 с.
49. Левинзон Ф.А., Трещев В.М. Усилитель на полевых транзисторах с  $p-n$  переходом с малыми шумами типа  $1/f$ . - Измерительная техника, 1979, № 3, с. 38 - 39.
50. Леонтьев Г.Е., Арионавичюс В.П., Миколайтис Г.С. Малошумящий предусилитель. - Приборы и техника эксперимента, 1984, № 1, с. 126 - 127.
51. Леонов В.В. Метод определения передаточной функции линейной системы. - Измерительная техника, 1978, № 7, с. 17 - 18.
52. Майлс Р. Сверхчувствительные измерительные приборы со специальными входными каскадами. - Электроника /перевод с английского/, 1979, № 20, с. 60 - 66.
53. Малин Б.В., Сонин М.С. Параметры и свойства полевых транзисторов. - М.: Энергия, 1967. - 112 с.
54. Миллер Ф.Г. К разработке электрометров прямого усиления для многоканальных спектрометров аэроионов. - Уч. зап. Тартуск. ун-та, 1981, вып. 558, с. 124 - 131.
55. А.с. 559365 /СССР/. Усилитель постоянного тока / И.А. Окороков. - Опубл. в Б.И., 1977, № 19.
56. Ортюзи Ж. Теория электронных цепей. Часть I. - М.: Мир, 1970. - 407 с.

57. Осипов А.К. Полупроводниковые электрометрические усилители. - Приборы и техника эксперимента, 1971, № 1, с. 7 - 18.
58. Паршин А.В., Романова Н.Н., Устинова Л.Б. Методы уменьшения постоянной времени входной цепи электрометрических усилителей. - Приборы и техника эксперимента, 1964, № 3, с. 88 - 94.
59. Полонников Д.Е., Самсонов В.А. Электрометрический усилитель на МОП транзисторах. - Измерительная техника, 1976, № 9, с. 51 - 52.
60. Полонников Д.Е. Решающие усилители. - М.: Энергия, 1973. - 246 с.
61. Пономаренко Н.П., Залкинд В.М. Широкополосный предусилитель для болометров с большим внутренним сопротивлением. - Приборы и техника эксперимента, 1974, № 6, с. 123 - 124.
62. А.с. 374545 /СССР/. Электрометрический усилитель с регулируемой постоянной времени / Р.Е. Прилуцкий. - Оpubл. в Б.И., 1973, № 15.
63. Прилуцкий Р.Е. Метод регулирования быстродействия электрометрического усилителя. - Приборы и техника эксперимента, 1974, № 2, с. 130 - 132.
64. А.с. 471542 /СССР/. Устройство для стабилизации коэффициента передачи электрометрического усилителя / Р.Е. Прилуцкий. - Оpubл. в Б.И., 1975, № 19.
65. Прилуцкий Р.Е. К вопросу об оптимальном быстродействии электрометрического усилителя. В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры: Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 11.

66. Рождественская Т.Б., Антонова Д.И., Жутковский В.Л. Аппаратура для точного измерения больших сопротивлений, малых постоянных токов и методы ее поверки. - М.: Издательство стандартов, 1973. - 114 с.
67. Романова Н.Н., Паршин А.В., Устинова Л.Б. Собственный шум широкополосных электрометрических усилителей. - Приборы и техника эксперимента, 1964, № 3, с. 94 - 102.
68. Роос М.Э. Сравнение динамических свойств некоторых синхронных детекторов в усилителе с динамическим конденсатором. - Уч. зап. Тартуск. ун-та, 1982, вып. 631, с. 133 - 138.
69. Роос М.Э. Оценка динамических точностных характеристик динамического электрометра. В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры. Тез. докл. науч.-техн. совещания. Тарту, 1982, с. 7 - 10.
70. Роос М.Э., Сакс О.В. Применение параллельных синхронных детекторов для расширения полосы пропускания МДМ усилителей. В кн.: Вопросы теории и проектирования аналоговых измерительных преобразователей. Тез. докл. всесоюзного науч.-техн. семинара. Ульяновск, 1978.
71. Сальман Е.Г., Самойлов В.А., Вертопрахов В.Н. Источник малых токов для неразрушающего контроля структур металл-диэлектрик-полупроводник. - Приборы и техника эксперимента, 1980, № 5, с. 220 - 221.
72. Себко С.Е. Усилитель постоянного тока со стабилизацией выходного уровня. - Измерительная техника, 1979, № 4, с. 45 - 46.
73. Симою М.И. Определение коэффициентов передаточных функций

- линеаризированных звеньев и систем авторегулирования. - Автоматика и телемеханика, 1957, № 6, с. 514 - 528,
74. Слуцкий М.Е. Электрометрический усилитель. - Приборы и техника эксперимента, 1965, № 5, с. 117 - 120.
75. А.с. 514372 /СССР/. Коммутационное устройство / П.Г. Сопин, А.И. Ромащенко. - Оpubл. в Б.И., 1976, № 18.
76. Шакил. Электрометр с разрешающей способностью 60 электрон/с. - Электроника /перевод с английского/, 1978, № 5, с.87 - 88.
77. Шамрило М.А. Анализ чувствительности быстродействующих электрометрических усилителей на полевых транзисторах. В кн.: Вопросы динамики электрометрической аппаратуры, Тарту, 1982, с. 52.
78. Шепелевский Л.Д., Семенченко В.Л., Свиридова Л.Г. Простой электрометрический усилитель. - Измерительная техника 1980, № 6. с. 69 - 70.
79. Эрглис А.Э., Янсон У.В. Усилитель с нейтрализацией входной емкости. - Приборы и техника эксперимента, 1976, № 1, с.129 - 130.
80. Худсон Д. Статистика для физиков. - М.: Мир, 1970. - 296 с.
81. Brookshier N.K. Electrometer Circuit Design for Extended Band Widths. - Nuclear Instruments and Methods, 1964, v.2, № 25, p. 317 - 327.
82. Cath P.G., Peabody A.M. High Speed Current Measurements. - Analytical Chemistry, 1971, v. 43, № 11, p. 91 - 99.
83. Cohn C.E. Improving the Dinamic Behavior of Ion-Chamber Current Amplifiers. - Trans. American Nuclear Society, 1961, № 1, p.23.

84. Goto K., Ishikawa K. Design and Construction of High Speed Pico-Animeter. - Sinku, Journ. of the Vacuum Society of Japan, 1979, v.22, № 6, p. 235 - 246.
85. Dalley L., Johnstone B.M., Pygsley I.D. The Design of Direct Coupled Pre-Amplifiers. - Proc. I.R.E. Australia, 1960, v. 21, № 7, p. 465.
86. Dever J., Sickles L. A High-Speed Microcurrent Amplifier. - Communication and Electronics, 1960, № 5, p.375 - 379.
87. Johnstone B.M., Pygsley I.D. A Negative Capacitance Pre-Amplifier for Electronphysiological Use. - Electronic Engineering, 1960, v. 32, № 389, p. 422 - 424.
88. Keithley Instruments Catalog  $\Sigma$  , 1973. - 56 p.
89. Kendall B.R., Zabielski M.F. Compensated Resistors for High-Frequency Electrometer Applications. - Electronic Letters, 1970, v.6, № 24, p. 776 - 778.
90. Kendall B.R., Reiter B.F. Three-Terminal Shielded Resistors of Fast Electrometers. - Review of Scientific Instruments, 1974, № 6, p. 850 - 852.
91. Nie A.G. Noise Level and Zero-Drift of Broad-Band Electrometers Used for Measuring Small Currents. - Electronic Engineering, 1968, № 9, p. 520 - 523.
92. Pelchowitch I. A High-Resolution Mass Spectrometer with Variable-Band-Width Measuring Circuits. - Philips Research Reports, 1954, № 1, p. 1-41.
93. Pelchowitch I., Zaalberg van Zelst I.I. A Wide-Band Electrometer Amplifier. - Review of Scientific Instruments, 1952, № 2, p. 73 - 75.

94. Praglin I., Nichols W.A. High-Speed Electrometers for Rocket and Satellite Experiments. - Proc. I.R.E., 1960, v.48, № 6, p. 771 - 779.
95. Presley S.P. Fast Response Picoanimator. - Review of Scientific Instruments, 1966, v. 35, № 5, p. 643 - 648.
96. Pat. 3,448,393 (USA). Means for Error Correction / N. Rice. - Patented June 3, 1969.
97. Võhandu L., Tamme E., Luht L. Arvutusmeetodid. Tallinn: Valgus, 1971, - lk. 373.
98. Wing W.H., Sanders T.M. FET Operational Amplifiers as Fast Electrometers. - Review of Scientific Instruments, 1967, № 9, p. 1341 - 1342.

П Р И Л О Ж Е Н И Е



Ametkondadevaheline tüüpvorm nr. R-2  
Типовая междуведомственная форма № P-2

Kinnitanud NSVL SKV 18. 08. 76. a. nr. 681  
Утверждена ЦСУ СССР 18. 08. 76 г. № 681

**Тартуский государственный университет**

ettevõtte, organisatsioon, asutus  
предприятие, организация, учреждение

**ETTEPANEKU KASUTAMISE AKT  
АКТ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРЕДЛОЖЕНИЯ**

1 февраля 1982 а./г.

Ratsionaliseerimisetpaneku või autoritunnistuse registreerimise nr. \_\_\_\_\_

Регистрационный номер (рационализаторского предложения или авторского свидетельства)

Ettepaneku nimetus Быстродействующий измеритель

Название предложения

МАЛЫХ ТОКОВ

М.М. Ансо

kasutatud августа 1980 а./г. 2 экз. ПЛАЗ, ЛГУ,

использовано с

ин-т АН ЭССР, онкологич. дисп., Лен. физ.-тех. ин-т

vastavaid ratsionaliseerimisetpaneku kirjeldusele või leiutuse formuleeringule  
в соответствии с описанием рационализаторского предложения или с формулой  
изобретения

Ettevõtte, organisatsiooni, asutuse  
juhataja (tsehi ülem)

Руководитель предприятия,  
организации, учреждения  
(начальник цеха)

[Signature]  
allkiri - подпись

Komisjoni liikmed:  
Члены комиссии:

Leiutuse ja ratsionaliseerimise  
osakonna ülem (patendiosakonna  
ülem või leiutuse ja ratsionali-  
seerimise volinik)

Начальник отдела по  
изобретательству и  
рационализации  
(начальник патентного отдела  
или уполномоченный по  
рационализации и  
изобретательству)

[Signature]  
allkiri - подпись

Ettepaneku kasutamise algusega tutvunud  
С началом использования предложения ознакомлен(ы)

16.05 1984 а./г. Autor (kaasautorid)  
Автор (соавторы)

[Signature]  
allkiri - подпись

Акт

об использовании широкополосного усилителя малых токов УТ-8105,  
разработанного Тартуским госуниверситетом (а/с СССР №813259).

Усилитель УТ-8105 используется с I ноября 1983 г. в  
Высокогорном геофизическом институте г. Нальчика для измерений  
динамики заряжения замерзающих капель воды, выполняемых в рам-  
ках темы, зарегистрированной в Госкомитете по науке и технике  
под номером 0.74.10.01.12.Н.2. Прибор позволяет проводить  
измерения в области меньших времен (до  $10^{-4}$  с), чем имеющиеся  
промышленные приборы.

20 ноября 83 г.



.....  
проф. М.Ч.Залиханов  
директор ВТИ

зав. лабораторией  
грозового электричества

А.Х.Аджиев

"УТВЕРЖДАЮ"

Проректор ЛЭТИ  
по научной работе

" "

Ю.М. Тайров

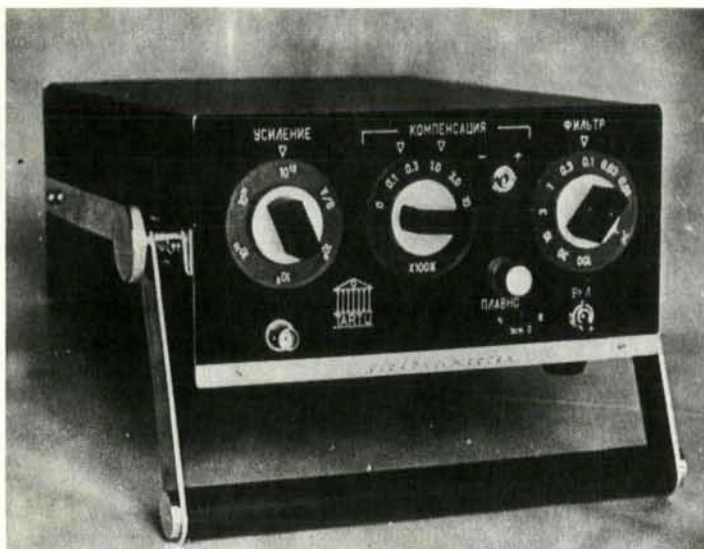
### А К Т

о внедрении широкополосного усилителя малых токов УТ-8105,  
разработанного Тартусским госуниверситетом (а/с ЭССР №813259).

В соответствии с договором о научнотехническом сотрудничестве с ТГУ от 1 декабря 1983 г. №83-26 в Ленинградском электротехническом институте им. В.И. Ульянова /Ленина/ используется усилитель Т-8105, изготовленный в лаборатории ЛАЭ ТГУ. Усилитель УТ-8105 используется на кафедре физики ЛЭТИ с 1 декабря 1983г при выполнении научно-исследовательской работы, являющейся частью важнейшей НИР, выполняемой в соответствии с координационным планом КНТ СССР по проблеме "Получение и применение сегнетоэлектрических пьезоэлектрических материалов (раздел 03.М.3.5). Конкретное применение усилителя в НИР связано с измерениями электропроводности и дрейфовой подвижности сегнетоэлектриков.

Зав. каф. физики,  
д.ф.-м.н., проф.

/К.А. Барсуков/



## ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТОКА UT-8105

Широкополосный усилитель тока предназначен для преобразования постоянного, переменного или импульсного тока от  $10^{-15}$  до  $10^{-7}$  А в диапазоне частот от 0 до 3000 Гц при напряжении от 0 до 10 В с коэффициентами преобразования  $10^8$ ,  $10^9$ ,  $10^{10}$ ,  $10^{11}$ ,  $10^{12}$  В/А. Находит применение в научном эксперименте, в системах автоматического управления.

### Техническое описание

Принцип работы усилителя основан на преобразовании тока в напряжение на высокоомном резисторе, ёмкостная составляющая которого скомпенсирована. Усилитель собран по схеме нейтрализации влияния входной ёмкости на его динамику. Внутренний фильтр позволяет регулировать быстродействие в диапазоне от 0,1 до 100 мс. Возможны ручная и автоматическая компенсации постоянного фонового тока.

### Технические данные

Усиление	— $10^8$ , $10^9$ , $10^{10}$ , $10^{11}$ , $10^{12}$ В/А
Максимальная скорость нарастания фронта от 10% до 90%	— 0,1 мс на всех пределах усиления
Выходное напряжение	— $\pm 10$ В
Среднеквадратичный шум при максимальном быстродействии	— $4 \cdot 10^{-13}$ А
Точность преобразования	— $\pm 5\%$
Питание	— внутреннее батарейное $\pm 15$ В
Габариты	— $120 \times 230 \times 280$ мм <sup>3</sup>
Масса	— 6 кг

Автор: Ансо М. Х.

## WIDE-BAND CURRENT AMPLIFIER UT-8105

This Wide-Band Current Amplifier is designed for the transformation of direct, alternating and pulse currents ( $10^{-15}$  to  $10^{-7}$  A) into voltages (0 to 10 V) within the frequency band 0 to 3000 Hz with the gain  $10^8$ ,  $10^9$ ,  $10^{10}$ ,  $10^{11}$ ,  $10^{12}$  volt per ampere.

Typical areas of the application of this amplifier include scientific experiments remote control systems.

### Description

A high resistance resistor is used as a current-to-voltage converter. The damping effects of the stray capacity of the resistor and the input capacity of the amplifier are eliminated. An inherent filter is provided for the rise time damping from 0.1 ms to 100 ms. Manual and automatic suppression of direct background current are available.

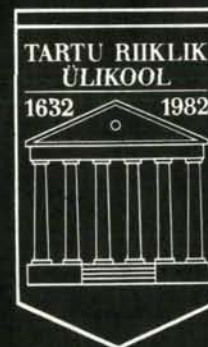
### Specifications

Range	— $10^8$ , $10^9$ , $10^{10}$ , $10^{11}$ , $10^{12}$ V/A
Maximum rise time (10% to 90%)	— 0.1 ms on all ranges
Output voltage	— $\pm 10$ V
RSM noise (0.1 ms rise time)	— $4 \cdot 10^{-13}$ A
Accuracy	— $\pm 5\%$
Power supply	— inherent battery $\pm 15$ V
Dimensions:	120 $\times$ 230 $\times$ 280 mm <sup>3</sup>
Weight:	6 kg

Author: Anso M. H.

TR. 1. 2993. MB-10226. 500. 1982.

# БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ТОКА



ТАРТУСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
УНИВЕРСИТЕТ





Постанов. от 10/XII-82 г.

№ 598-Н

## УДОСТОВЕРЕНИЕ

№ 15853

ЗА ДОСТИГНУТЫЕ УСПЕХИ  
В РАЗВИТИИ НАРОДНОГО  
ХОЗЯЙСТВА СССР

Главный комитет ВДНХ СССР

НАГРАЖДАЕТ

СЕРЕБРЯНОЙ

МЕДАЛЬЮ

АНСО

Матт Хансовича

Главный комитет Выставки  
Достижений Народного  
Хозяйства СССР