

Министерство приборостроения, средств автоматизации и
систем управления

УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер СКТБ СПИ


Н.В.Деркач

"16" 12 1980 г.

Программируемый источник
калиброванных напряжений и токов

ОТЧЕТ
ПО НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ РАБОТЕ

Научный руководитель

зам. главного инженера СКТБ СПИ


Г.В.Мирошников

"15" декабря 1980 г.

Ответственный исполнитель

зав. сектором СКТБ СПИ


В.И.Полствин

"15" декабря 1980 г.

1980

А Н Н О Т А Ц И Я

Научно-технический отчет по НИР "Программируемый источник калиброванных постоянных напряжений и токов" содержит материал по всем стадиям работы.

Он содержит краткий обзор существующих методов построения масштабных преобразователей напряжения. Более подробно проанализированы масштабные преобразователи на основе широтно-импульсных делителей напряжения с целью определения возможности построения прецизионного широкодиапазонного источника калиброванных напряжений и токов с ручным и программным управлением.

Подробно описан принцип работы выбранной структуры ШИМ-делителя, сделан анализ погрешностей.

В работе также рассмотрены принципы построения источника калиброванных токов и высоковольтного усилителя постоянного тока, определена и проанализирована их погрешность.

Подпись и дата
Изм. №
Взам. инв. №
Изм. №
Подпись и дата
Изм. №

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

СПИСОК ОСНОВНЫХ ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

- | | |
|---------------------|--------------------------------------|
| 1. Авербух А.А. | - младший научный сотрудник ВНИИЭП. |
| 2. Быткин А.И. | - ведущий конструктор СКТБ СПИ. |
| 3. Вишневецкий А.А. | - старший инженер СКТБ СПИ. |
| 4. Вольнский А.Е. | - младший научный сотрудник ВНИИЭП. |
| 5. Карабак Д.В. | - заведующий отделом СКТБ СПИ. |
| 6. Каспаров И.Н. | - зам. заведующего отделом СКТБ СПИ. |
| 7. Мушкин А.И. | - младший научный сотрудник ВНИИЭП. |
| 8. Рачин С.А. | - старший научный сотрудник ВНИИЭП. |
| 9. Сильчев А.Ю. | - заведующий сектором СКТБ СПИ. |
| 10. Смирнов А.А. | - старший научный сотрудник ВНИИЭП. |
| 11. Цыбуленко Н.И. | - заведующий отделом СКТБ СПИ. |
| 12. Шумкин В.А. | - зам. заведующего отделом СКТБ СПИ. |

Подпись и дата

№ дубл.

№ инв.

Взам. инв. №

Подпись и дата

Инв. №

№ докум. Подп. Дата

Лист

5

СО Д Е Р Ж А Н И Е

Стр

1. ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ.....	8
2. ВВЕДЕНИЕ.....	18
3. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР.....	20
3.1. Однофазный ШИДН.....	20
3.2. Многофазный ШИДН.....	28
3.3. Итерационный ШИДН.....	33
3.4. Масштабные преобразователи на основе индук- тивных делителей.....	38
3.5. Вывод.....	42
4. ВЫБОР СТРУКТУРЫ ИКН.....	44
4.1. Функциональная схема ИКН.....	56
5. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИКН.....	72
6. ВЫБОР ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ДИСКРЕТНОЙ ЧАСТИ.....	82
7. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ДИСКРЕТНОЙ ЧАСТИ ПРИБОРА.....	86
7.1. Дискретная часть I	86
7.1.1. Регистр хранения.....	88
7.1.2. Мультиплексор.....	93
7.1.3. Индикаторное табло.....	93
7.2. Описание принципа действия. Дискретная часть I.	99
7.2.1. Регистр режима.....	99
7.2.2. Блок индикации.....	101
7.2.3. Блок управления I	103
7.2.4. Регистр данных.....	103
7.2.5. Мультиплексор.....	105
7.2.6. Формирователь запуска.....	105
7.2.7. Схема синхронизации.....	107

Имя Фамилия Имя Отчество
 Подпись и дата
 Подпись и дата
 Подпись и дата
 Подпись и дата

7.3. Дискретная часть 2.....	109
7.3.1. Регистр информации.....	109
7.3.2. Формирователь ШИМ-интервала.....	114
7.3.3. Формирователь импульсной последова- тельности.....	114
7.3.4. Схема управления.....	116
7.4. Описание принципа действия. Дискретная часть 2.....	117
8. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	122
8.1. Краткий обзор существующих схемных решений по- строения ВУПТ.....	122
8.2. Описание работы ВУПТ по функциональной схеме.....	123
8.3. Расчет динамических характеристик ВУПТ.....	134
8.4. Расчет погрешностей ВУПТ.....	136
8.5. Вывод.....	143
9. ИСТОЧНИК КАЛИБРОВАННЫХ ТОКОВ.....	144
9.1. Выбор и обоснование общей структуры схемы.....	144
10. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	157
ПРИЛОЖЕНИЕ I.....	159
ПРИЛОЖЕНИЕ II.....	160
ПРИЛОЖЕНИЕ III.....	162
ПРИЛОЖЕНИЕ IV.....	166

Подпись и дата

Взам. инв. № Инв. № дубл.

Подпись и дата

Изм. №

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

- ИБН - источник калиброванных напряжений
- ИКТ - источник калиброванных токов
- ИБНТ - источник калиброванных напряжений и токов
- ИОН - источник опорного напряжения
- УПТ - усилитель постоянного тока
- ВУПТ - высоковольтный усилитель постоянного тока
- ЦАП - цифро-аналоговый преобразователь
- АЦП - аналого-цифровой преобразователь
- ШИДН - широтно-импульсный делитель напряжения
- ШИМ - широтно-импульсный модулятор
- ПКИ - преобразователь код-интервал
- ПНТ - преобразователь напряжение-ток
- ИКУ - итерационное корректирующее устройство
- АД - аналоговый делитель
- АЗУ - аналоговое запоминающее устройство
- ИТ - импульсный трансформатор
- Д1, Д2 - дискретная часть 1, дискретная часть 2
- ИЧ - интерфейсная часть
- РР - регистр режимов
- РД - регистр данных
- Инт - индикаторное табло
- ГИП - газоразрядная индикаторная панель
- ДС - дешифратор
- РИ - регистр индикации
- ФШ - формирователь ШИМ-интервала
- ФИП - формирователь импульсной последовательности

Подпись и дата

Взам. инв. №

Подпись и дата

Изм. №

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
------	------	----------	-------	------

- ПЗУ** - постоянное запоминающее устройство
- СУ** - схема управления
- БИ** - блок интегрирования
- АС** - аналоговый сумматор
- УМ** - усилитель мощности

Подпись и дата

Взам. инв. № Инв. № докум.

Подпись и дата

Инв. № докум.

Изд.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Министерство приборостроения, средств автоматизации и систем
управления

Утверждаю

З Начальник ВПО

"Союзэлектроприбор"

Н.И. Гореликов
Н.И. Гореликов

" 8 " 8 1979г.

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК
КАЛИБРОВАННЫХ ПОСТОЯННЫХ
НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ
ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ
НА НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКУЮ РАБОТУ
ДЖЦ 2.085.000 ТЗ

Согласовано

Директор ВНИИЭП

В.Н. Иванов
В.Н. Иванов

" 20 " 08 1979г.

Главный инженер НЗЭИП

Б.А. Масолов
Б.А. Масолов

" 25 " 05 1979г.

Начальник СКТБ СПИ

О.П. Лондаренко
О.П. Лондаренко

" 05 " 05 1979г.

1979

Г. ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Г.1. **Наименование темы:** "Программируемый источник калиброванных постоянных напряжений и токов" (в дальнейшем изделие).

Г.2. Шифр темы - 0473 901010

Г.3. Работа выполняется в соответствии с решением комиссии **Совета Министров СССР № 13 от 11.01.78г.**

Г.4. Начало работы - январь 1979 год.

Окончание работы - декабрь 1980 год.

Г.5. Организация исполнитель: Специальное конструкторско-технологическое бюро средств представления информации (СКТБ СПИ)
г. Невинномыск.

II. ЦЕЛЬ И ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ

2.1. Цель проведения научно-исследовательской работы (НИР).

2.1.1. В настоящее время в СССР (НЗЭИП, г.Невинномыск) выпускается источник калиброванных напряжений (ИКН) Ф7046, выполненный на основе управляемого резистивного цифроаналогового преобразователя, использующего в качестве делителя печатные резисторы. Известно, что физическая природа сопротивления накладывает ограничения на улучшение точностных характеристик ИКН, т.к. погрешность делителя непосредственно входит в погрешность ИКН. Достигнутая точность делителей на основе резистивных элементов требует, как правило, сложной технологии производства.

Поэтому их изготовление отличается повышенной трудоемкостью.

В связи с этим вполне закономерен поиск схемных решений построения ИКН исключающих применение ставших уже традиционными резисторов и магнитоуправляемых переключателей.

Одним из таких решений построения ИКН является применение устройств с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Учитывая также, что в СССР источники калиброванных постоянных напряжений и токов серийно не выпускаются, задача проведения НИР является весьма актуальной.

2.1.2. Целью работы является определение возможности построения прецизионного широкодиапазонного источника калиброванных постоянных напряжений и токов с ручным и программным управлением на основе ШИМ, имеющего высокую точность и достаточное для практических целей. быстродействие, предназначенного для поверки, калибровки вольтметров и амперметров постоянного тока.

2.2. Источники информации

2.2.1. Каталог фирмы "Fluke" США 1978 г.

2.2.2. Каталог фирмы "Takeda Riken" Япония

2.2.3. Статья "Pulsewidth Modulation DC Potentiometer"
43, Transactions on Instrumentation and Measurement, Nov 1970

2.3. Результаты НИР будут использованы при разработке изделия, предназначенного для поверки цифровых приборов в цеховых и лабораторных условиях.

2.4. Условия эксплуатации

2.4.1. По условиям эксплуатации изделие, которое будет разработано по результатам НИР, должно соответствовать I группе ГОСТ 22261-76.

2.5. Технические требования

2.5.1. Основные параметры, которые должны быть получены в результате НИР приведены в табл. I.

Таблица I

Наименование параметра	Ед. изм.	Величина
I	2	3
1. Пределы выходного напряжения	В	0,1; 1,0; 10,0; 100,0; 1000,0
2. Пределы выходного тока	мА	0,1; 1,0; 10,0; 100,0; 1000,0
3. Погрешность выдаваемых напряжений на пределах: 1,0 В; 10,0 В	%	0,002
0,1 В; 100,0 В; 1000,0 В	%	0,003
4. Погрешность выдаваемого тока на пределах: 0,1 мА; 100,0 мА; 1000,0 мА	%	0,02
1,0 мА; 10,0 мА	%	0,01
5. Количество дискретных значений на каждом пределе	ед.	10 ⁶
6. Время установления выходного напряжения	с	0,25-3
7. Время установления выходного тока	с	0,3 - 3

2.5.2. Изделие должно удовлетворять общим техническим требованиям по ГОСТ 22261-76.

2.5.3. Работа изделия должна осуществляться как в ручном режиме, так и в режиме программного управления.

2.5.4. Изделие должно соответствовать ОСТ "Взаимодействие средств АСЭТ (приборный интерфейс)".

2.5.5. Питание изделия должно осуществляться от сети переменного тока напряжением 220⁺²²₋₂₂ В 50 Гц.

2.5.6. На этапе НИР рассмотреть вопросы метрологического обеспечения.

2.6. Требования к надежности.

2.6.1. Изделие должно быть восстанавливаемым, одноканальным, многофункциональным.

2.6.2. Нарботка на отказ будет определяться аналитическим методом и должна быть не менее 1500 ч в условиях применения по ГОСТ 22261-76.

2.7. Требования к патентной чистоте

2.7.1. Патентная чистота изделия должна быть обеспечена на территории стран СЭВ.

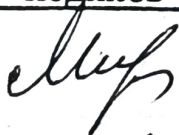

III. СОДЕРЖАНИЕ И ПРОГРАММА ПРОВЕДЕНИЯ РАБОТ

3.1. Стадии проведения работы, сроки их выполнения приведены в таблице 2.

Таблица 2

Стадии работ	Срок исполн.	Чем заканчивается работа
I	2	3
1. Теоретические, экспериментальные и технико-экономические исследования	с I кв. 1979 по IV кв. 1979	Составление отчета о проделанной работе
2. Проектирование, изготовление и испытание экспериментальных образцов	с I кв. 1980 по II кв. 1980	Изготовление макета
3. Разработка технического задания на проведение ОКР, составление научно-технического отчета по НИР	с III кв. 1980 по IV кв. 1980	Составление отчета по НИР, разработка проекта ТЗ на ОКР. Акт приемки НИР

СОСТАВИЛИ:

Должность	Фамилия, имя, отчество	Подпись	Дата
1. Заведующий отделом	Мирошников Геннадий Васильевич		22.05.79
2. Начальник сектора	Полствин Виктор Иванович		22.05.79

ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОСНОВАНИЕ
проведения НИР "Программируемый источник калиброванных постоянных напряжений и токов"

I. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

I.1. Цель проведения научно-исследовательской работы (НИР)

I.2. В настоящее время в СССР (НЗЭИП, г. Невинномысск) выпускается источник калиброванных напряжений (ИКН) Ф7046, выполненный на основе управляемого резистивного цифроаналогового преобразователя, использующего в качестве делителя печатные резисторы.

Известно, что физическая природа сопротивления накладывает ограничения на улучшение точностных характеристик ИКН, т.к. погрешность делителя непосредственно входит в погрешность ИКН. Достигнутая точность делителей на основе резистивных элементов требует, как правило, сложной технологии производства.

Поэтому их изготовление отличается повышенной трудоемкостью.

В связи с этим вполне закономерен поиск схемных решений построения ИКН, исключающих применение ставших уже традиционными резисторов и магнитоуправляемых переключателей.

Одним из таких решений построения ИКН является применение устройств с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Учитывая также, что в СССР источники калиброванных постоянных напряжений и токов серийно не выпускаются, задача проведения НИР является весьма актуальной.

I.2.1. Целью работы является определение возможности построения прецизионного широкодиапазонного источника калиброванных постоянных напряжений и токов с ручным и программным управлением на основе ШИМ, имеющего высокую точность и достаточное для практических целей быстродействие, предназначенного для поверки, калибровки

вольтметров и амперметров постоянного тока.

II. ОБОСНОВАНИЕ ПОСТАНОВКИ НИР

2.1. Проведен предварительный обзор и анализ материалов, опубликованных в отечественной и зарубежной литературе в частности:

1. Технические условия завода НЗЭИП, г.Невинномысск "Источники калиброванных напряжений программируемые Ф7046/1 - Ф7046/8.

2. Техническое описание и инструкция по эксплуатации прибора для поверки вольтметров программируемого В1-13, завод РИП, г.Краснодар.

3. Каталог фирмы "Fluke" США 1978г.

4. Проспект фирмы "Takeda Riken" Япония.

5. Статья "Pulsewidth Modulation DC Potentiometer" из "Transition on Instrumentation and Measurement", Nov 1970.

Патентные исследования проведены. Направление работы выбрано с учетом их результатов.

Сравнение зарубежных и отечественных ИКН приведено в таблице 1.

III. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

3.1. В процессе проведения разработки выполняются следующие этапы работ:

- | | |
|---|---------------------|
| а) теоретические, экспериментальные и технико-экономические исследования | I - 79 -
IV - 79 |
| б) Проектирование, изготовление и испытания экспериментальных образцов | I - 80 - II - 80 |
| в) Разработка проекта технического задания на проведение ОКР, составление научно-технического отчета по НИР | III - 80 - IV - 80 |

Таблица 1

Технические характеристики	Разрабатываемый источник калиброванных постоянных напряжений и токов. СССР	Ф7046 НЭЭИП Невинномысск	США "Fluke" 3330B	Япония "Takeda Riken" 6120
1. Пределы выходного напряжения, В	0,1; 1,0; 10,0; 100,0; 1000,0	0,1; 1,0; 10,0; 100,0	10, 100, 1000	1; 10; 100; 1000
тока, мА	0,1; 1,0; 10,0; 100,0; 1000,0	-	1, 10, 100	1, 10, 100
2. Количество дискретных значений на каждом пределе	10 ⁶	10 ⁶	10 ⁷	10 ⁶
3. Погрешность выходного напряжения	0,002	0,003	0,0033	0,001
тока	0,01	-	0,0066	0,01
4. Управление:	есть	есть	есть	есть
ручное	есть	есть	есть	есть
программное	есть	есть	есть	есть
5. Время установления выходного напряжения, с	0,25 + 3,0	0,02 + 0,5	0,06 + 3	0,2
тока, с	0,3 + 3,0	-	0,06 + 3	0,2

IV. ОБОСНОВАНИЕ СТОИМОСТИ РАБОТЫ

4.1. Продолжительность работы составляет 1,5 года.

4.2. Ориентировочная сметная стоимость разработки 80000 руб.

4.3. Ориентировочное распределение стоимости по статьям:

Материалы и покупные изделия	- 10000 руб.
Спецоборудование	- 5000 руб.
Основная заработная плата	- 30300 руб.
Дополнительная заработная плата	- 3030 руб.
Отчисление на соц.страх	- 2560 руб.
Командировочные расходы	- 1840 руб.
Накладные расходы	- 21210 руб.
Отчисления в ФЭС	- 6060 руб.

4.4. Расшифровка основной заработной платы в соответствии с категорией участников работы и затраченным временем приводится в табл. 2.

Таблица 2


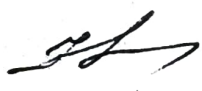

№ п/п	Наименование	Кол-во		Итого к-во чел/ мес.	Оклад за месяц	Сумма з/плат ты за прораб. время
		чел.	мес. работы			
1	2	3	4	5	6	7
1.	Начальник сектора	2	6	12	210	2520
	Ведущий инженер	2	15	30	180	5400
2.	Инженер-конструктор I категории	2	8	16	170	2720
3.	Инженер-конструктор II категории	1	6	6	155	930
4.	Инженер-конструктор III категории	2	6	12	150	1800
5.	Ст. инженер	2	5	10	145	1450
6.	Инженер	3	8	24	130	3120
7.	Ст. технолог	2	5	10	135	1350
8.	Технолог	2	7	14	120	1680

1	2	3	4	5	6	7
9.	Ст. техник	2	8	16	120	1920
10.	Техник	3	10	30	100	3000
11.	Чертежник	2	6	12	80	960
12.	Копировщик	2	5	10	80	800
13.	Слесарь механо-сборочных работ	2	5	10	160	1600
14.	Слесарь-сборщик	1	5	5	150	750
15.	Монтажник радиоаппаратуры	1	2	2	150	300

И Т О Г О:

30300

СОСТАВИЛИ

Должность	Ф. И. О.	Подпись	Дата
1. Начальник отдела	Мирошников Геннадий Васильевич		22.05.79
2. Начальник сектора	Полствин Виктор Иванович		22.05.79
3. Зав. планово-произв. отдела	Гнипа Лидия Васильевна		25.05.79

2. ВВЕДЕНИЕ

Основным узлом, определяющим метрологические характеристики источников калиброванных напряжений (ИКН), является цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

Построение ЦАП на базе резистивных делителей и анализ их погрешности широко представлен в отечественной литературе [12], [16], [18], поэтому в данной работе останавливаться на этом вопросе не имеет смысла. Отметим лишь, что высокая точность делителей на основе резистивных элементов требует сложной технологии при их производстве и большей трудоемкости при налаживании ИКН. Кроме того, получение долговременной стабильности резистивных ЦАП возможно путем старения и отбора, на что затрачиваются месяцы, а то и годы.

Построение ИКН с погрешностью 0,005 % и выше было сопряжено со значительными трудностями при их серийном производстве.

Поэтому с начала 70-х годов идет активный поиск других способов построения масштабных преобразователей.

Определились три основных направления по их созданию:

1. Масштабные преобразователи на базе ШИМ-делителей с пассивной фильтрацией (пассивный ШИМ-делитель) [13], [14], [16], [22], [23].

2. Масштабные преобразователи на базе индуктивных делителей [14].

3. Масштабные преобразователи на базе ШИМ-делителей с периодическим замыканием цепи обратной связи (активные ШИМ-делители) [3], [14], [16], [21].

Успешное развитие первых двух направлений увенчалось созданием прецизионных ИКН В1-12, В1-13 (пассивный ШИМ-делитель),

ПЗ27., Р3003 (индуктивный делитель),

Целью данной работы является создание прецизионного ИКН, построенного на основе активного ШИМ-делителя с периодическим замыканием цепи обратной связи.

Этот ИКН, по замыслу разработчиков, должен быть свободным от недостатков, присущих ИКН, построенным на базе пассивного ШИМ-делителя и индуктивного делителя.

Изм. № _____ Подпись и дата
Взам. инв. № _____ Подпись и дата
Инв. № подл. _____

Изм. №	_____	от докум.	_____	Подп.	_____	Дата	_____
--------	-------	-----------	-------	-------	-------	------	-------

3. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

3.1. Однофазный ШИДН

Рассмотрим работу цепи, представленной на рис. 3.1,а .

Ключ К1 замыкается на время t_1 , а ключ К2 на время t_2 . Причем, $t_1 + t_2 = T = const$. При такой работе схемы в точке а мы будем наблюдать импульсы, представленные на рис. 3.1,б .

В общем случае $U_{вх}$ есть функция времени, т.е. $U_{вх}(t)$.
В любой момент времени справедливо равенство:

$$U_d = U_{вх}(t) = U_c(t) + R \cdot I(t) = U_c(t) + RC \frac{dU_c(t)}{dt}$$

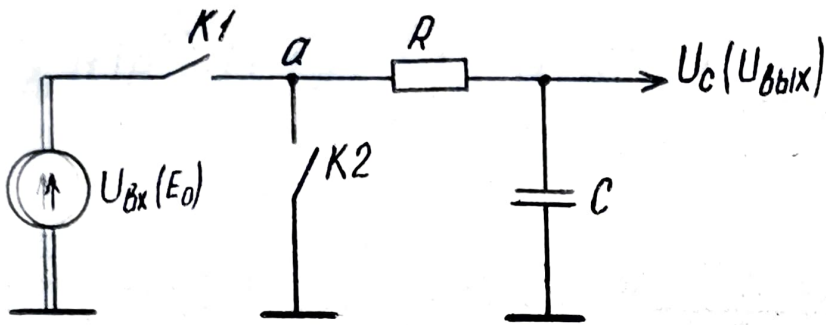
$$\text{т.е.} \quad U_{вх}(t) = U_c(t) + RC \frac{dU_c(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Найдем выражение напряжения на емкости С в операторной форме:

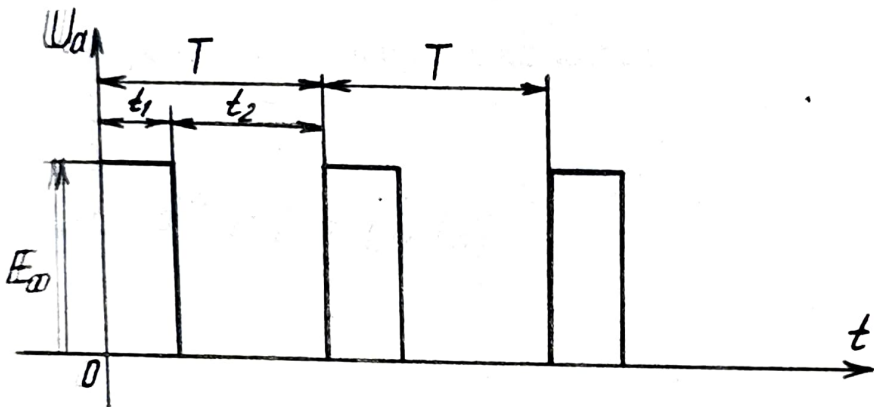
$$\int_0^{\infty} U_{вх}(t) e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} U_c(t) e^{-pt} dt + RC \int_0^{\infty} \frac{dU_c}{dt} e^{-pt} dt$$

В начальный момент времени $U_c(0) = 0$. Кроме того, пусть

$$U_{вх}(t) = \begin{cases} I, & \text{если } nT \leq t \leq nT + t_1 \\ 0, & \text{если } nT + t_1 \leq t < (n+1)T \end{cases}$$



а)



б)

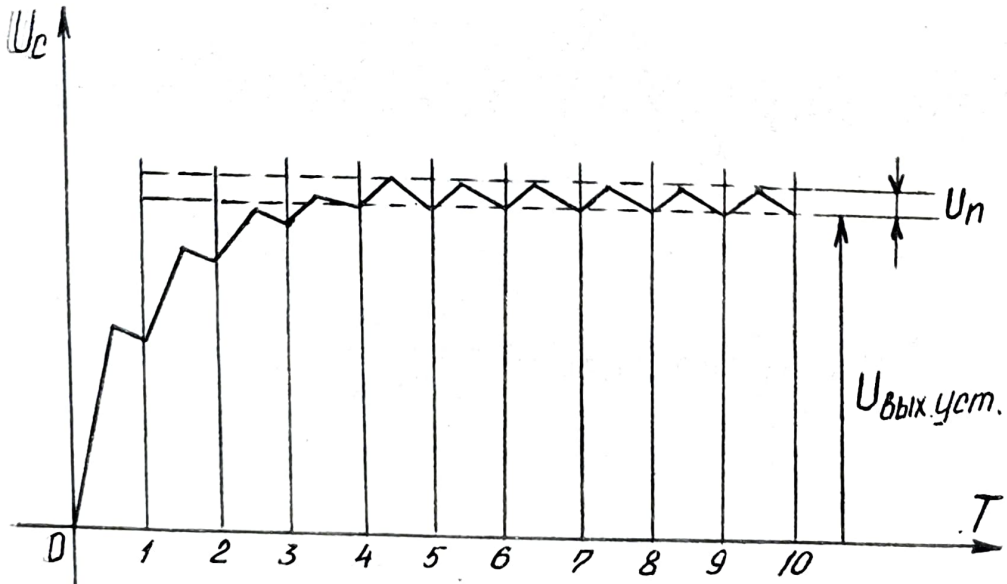


Рис. 3.1

Тогда имеем:

$$\int_0^{\infty} U_{\text{вх.}}(t) e^{-pt} dt = \sum_{n=0}^{\infty} \int_{nT}^{(n+1)T} U_{\text{вх.}}(t) e^{-pt} dt = \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^{nT+t_1} e^{-pt} dt =$$
$$= - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{p} e^{-pt} \Big|_{nT}^{nT+t_1} = \frac{1 - e^{-t_1 p}}{p(1 - e^{-Tp})}$$

По определению изображения имеем:

$$\int_0^{\infty} U_c(t) e^{-pt} dt = U_c(p)$$

и далее:

$$RC \int_0^{\infty} \frac{dU_c}{dt} e^{-pt} dt = RC U_c(t) e^{-pt} \Big|_0^{\infty} + RCp \int_0^{\infty} U_c(t) e^{-pt} dt = RCp U_c(p)$$

Окончательно имеем: $\frac{1 - e^{-t_1 p}}{p(1 - e^{-Tp})} = U_c(p) + RCp U_c(p)$

$$U_c(p) = \frac{1 - e^{-t_1 p}}{p(1 + RCp)(1 - e^{-Tp})}$$

(3.2)

Используя формулу разложения, получим:

$$U_c(t) = \frac{t_1}{T} - \frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} e^{-\frac{t}{\tau}} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(1 - e^{-\frac{2\pi n t_1}{T} j}) e^{-\frac{2\pi n t}{T} j}}{2\pi n j (1 - \frac{2\pi n \tau}{T} j)}$$

или

$$U_c(t) = \frac{t_1}{T} - \frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} e^{-\frac{t}{\tau}} - \sum_{n=0}^{\infty} |U_n| \cdot \sin(2\pi n \frac{t}{T} + \varphi) \quad (3.3)$$

Выражение (3.3) представляет собой сумму трех составляющих. Первый член - постоянная составляющая, пропорциональная величине t_1 , второй член - убывающая экспонента, а третий - набор гармоник основной частоты, равной $\frac{1}{T}$. Нас интересует абсолютная величина гармоники $|U_n|$.

$$\begin{aligned} |U_n| &= \frac{|1 - \cos \frac{2\pi n t_1}{T} - j \sin 2\pi n \frac{t_1}{T}|}{2\pi n \sqrt{1 + (\frac{2\pi n \tau}{T})^2}} = \\ &= \frac{\sqrt{(1 - \cos 2\pi n \frac{t_1}{T})^2 + \sin^2 2\pi n \frac{t_1}{T}}}{2\pi n \sqrt{1 + (\frac{2\pi n \tau}{T})^2}} = \frac{\sqrt{2(1 - \cos 2\pi n \frac{t_1}{T})}}{2\pi n \sqrt{1 + (\frac{2\pi n \tau}{T})^2}} = \\ &= \frac{\sin \pi n \frac{t_1}{T}}{\pi n \sqrt{1 + (\frac{2\pi n \tau}{T})^2}} \end{aligned}$$

Оценим амплитуду первой гармоники. Обычно применяют

$$\tau = RC \gg T.$$

Тогда имеем:

$$|U_n| = \frac{|\sin \pi n \frac{t_1}{T}| \cdot T}{2(\pi n)^2 \cdot \tau},$$

для $n = 1$

$$U_1 = \frac{|\sin \pi \frac{t_1}{T}|}{2\pi^2} \cdot \frac{T}{\tau};$$

Из последнего выражения видно, что амплитуда пульсации будет максимальной, когда $t_1 = \frac{1}{2} T$

$$U_{1max} = \frac{T}{2\pi^2 \tau} \quad (3.4)$$

Проанализируем выражение (3.3) с учетом того, что $U_{ex} = E_0$ (рис. 3.1, б).

$$U_c(t) = E_0 \left(\frac{t_1}{T} - \frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} e^{-\frac{t}{\tau}} - \sum_{n=0}^{\infty} |U_n| \sin(2\pi n \frac{t}{T} + \varphi) \right) =$$
$$= A - B(t) - C(t)$$

где $A = U_{\text{вых.уст.}} = E_0 \frac{t_1}{T};$

$$B(t) = E_0 \frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} e^{-\frac{t}{\tau}};$$

$$c(t) = E_0 \sum_{n=0}^{\infty} |U_n| \sin \left(2\pi n \frac{t}{T} + \varphi \right).$$

Выражение $V(t)$ стремится к нулю.

Для получения точности установления выходного напряжения на уровне 0,001 % нужно, чтобы

$$\frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} e^{-\frac{t}{\tau}} = 10^{-5}.$$

Если принять $\tau \gg T$ и, тем более, $\tau \gg t_1$, то

$$\frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \approx 1, \text{ тогда: } e^{-\frac{t}{\tau}} = 10^{-5}$$

$$\frac{t}{\tau} = 5 \quad \ln 10 = 5 \cdot 2,3 \approx 12,$$

т.е. $t_{\text{уст.}} = 12 \tau$. (3.5)

Значит, для получения выходного напряжения с точностью 0,001 % время установления должно быть в 12 раз больше постоянной цепи фильтра.

Если принять, что $t_{\text{уст.}} = 1,2 \text{ с}$, то $\tau = 0,1 \text{ с}$.

Пусть величина пульсации на выходе фильтра равна погрешности установления выходного напряжения (0,001 %). Используя выражение (3.4) найдем период преобразования широкоимпульсного делителя T :

$$\frac{T}{2 \pi^2 \tau} = 10^{-5};$$

$$T = 2 \pi^2 \tau \cdot 10^{-5} = 2 \cdot 3,14^2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-5} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ с};$$

$$T = 2 \cdot 10^{-5} \text{ с},$$

что нереально из соображений, приведенных ниже.

Согласно [16] температурная нестабильность фронтов импульсов Δt_{ϕ} на входе фильтра делителя не превышает 5 нс на каждые 10 °С изменения температуры окружающей среды. По указанным параметрам может быть найдено наименьшее значение периода преобразования широтно-импульсного делителя T_{min} из выражения

$$\frac{\Delta t_{\phi}}{T_{min}} = \delta_{\text{дел.}} = 10^{-5}.$$

Откуда

$$T_{min} = \frac{\Delta t_{\phi}}{10^{-5}} = \frac{5 \cdot 10^{-9}}{10^{-5}} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Принимаем $T = 1 \text{ мс} = 10^{-3} \text{ с}$

Тогда используя выражение (3.4), получим минимально необходимую постоянную цепи фильтра:

$$\tau \gg \frac{T}{2\pi^2 \cdot 10^{-5}} = \frac{10^{-3}}{2 \cdot 3,14^2 \cdot 10^{-5}} = \frac{10^{-3}}{2 \cdot 10^{-4}} = 5 \text{ с.}$$

где $\tau = RC$.

Сопротивление R стоит на входе усилителя постоянного тока и его величина ограничена температурной нестабильностью входного тока и величиной шума. Реально это сопротивление не может быть более 100 кОм. Отсюда следует, что величина емкости фильтра должна быть:

$$C \gg \frac{5}{10^{-5}} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ Ф} = 50 \text{ мкФ.}$$

Если в фильтре применять конденсаторы типа К72П-5 (с наименьшим коэффициентом абсорбции), то нужно будет 50 конденсаторов емкостью 1 мкФ, каждая из которых имеет существенные размеры (габа-

ритная длина $l = 100$ мм, диаметр $d = 60$ мм).

Одним из выходов из создавшегося положения является применение многозвенного фильтра, для которого:

$$\tau = n^2 \tau_0 \quad (3.6)$$

где τ_0 - постоянная времени одного Г-образного звена;

n - количество звеньев.

Если взять пятизвенный фильтр, то постоянная одного звена будет:

$$\tau_0 = \frac{\tau}{n^2} = \frac{5}{5^2} = \frac{5}{25} = 0,2 \text{ с.}$$

При семизвенном фильтре

$$\tau_0 = \frac{5}{7^2} = \frac{5}{49} \approx 0,1 \text{ с.}$$

При этом емкость конденсатора одного звена должна быть:

$$C = \frac{\tau_0}{R} = \frac{0,1}{10^5} = 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ};$$

то есть фильтр будет состоять из семи конденсаторов емкостью 1 мкФ. При этом габариты этого фильтра остаются весьма существенными. Время установления выходного напряжения с погрешностью 0,001 % (t_y) будет равно:

$$t_y = 12 \cdot \tau = 12 \cdot 5 = 60 \text{ с.}$$

При погрешности установления выходного напряжения на уровне 0,001 % и пульсациях на уровне 0,01 %, время установления с учетом выражения (3.4) и выражения (3.5) будет:

$$\begin{aligned} t_{уст} &= 12 \tau = 12 \cdot \frac{T}{2\pi^2 10^{-4}} = 12 \cdot \frac{10^{-3}}{2 \cdot 3,14^2 \cdot 10^{-4}} = \\ &= 12 \cdot \frac{10^{-3}}{20 \cdot 10^{-4}} = 6 \text{ с.} \end{aligned}$$

Уменьшить время установления выходного напряжения можно путем использования быстродействующего ЦАП (рис. 3.2). Выходное напряжение ЦАП ($U_{\text{цап}}$) включается последовательно с $U_{\text{вых.}}$. Поэтому конденсаторы фильтра заряжаются не до $U_{\text{вых.}}$, а до разности $U_c = U_{\text{вых.}} - U_{\text{цап}}$. Но при этом уменьшается величина зарядного тока и происходит существенное уменьшение времени установления выходного напряжения, возможно, при соизмеримых точностях ШИМ-делителя и ЦАП.

Кроме того, применение быстродействующего ЦАП позволяет уменьшить влияние абсорбции конденсаторов фильтра.

Из других способов уменьшения времени установления выходного напряжения можно указать способ форсированного заряда емкости фильтра током, величина которого пропорциональна управляющему коду (рис. 3.3). Но следует отметить, что существенного увеличения быстродействия получить трудно из-за влияния абсорбционных свойств используемого в фильтре конденсатора.

3.2. Многофазный ШИДН

Способ многофазного широтно-импульсного преобразования напряжения основан на формировании нескольких периодических последовательностей широтно-модулированных импульсов фиксированной амплитуды и частоты повторения, сдвинутых относительно друг друга на фиксированный интервал времени (фазовый угол), суммировании указанных последовательностей импульсов и усреднения результирующего сигнала с целью выделения его постоянной составляющей.

Многофазный широтно-импульсный делитель представляет собой устройство, где способ последовательного замещения резисторов сочетается с широтно-импульсной модуляцией напряжения.

Подпись и дата
Имя и фамилия
Рам. инв. №
Подпись и дата
Имя и фамилия

Имя	Фамилия	Подпись	Дата
-----	---------	---------	------

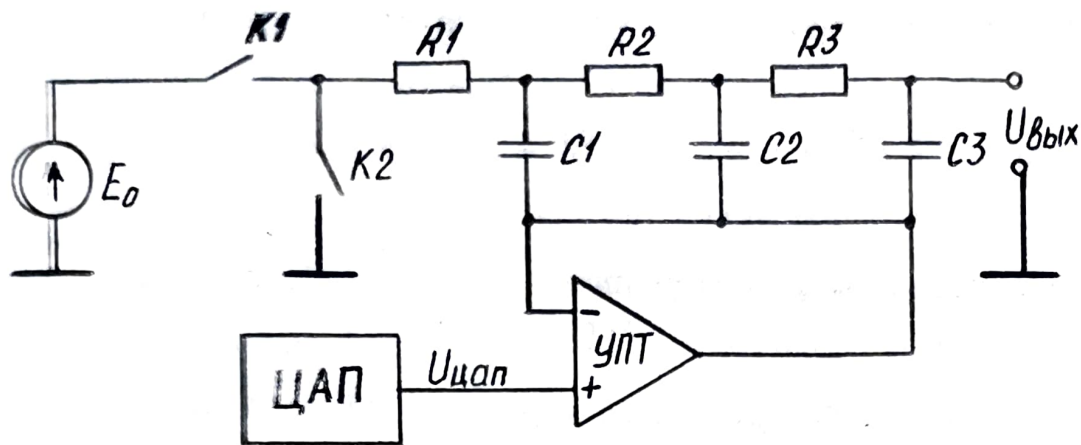


Рис. 3.2

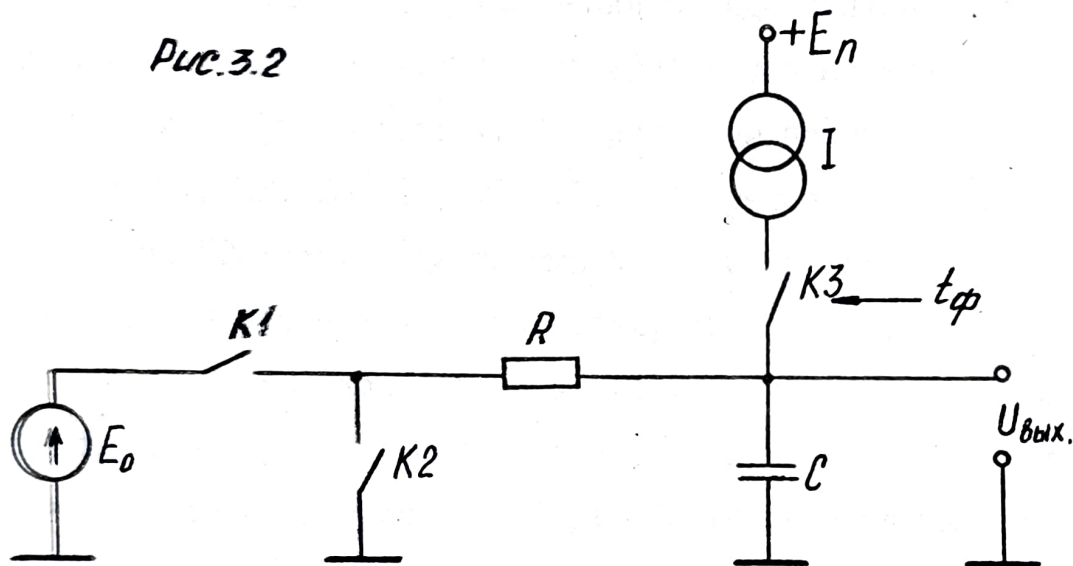


Рис. 3.3

Подпись и дата
 Изм. № докум.
 Дата докум.
 Подпись и дата
 Изм. № докум.
 Дата докум.

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

На рис. 3.4 приведена структурная схема шестифазного ШИДН. Если из этой схемы исключить транзисторные ключи ТЗ-Т12 (и, соответственно, резисторы R2-R6), получим обычный однофазный ШИДН. Диаграмма, иллюстрирующая его работу для установленного напряжения 1 В, приведена на рис. 3.5. В данном случае на RC-фильтр через открытый (в течение $t_1 = \frac{T_{\text{шим}}}{I_2}$) транзистор Т1 подается опорное напряжение ($I_2 V$). Остальную часть периода ($T_{\text{шим}}$) вход фильтра замкнут с общей шиной. Таким образом, из импульсов амплитудой $I_2 V$ в фильтре формируются $I V$ постоянного напряжения.

При работе шестифазного ШИДН схема управления формирует для каждой пары ключей команды управления в виде импульсов длительностью t/n сдвинутых относительно друг друга на время $T_{\text{шим}}/n$, где n - число фаз делителя. Эти импульсы поочередно открывают транзисторы Т1, Т3, Т5, Т7, Т9, Т11, обеспечивая подачу опорного напряжения на RC-фильтр (диаграммы б-ж). Слева от этих диаграмм приведена схема резистивного делителя, образованного резисторами R1-R6, при периодической работе ключей. Делителем обеспечивается уменьшение амплитуды пульсаций до величины $E_{\text{оп}}/n$, а схемой управления обеспечивается в n раз более высокая частота следования импульсов. Все это создает благоприятные возможности по повышению быстродействия многофазного ШИДН.

Подпись и дата

Имя и дубль

В. ам. инт. №

Подпись и дата

Имя № поля

Имя	№ докум.	Подп.	Дата

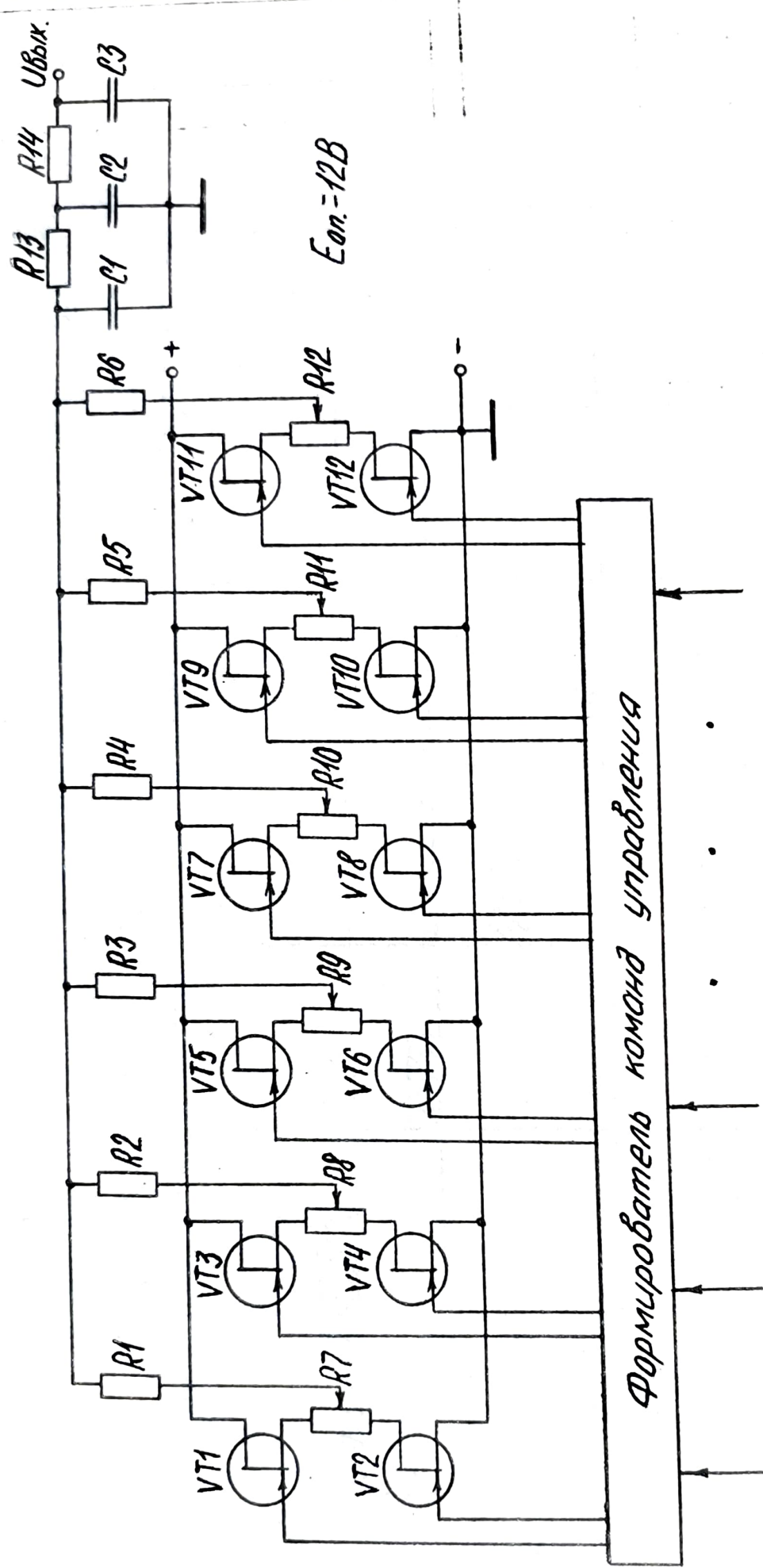


Рис. 3.4

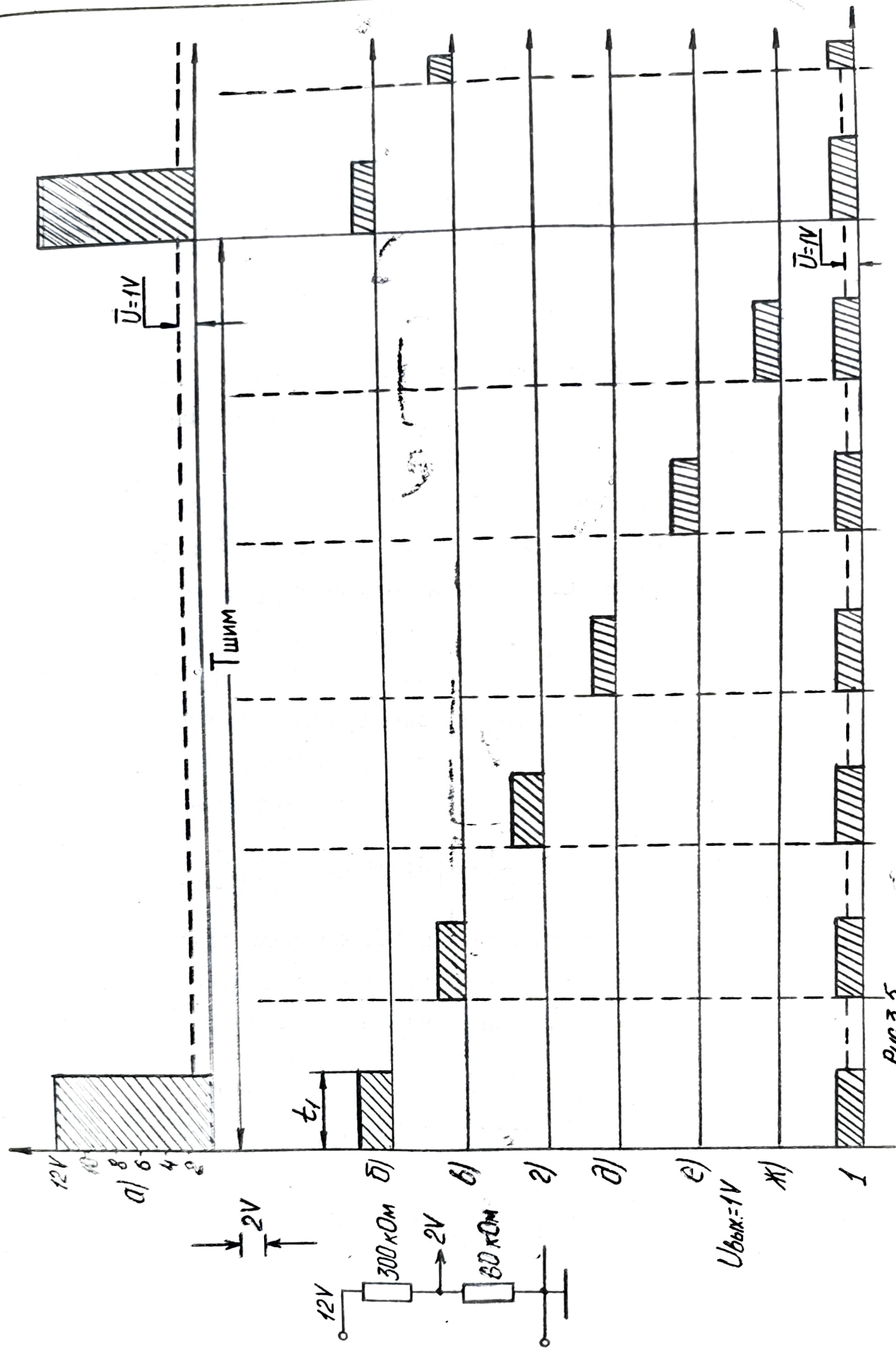


Рис. 3.5

3.3. Итерационный ШИДН

Высокие метрологические характеристики имеют ШИДН с периодическим замыканием цепи обратной связи (ИП) по схеме, предложенной Найденом и Брикманом (рис. 3.6). Подробный анализ погрешности такого ШИДН приведен в [17].

Аналоговая часть ИП, структурная схема которой приведена на рис. 3.6, состоит из электронного интегратора (И) с постоянной времени $T = R_1 \cdot C$, имеющего на входе трехпозиционный переключатель Кл 1 и устройства выборки и запоминания (УВЗ) на основе усилителя памяти (коэффициент усиления K_2) с запоминающим конденсатором C_2 и ключом Кл 2 на входе.

Временная диаграмма работы представлена на рис. 3.7. Устройство работает циклически. В первом цикле переключатель Кл 1 на время $\varepsilon = \varepsilon_1$ присоединяет вход И к выходу преобразователя. Обозначим напряжение на выходе преобразователя в начальный момент времени $U_{\text{вых}} [0]$, тогда в момент $\varepsilon \neq \varepsilon_1$ напряжение на выходе

$$U_u [0, \varepsilon_1] = U_{\text{вых}} [0] \cdot \frac{1}{K_2} \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 \cdot C_1} \right).$$

Затем переключатель Кл 1 подает на вход И входной сигнал $U_{\text{вх}}(t)$, который интегрируется в течение интервала ε_2 . Выходное напряжение в конце интервала ε_2

$$U_u [0, \varepsilon_1 + \varepsilon_2] = U_u [0, \varepsilon_1] - \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^{\varepsilon_2} U_{\text{вх}}(t) \cdot dt.$$

В течение интервала ε_2 вход И разомкнут, замкнут ключ Кл 2 и входное напряжение запоминается на конденсаторе C_2 .

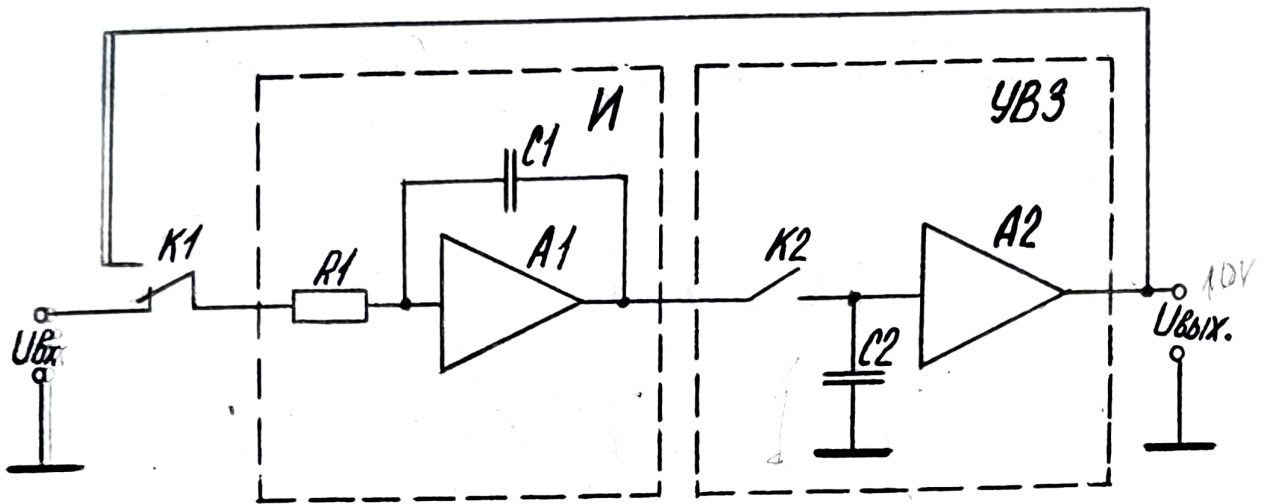


Рис. 3.6

Подпись и дата

Взам. инв. № Инв. № докум.

Подпись и дата

Имя

Лист

Лист

34

Формат 1

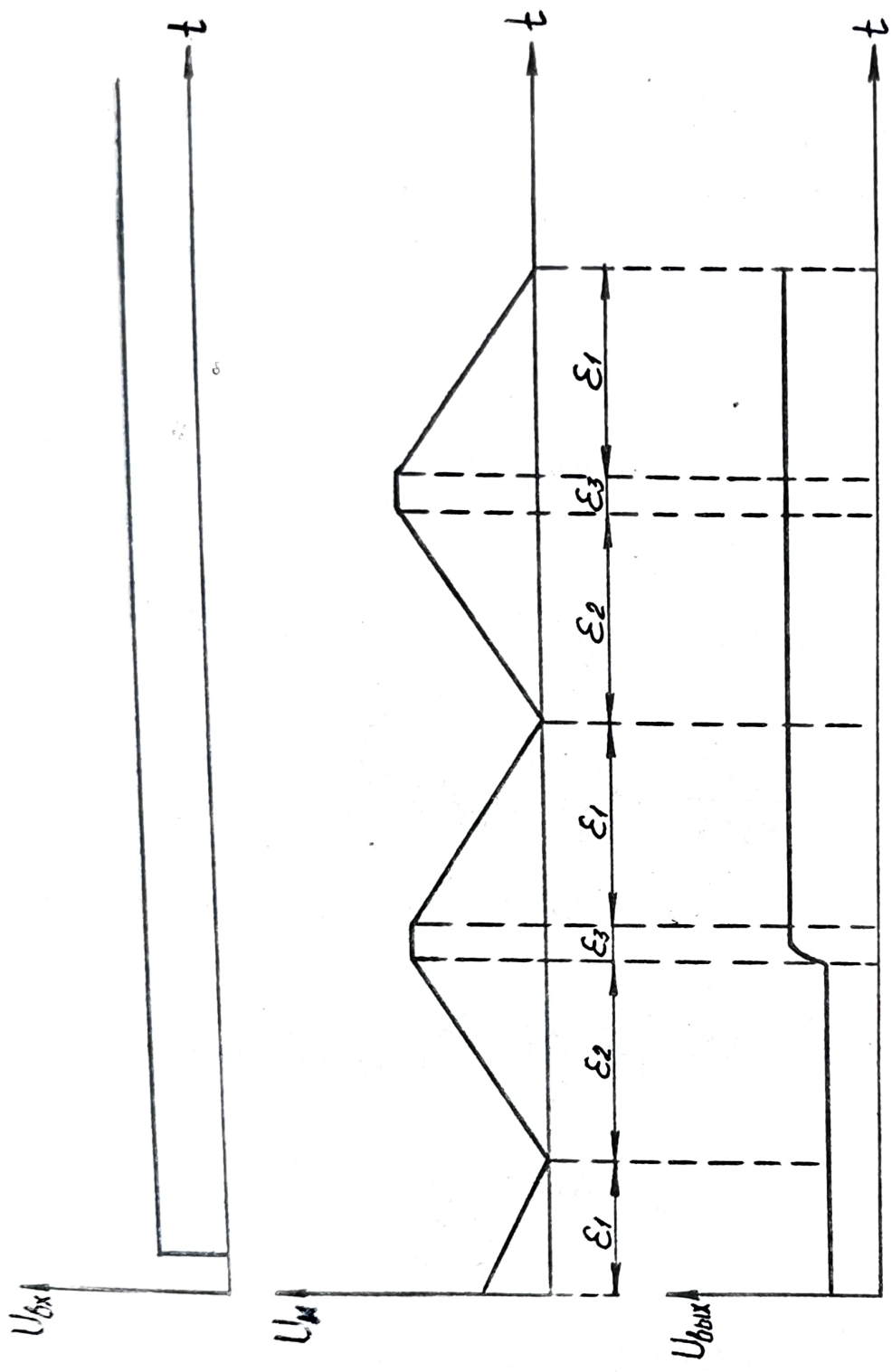


Рис. 3.7

Первый цикл заканчивается, КЛ2 размыкается, и переключатель КЛ1 присоединяет вход И к выходу преобразователя, цикл повторяется.

Выходное напряжение преобразователя по окончании второго цикла

$$U_{\text{вых.}}[2,0] = \left(-\frac{1}{\varepsilon_1} \int_0^{\varepsilon_2} U_{\text{вх.}}(t) dt \right) \left[1 - \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R1C1} \right)^2 \right] +$$

$$+ U_{\text{вых.}}[0] \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R1C1} \right)^2.$$

Для любого n -го цикла справедливо соотношение

$$U_{\text{вых.}}[n,0] = U_{\text{вых.}}[n_1 \varepsilon_1] = - \left[\frac{1}{\varepsilon_1} \int_0^{\varepsilon_2} U_{\text{вх.}}(t) dt \right] \left[1 - \right. \quad (3.7)$$

$$\left. - \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R1C1} \right)^n \right] + U_{\text{вых.}}[0] \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R1C1} \right)^n$$

при $U_{\text{вх.}}(t) = U_{\text{вх.}} = \text{const}$.

$$U_{\text{вых.}}[n,\varepsilon] = U_{\text{вых.}}[n,0] = \frac{U_{\text{вх.}} \varepsilon_2}{\varepsilon_1} \left[1 - \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R1C1} \right)^n \right] +$$

$$+ U_{\text{вх.}}[0] K_2 \cdot \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R1C1} \right)^n. \quad (3.8)$$

В выражениях (3.7) и (3.8) $U_{\text{вх.}}[0]$ - начальное напряжение на выходе И. Обычно выполняется условие $K_2 \varepsilon_1 \approx R1C1$, т.е.

Лист № подл. / Подпись и дата / Взам. инв. № / Инв. № дубл. / Подпись и дата

$$\left| 1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right| < 1, \text{ поэтому при } n \rightarrow \infty$$

$$U_{\text{вых}} [n, \varepsilon] \approx U_{\text{вх}} \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}. \quad (3.9)$$

Таким образом, при $\varepsilon_1 = \text{const}$ и изменении ε_2 выходное напряжение преобразователя изменяется пропорционально ε_2 .

Причем, точность выражения (3.9) тем выше, чем меньше величина $\left| 1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right|$. Если $\left| 1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right| = 0,001$, то при

$m = 2$ погрешность составит $10^{-4} \%$. Поэтому в ИП не предъявляются жесткие требования к стабильности элементов R_1, C_1, C_2 , коэффициента усиления K_2 , т.к. их нестабильность влияет лишь на время преобразования. Выражения (3.8) и (3.9) выведены без учета инструментальной погрешности элементов ИП и при идеализации передаточной функции интегратора.

Анализ, приведенный в [17], показывает, что основной вес имеет нелинейная составляющая, обусловленная абсорбцией конденсатора. Уменьшения ее можно добиться либо использованием более высококачественных конденсаторов, либо путем компенсации эффекта абсорбции в интеграторе [] .

Кроме указанных выше недостатков, итерационный ШИДН обладает и рядом преимуществ. В частности, они обладают более высоким быстродействием, не требуют прецизионного усиления на выходе и гальванически развязанного управления ключами. Однако в структуре данного вида предъявляются очень высокие требования к стабильности выходного напряжения аналогового запоминающего устройства (АЗУ) в течение цикла преобразования (перезаряд накопительного элемента вызывает пульсацию на выходе калибратора). Кроме того, остается влияние абсорбции интегрирующего конденсатора, а также необходимо использование прецизионного усилителя в интегра-

Подпись и дата
 Имя и должность
 Имя и должность
 Имя и должность
 Имя и должность

тора, чтобы устранить погрешность, связанную с дрейфом.

Недостатки перечисленных структур делают их неперспективными при построении быстродействующих прецизионных калибраторов (время установления 100–200 мс и погрешность выходного напряжения 0,001 %).

3.4 Масштабные преобразователи на основе индуктивных делителей

В масштабных преобразователях на основе индуктивного делителя коэффициент передачи задается отношением числа витков обмоток трансформатора (или автотрансформатора), которое, естественно, остается неизменным во времени и при различных внешних воздействиях [14].

Неизменность заданного отношения витков трансформатора является основным преимуществом масштабных преобразователей на основе индуктивных делителей.

Элементной базой развития масштабных преобразователей на индуктивных делителях явилось создание магнитных материалов с высококачественной прямоугольной характеристикой и с высокой магнитной проницаемостью. Указанные материалы в сочетании с технологическими и конструктивными приемами получения высокой степени канализации магнитных потоков, исполнения строго симметричных обмоток и схемотехническими приемами автокомпенсации погрешности индуктивных делителей при помощи усилителей, позволили создать индуктивные меры отношения, превосходящие по точности более чем на 2 порядка резистивные аналоги.

К ценным особенностям структуры с индуктивными делителями можно отнести возможность получения практически неограниченного количества низкоомных изолированных источников, что придает определенную схемотехническую гибкость при каскадировании преобразователей данного типа.

На рис. 3.8 приведена упрощенная схема вольтметра-калибратора на основе индуктивного делителя, включенного в цепь обрат-

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

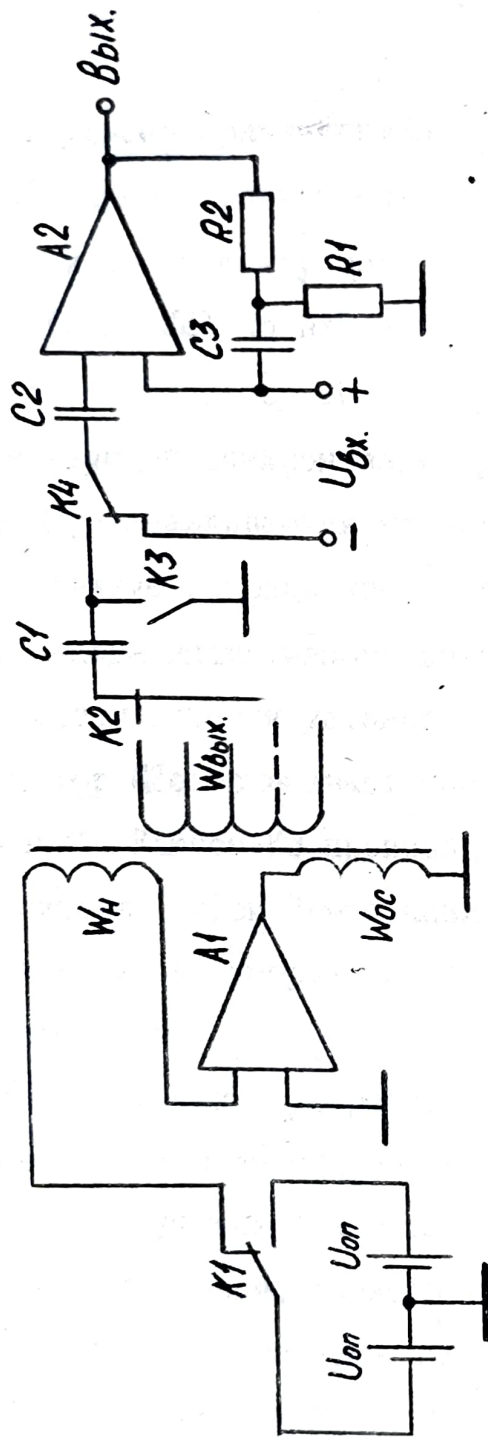


Рис. 3.8

ной связи операционного усилителя.

Ключом К1 опорное напряжение ($U_{оп}$) преобразуется в последовательность импульсов, фиксированной частоты повторения и длительности, амплитуда которых равна $U_{оп}$. Индуктивным делителем эта последовательность транспортируется в импульсы, амплитуда которых определяется отношением числа витков первичной и вторичной обмоток.

Амплитуда импульсов сравнивается с измеряемым напряжением $U_{вх}$ путем поочередного подключения (ключ К4) измеряемого напряжения ($U_{вх}$) и соответствующего напряжения с выхода индуктивного делителя (ключ К2) ко входу чувствительного компаратора. Компаратором обеспечивается сравнение этих напряжений.

При соответствующей синхронизации работы указанных ключей на конденсаторе С2 устанавливается напряжение, равное $U_{вх}$. В установившемся режиме разряда конденсатора С2 не происходит, если напряжение с выхода индуктивного делителя (верхний контакт К4) вручную или автоматически устанавливается равным $U_{вх}$. Таким образом, конденсатор С2 обеспечивает запоминание амплитуды сравниваемых напряжений. Ключом К3 производится выборка плоской части импульсов делителя (путем "вырезания" переходных процессов).

При замыкании входа, устройство функционирует как многозначная мера напряжения.

Проблемы создания таких устройств связаны с необходимостью двойного преобразования постоянного напряжения (в импульсы и вновь в постоянное напряжение) и трансформации плоской части вершины импульсов без искажения, поскольку наличие скола вершины при конечной длительности процесса выборки и нестабильность момента выборки обуславливает погрешность преобразования.

ИЗМ. № 1
ИЗМ. № 2
ИЗМ. № 3
ИЗМ. № 4
ИЗМ. № 5
ИЗМ. № 6
ИЗМ. № 7
ИЗМ. № 8
ИЗМ. № 9
ИЗМ. № 10
ИЗМ. № 11
ИЗМ. № 12
ИЗМ. № 13
ИЗМ. № 14
ИЗМ. № 15
ИЗМ. № 16
ИЗМ. № 17
ИЗМ. № 18
ИЗМ. № 19
ИЗМ. № 20
ИЗМ. № 21
ИЗМ. № 22
ИЗМ. № 23
ИЗМ. № 24
ИЗМ. № 25
ИЗМ. № 26
ИЗМ. № 27
ИЗМ. № 28
ИЗМ. № 29
ИЗМ. № 30
ИЗМ. № 31
ИЗМ. № 32
ИЗМ. № 33
ИЗМ. № 34
ИЗМ. № 35
ИЗМ. № 36
ИЗМ. № 37
ИЗМ. № 38
ИЗМ. № 39
ИЗМ. № 40
ИЗМ. № 41
ИЗМ. № 42
ИЗМ. № 43
ИЗМ. № 44
ИЗМ. № 45
ИЗМ. № 46
ИЗМ. № 47
ИЗМ. № 48
ИЗМ. № 49
ИЗМ. № 50

К числу основных недостатков индуктивных делителей следует отнести повышенные требования к ключам, что существенно усложняет применение таких делителей для построения программируемых широкодиапазонных высококачественных ИЧН. Кроме того, появляются дополнительные требования к ИОН, затрудняющие получение долговременной стабильности характеристик ИЧН.

Подпись и дата

Взам. инв. № Инв. № дубл.

Подпись и дата

Инв. № подл.

Изм.	Лист	Х докум.	Подп.	Дата

Лист

41

3.5. В В О Д

Рассмотренные в разделах 3.1 и 3.2 структуры пассивных методов построения ИКН обладают следующими основными недостатками:

- низкое быстродействие, связанное с необходимостью сглаживания выходных пульсаций пассивными фильтрами;
- сложность обеспечения требуемого уровня пульсаций при заданном быстродействии;
- наличие погрешности линейности, связанной с абсорбционными явлениями в конденсаторах фильтра;
- наличие гальванически развязанного цикла управления ключами ШИДН;
- наличие стабилизированного усилителя на выходе ШИМ-преобразователя и, как следствие, наличие коммутационных выбросов, затрудняющих работу с быстродействующими приборами.

Значительная часть перечисленных недостатков устраняется в структурах активных итерационных ШИДН (см. раздел 3.3). Но и эта структура имеет ряд недостатков, затрудняющих построение высокоточных ШИДН. Однако то, что в итерационных ШИДН на погрешность преобразования не влияет нестабильность сопротивления открытых электронных ключей (при наличии ПНТ), а сама структура отличается высоким быстродействием и представляет собой систему авторегулирования, постоянно сравнивающую опорное и выходное напряжения, позволяет очень гибко варьировать параметры ШИДН. Так как эта структура предполагает применение быстродействующих операционных усилителей, то возможно изменение времени и точности установления выходного напряжения в широких пределах в одной конкретной схеме. То, что итерационный ШИДН представляет собой систему авторегулирования, позволяет производить аналоговое масштабирование выход-

ного напряжения ШИДН на основном пределе с целью получения как более низковольтных пределов, так и более высоковольтных (с произвольным коэффициентом деления).

Применение микропроцессорной техники позволит значительно расширить возможности ИКН .

В заключение нужно отметить, что при выборе типа масштабирующего преобразователя необходимо помнить, что наиболее точным и наиболее стабильным при воздействии внешних факторов, являются индуктивные делители, наиболее технологичными - ШИДН, а наиболее простыми в части реализации являются резистивные делители [I4] .

Следует также отметить, что поиски разработчиками ИКН делителей напряжения, построенных не на резистивных делителях, вызвано, как указывалось в разделе "Введение", значительным усложнением технологического процесса при получении высокоточных резистивных делителей, их значительными габаритами. И поэтому переход процесса получения высокоточных резистивных делителей напряжения не более высокий уровень, вероятно, вновь заставит обратить на них внимание разработчиков ИКН .

Кроме того, используя такие качества резистивных делителей, как очень малое время установления выходного напряжения, можно предположить, что дальнейшее повышение точности резистивных делителей возможно с применением вычислительной техники, которая за последние годы сделала качественный скачок при появлении микропроцессоров, быстродействующих с малым потреблением БИС.

Имя Подпись и дата
Имя Подпись и дата
Имя Подпись и дата
Имя Подпись и дата
Имя Подпись и дата

Имя	Подпись	Дата

4. ВЫБОР СТРУКТУРЫ ИКН

Наиболее перспективной является структура, предложенная в [2] и представленная на рис. 4.1.

ИКН состоит из цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), преобразователя код-интервал (ПКИ), аналогового сумматора (АС) первого и второго блоков интегрирования (ИБИ, БИ), причем, второй состоит из ключа КЗ, интегратора (И) и аналого-запоминающего устройства (АЗУ), аналоговых ключей К1, К2 и блока управления БУ.

Блок-схема алгоритма работы представлена на рис. 4.2.

Устройство работает следующим образом. При установлении на цифровом коде устройства N входного кода, на выходе ЦАП устанавливается напряжение E_1 , пропорциональное числу N_1 , код которого подан на вход N , с погрешностью, обусловленной неидеальностью характеристики ЦАП. Последнее определяется нелинейностью, мультипликативной погрешностью и конечным количеством разрядов.

Напряжение на выходе АС $U_{\text{вых}}(t)$ определяется выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = -\nu_1 E_1 - \nu_2 U_{\text{ИБИ}}, \quad (4.1)$$

где ν_1, ν_2 - коэффициенты передачи АС по соответствующим входам;

$U_{\text{ИБИ}}$ - напряжение на выходе ИБИ .

Итерационный процесс установления выходного напряжения устройства осуществляется за n циклов. Вначале i -го цикла производится сброс ИБИ. Затем через К1 подключается опорное напряжение E_0 и интегрируется в течение интервала T_x , пропорционального N_1 . По окончании интервала T_x , через К2 вход ИБИ подключается к входу АС (выходу устройства) и производится интегрирование выходного напряжения $U_{\text{вых}}[i-1]$, (т.е. сформированного в $i-1$ цикле) в течение постоянного интервала времени T_1 .

Подпись и дата

Взам. инв. № Инв. № дубл.

Подпись и дата

Изм. № подл.

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Лист

44

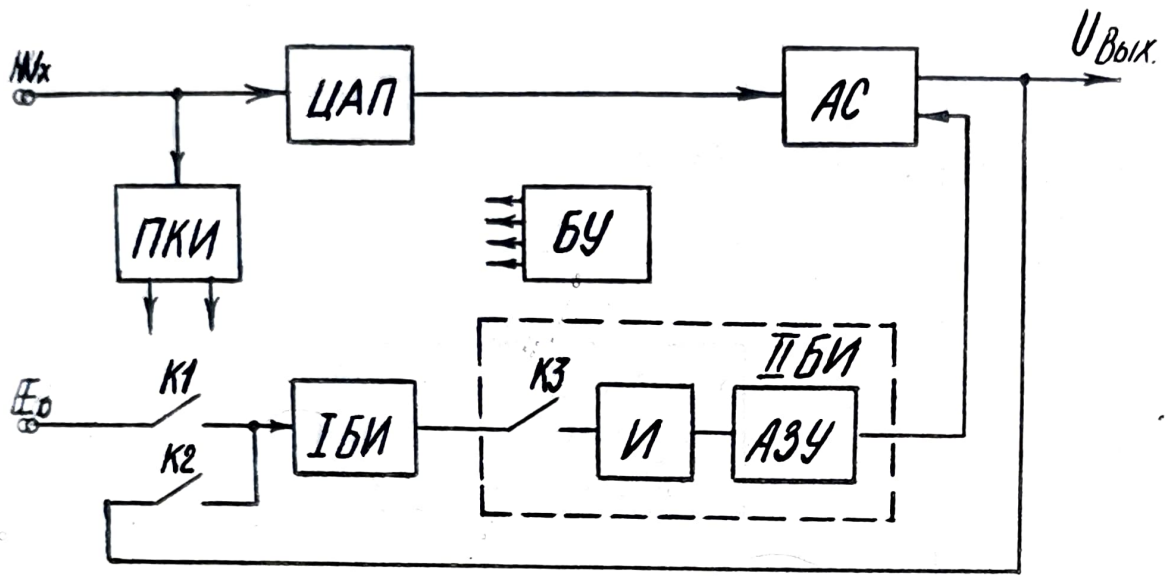


Рис. 4.1.

Имя, Фамилия, Подпись и дата
 Взам. инв. № | Инв. № дубл. | Подпись и дата
 Имя, Фамилия, Подпись и дата

Имя	Фамилия	№ докум.	Пози.	Дата

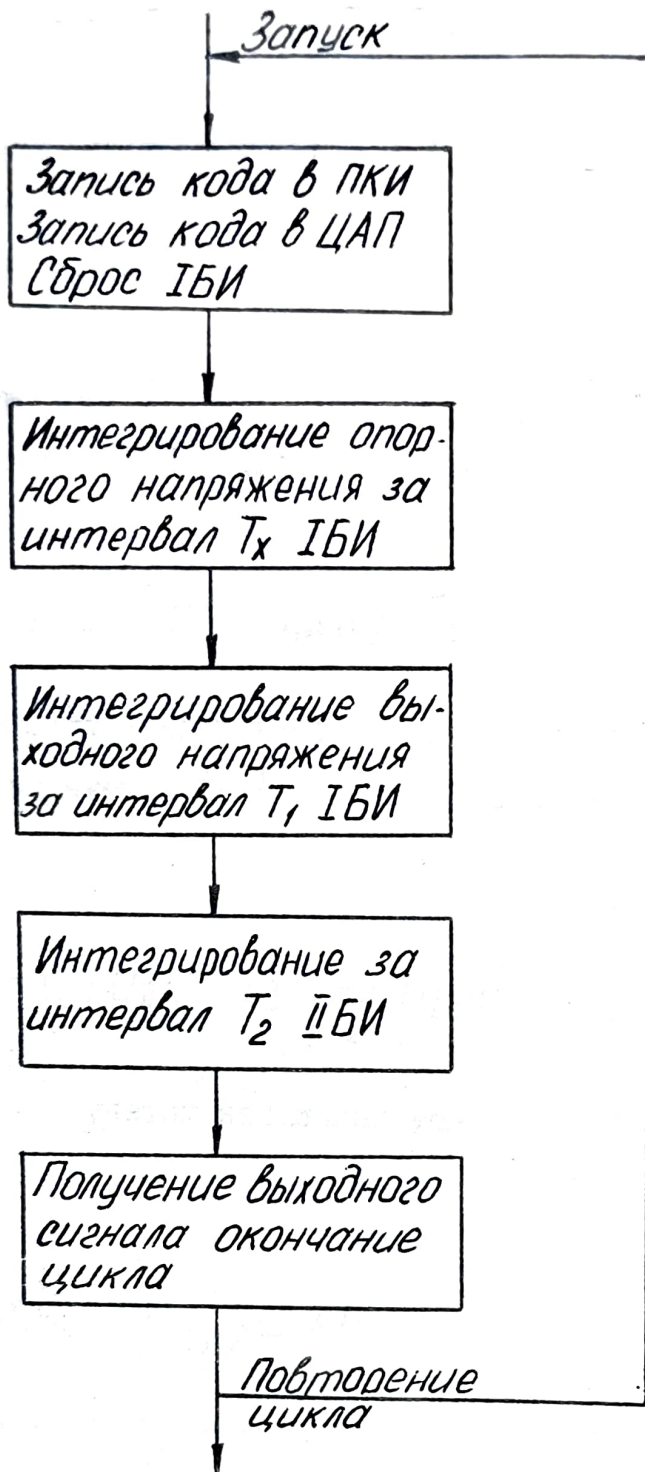


Рис. 4.2

По окончании интервала T_1 напряжение на выходе ИВИ $U_{ИВИ}$ имеет вид:

$$U_{ИВИ}[i] = -\frac{1}{\tau_1} (E_0 T_x - U_{вых}[i-1] \cdot T_1), \quad (4.2)$$

где τ_1 - постоянная времени ИВИ.

Это напряжение подается на вход ИИВИ и интегрируется в течение интервала времени T_2 .

Выходное напряжение ИИВИ $U_{ИИВИ}$ равно:

$$U_{ИИВИ}[i] = U_{ИИВИ}[i-1] - \frac{1}{\tau_2} U_{ИВИ}[i] \cdot T_2. \quad (4.3)$$

На этом i -ый цикл заканчивается и напряжение, определяемое (4.1) с учетом выражения (4.3), можно записать следующим образом:

$$U_{вых}(t) = -\nu_1 E_1 - \nu_2 \left(U_{ИИВИ}[i-1] - \frac{1}{\tau_2} U_{ИВИ}[i] \cdot T_2 \right). \quad (4.4)$$

Выражение (4.3) с учетом начальных условий $U_{ИИВИ}[0]$ можно записать:

$$U_{ИИВИ}[i] = U_{ИИВИ}[0] - \frac{T_2}{\tau_2} \sum_{m=1}^i U_{ИВИ}[m]. \quad (4.5)$$

С учетом (4.4) и (4.5) выходное напряжение устройства в последнем n -ом цикле примет вид:

$$U_{вых}[n] = U_{вых}[0] - \frac{\nu_2 T_2}{\tau_2 T_1} \left\{ E_0 T_x \cdot n - T_1 \sum_{m=1}^n U_{вых}[m-1] \right\}. \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) представляет собой разностное уравнение первого порядка, решение которого имеет вид:

$$U_{\text{вых.}}[n] = U_{\text{вых.}}[0] \left(1 - \frac{v_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1}\right)^n - E_0 \frac{T}{T_1} \left[1 - \left(1 - \frac{v_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1}\right)^n\right]. \quad (4.7)$$

Если параметры устройства v_2 , T_1 , T_2 , τ_1 , τ_2 выбрать таким образом, чтобы величина

$$\left|1 - \frac{v_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1}\right| \ll 1, \quad (4.8)$$

тогда при $n \rightarrow \infty$ выражение (4.7) сходится к выражению

$$\lim_{n \rightarrow \infty} U_{\text{вых.}}[n] = -E_0 \frac{T_x}{T_1}, \quad (4.9)$$

т.е. выходное напряжение устройства в установившемся режиме определяется лишь величиной E_0 и отношением $\frac{T_x}{T_1}$ и не зависит от параметров блоков интегрирования и точности ЦАП.

Обозначим

$$\alpha = 1 - \frac{v_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1}, \quad \beta = E_0 \frac{T_x}{T_1} - E_1 v_1,$$

тогда выражение (4.7) можно представить в виде:

$$U_{\text{вых.}}[n] = -E_0 \frac{T_x}{T_1} + \beta \alpha^n + v_2 U_{\text{ИВН}}[0] \alpha^n. \quad (4.10)$$

Последнее выражение показывает, что скорость, с которой устанавливается выходное напряжение $U_{\text{вых.}}[n]$ зависит от ве-

личии α и β . Величину β , которая зависит от точности ЦАП, можно сделать достаточно малой величиной. Чтобы оценить скорость сходимости итерационного процесса в соответствие с выражением (4.10), примем $|\beta| \leq 10$ мВ, что соответствует погрешности ЦАП 0,1 % при номинальности сигналов 10 В, $v_1 = 1$; $v_2 = 0,01$, $U_{\text{ПБИ}}[0] = 1$ В; $T_x = T_1$, $E_0 = 10$ В.

Тогда $U_{\text{вых}}[n] \Big|_{n=1} = -9,9998$ В

$U_{\text{вых}}[n] \Big|_{n=2} = -9,999998$ В, т.е. погрешность установления выходного напряжения за один цикл составляет $2 \cdot 10^{-3}$ %, за два цикла $2 \cdot 10^{-5}$ %.

Основным достоинством рассмотренной структуры является снижение требований к АЗУ, т.к. основной вес выходного напряжения устройства формируется ЦАП, а сигналы с выхода АЗУ являются корректирующими и требования к стабильности выходного напряжения АЗУ ослаблены (на три порядка при использовании ЦАП с погрешностью 0,1 %) по сравнению с ИКН по структуре [21].

Можно показать, что как и в случае итерационного преобразователя по структуре [21] аддитивные погрешности ПБИ и АС корректируются.

Однако и в этой структуре присутствуют погрешности, связанные с неидеальностью ИБИ, а именно: погрешности, обусловленные дрейфом по току и напряжению, конечностью коэффициента усилителя и абсорбционными явлениями интегрирующего конденсатора.

Развитием описанной структуры является схема, представленная на рис. 4.3, в которой введены два дополнительных ключа и инвертирующий вход ИБИ.

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 4.4. Использование этой структуры и алгоритма позволяет устранить погрешность, связанную с дрейфом ИБИ, а также погрешность, обусловленную па-

Подпись и дата
 Изм. № докум.
 Подпись и дата

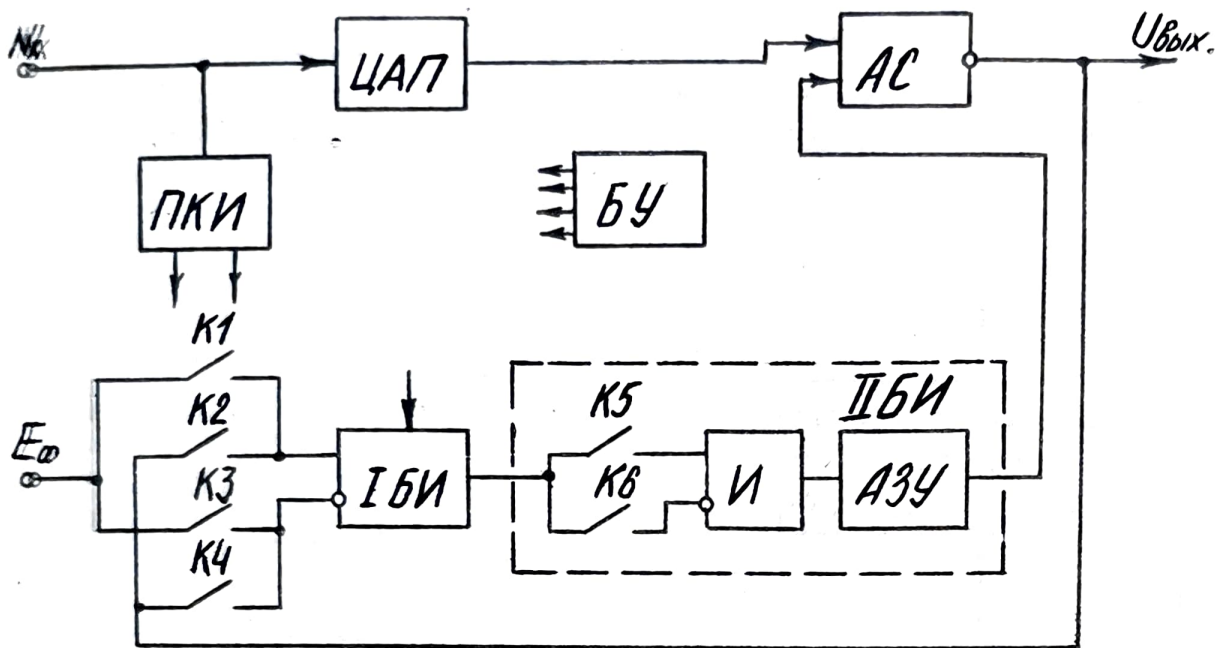


Рис. 4.3

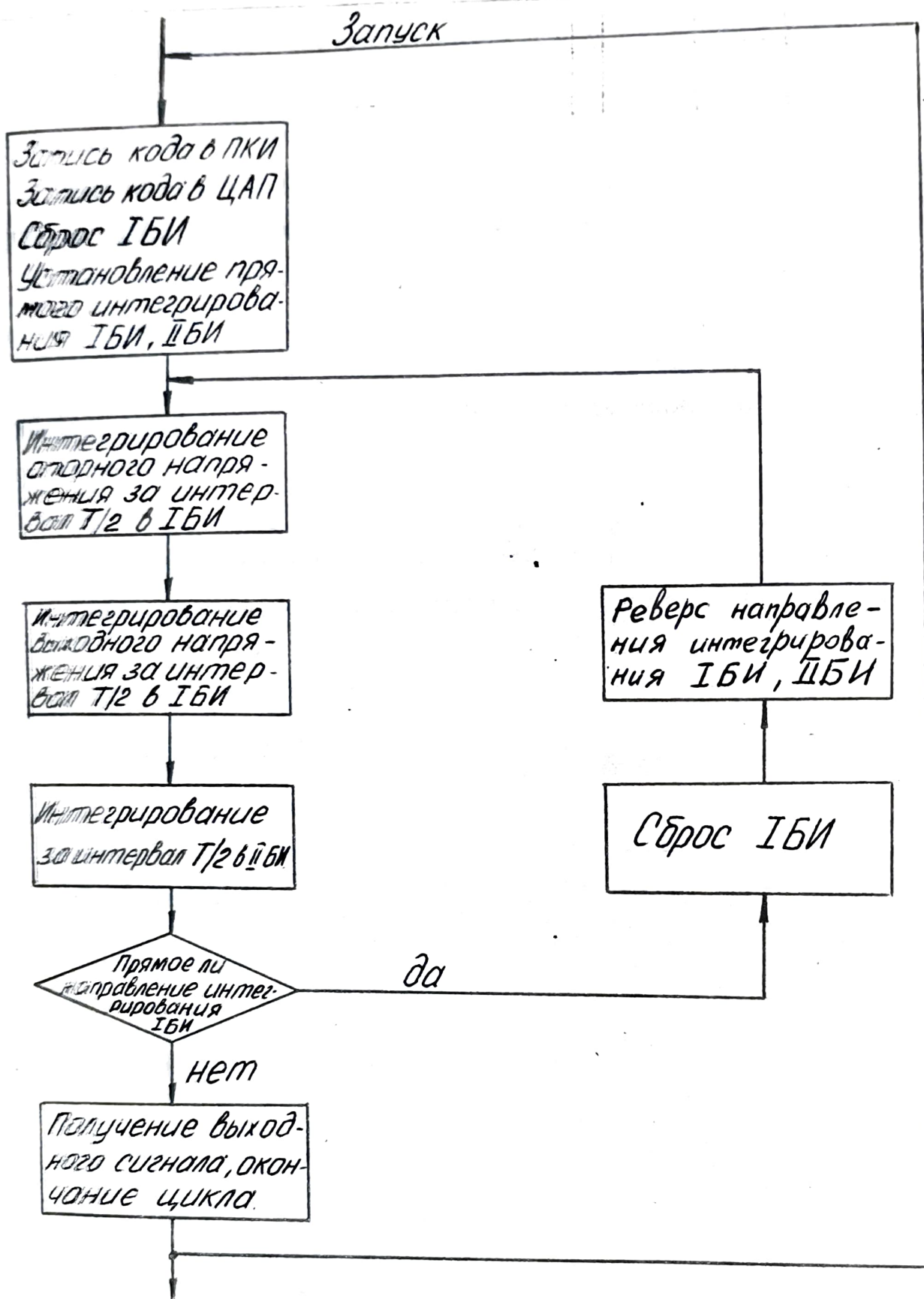


Рис. 4.4

Подпись и дата
 № инв. № дубл.
 № инв. № дубл.
 Подпись и дата
 № подл.
 № инв.

развитными зарядами, поступающими из цепей управления ключами. В соответствии с приведенным алгоритмом рабочий процесс в цикле преобразования состоит из ряда последовательных операций. По сигналу запуска производится запись входного кода в регистры памяти ПКМ и ЦАП, производится обнуление ИБИ (сброс), а также подается разрешение на работу ключей К1, К4, К5 (режим прямого интегрирования ИБИ, ИИБИ). Производится интегрирование опорного напряжения E_0 за интервал $T_x/2$, где T_x пропорционально N . При этом на выходе ИБИ формируется напряжение $U_{ИБИ}[n,1]$, определяемое суммой E_0 со смещением $I_{БИ} e_0$:

$$U_{ИБИ}[n,1] = - \frac{T_x}{2C_1} (E_0 + e_0).$$

Далее производится интегрирование выходного напряжения за интервал $\frac{T_1}{2}$:

$$U_{ИБИ}[n,2] = U_{ИБИ}[n,1] - \frac{T_1}{2C_1} (-U_{вых}[n-1] + e_0).$$

Напряжение $U_{ИБИ}[n,2]$ поступает через К5 на ИИБИ и интегрируется в течение времени T_2 . На выходе ИИБИ формируется напряжение $U_{ИИБИ}[n,2]$:

$$U_{ИИБИ}[n,2] = - \frac{T_2}{C_2} U_{ИБИ}[n,2] + U_{ИИБИ}[n-1]. \quad (4.11)$$

Далее производится сброс ИБИ, запрещается работа ключей К1, К4, К5 и подается разрешение на работу ключей К2, К3, К5 (режим обратного интегрирования ИБИ, ИИБИ). Последовательно производится интегрирование в ИБИ опорного напряжения E_0 за $T_x/2$ и $U_{вых}[n-1]$ за $T_1/2$. Затем в ИИБИ за время T_2 интегрируется выходное напряжение блока ИБИ.

$$U_{\text{ИБИ}}[n,4] = U_{\text{ИБИ}}[n] = U_{\text{ИБИ}}[n,2] + \frac{T_2}{T_2} \left\{ \frac{T_x}{2\tau_1} (E_0 - e_0) + \right. \\ \left. + \frac{T_1}{2\tau_1} (-U_{\text{Вых.}}[n-1] - e_0) \right\}.$$

С учетом (4.11) последнее выражение примет вид:

$$U_{\text{ИБИ}}[n] = U_{\text{ИБИ}}[n-1] - \frac{T_2}{T_2 \tau_1} (T_x E_0 - \\ - T_1 U_{\text{Вых.}}[n-1]). \quad (4.12)$$

Таким образом, на выходе ИБИ отсутствует погрешность, обусловленная смещением ИБИ, а выходное напряжение ИБИ равно:

$$U_{\text{ИБИ}}[n] = U_{\text{ИБИ}}[0] + \frac{T_2 \cdot T_x}{T_2 \tau_1} \cdot n E_0 - \\ - \frac{T_2 T_1}{T_2 \tau_1} \sum_{m=1}^n U_{\text{Вых.}}[m-1]. \quad (4.13)$$

Так как выходное напряжение ИИИ также как и в предыдущей структуре определяется выражением (4.1), то можно записать для n -го цикла:

$$U_{\text{Вых.}}[n] = U_{\text{Вых.}}[0] + \frac{T_2 \tau_2}{T_2 \tau_1} \left\{ E_0 T_x n - T_1 \sum_{m=1}^n U_{\text{Вых.}}[m-1] \right\},$$

Подпись и дата

Имя, № докум.

Взам. инв. №

Содержит и дату

Имя, № докум.

Имя	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
-----	------	----------	-------	------

то есть имеем полное соответствие с выражением (4.6), решение которого дает установившееся решение

$$U_{\text{вых.уст.}} = -E_0 \frac{T_x}{T_1},$$

т.е. выходное напряжение устройства совпадает с выражением (4.9), выведенного для структуры, в которой не учитывалось смещение ИБИ. Аналогично можно показать, что в рассмотренной структуре другие аддитивные составляющие погрешности ИБИ не влияют на результат преобразования. Таким образом, приведенная структура позволяет использовать в ИБИ интегральные усилители.

Однако приведенный на рис. 4.2 и рис. 4.4 последовательный алгоритм работы обуславливает применение конденсаторов в ИБИ с малым коэффициентом абсорбции, вследствие того, что в процессе интегрирования на конденсаторе формируется заряд, ограничиваемый лишь динамическим диапазоном работы интегратора. С целью уменьшения требований к конденсатору ИБИ можно использовать метод одновременного интегрирования выходного и опорного в виде широтно-импульсной последовательности напряжений.

Блок-схема алгоритма с использованием метода одновременного интегрирования приведена на рис. 4.5. Таким образом, приведенная структура позволяет устранить недостатки, свойственные описанным выше активным ШИМ-калибраторам и, следовательно, является наиболее перспективной структурой для построения требуемого по задаче ИИИ класса 0,002.

Взам. инв. №
Изм. № докум.
Подпись и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					54

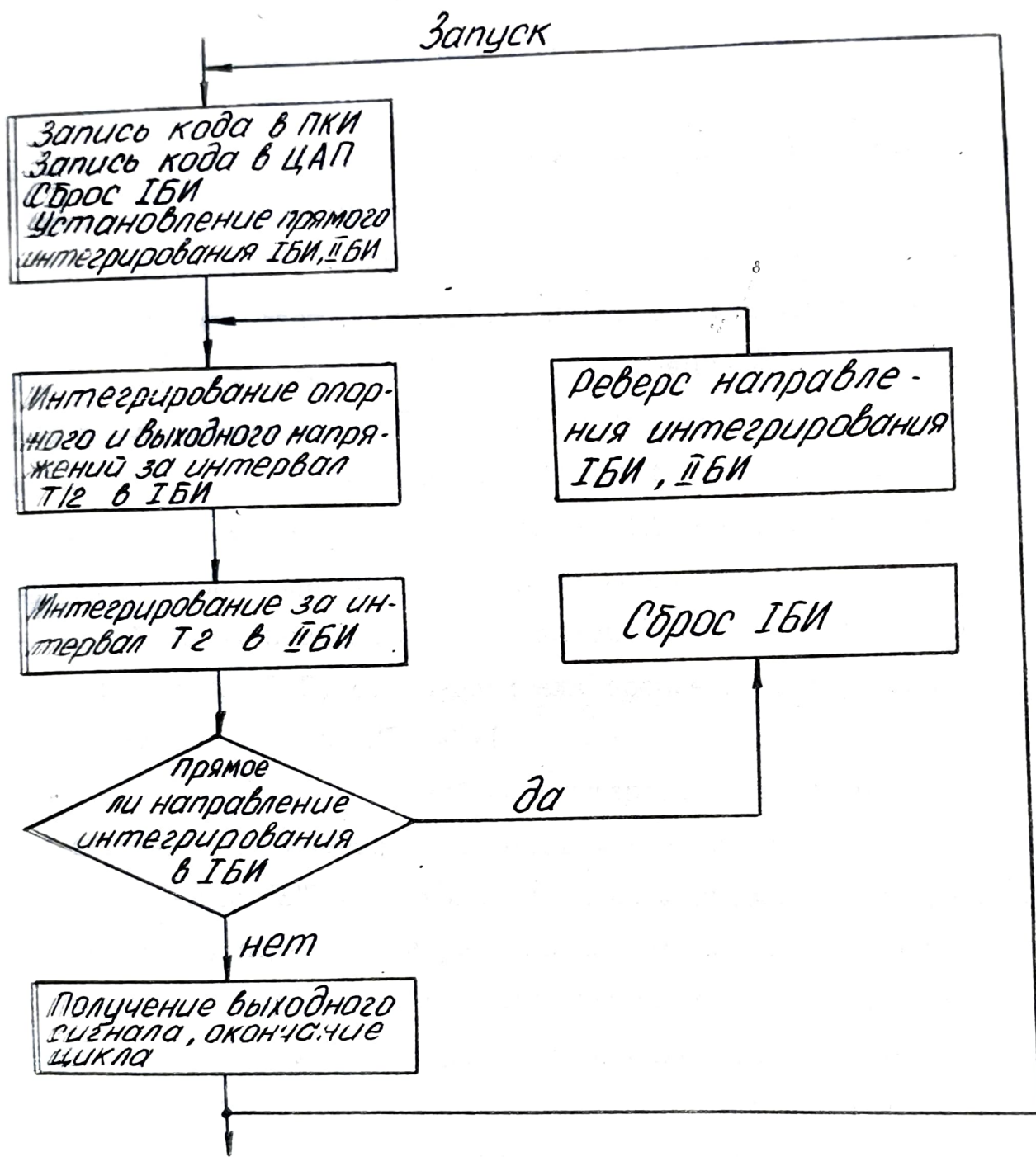


Рис. 4.5

Титул № докум. № инв. № дата
 Объем, инв. № инв. № дата
 Подписи и даты

Лист	№ докум.	Подп.	Дата
55			

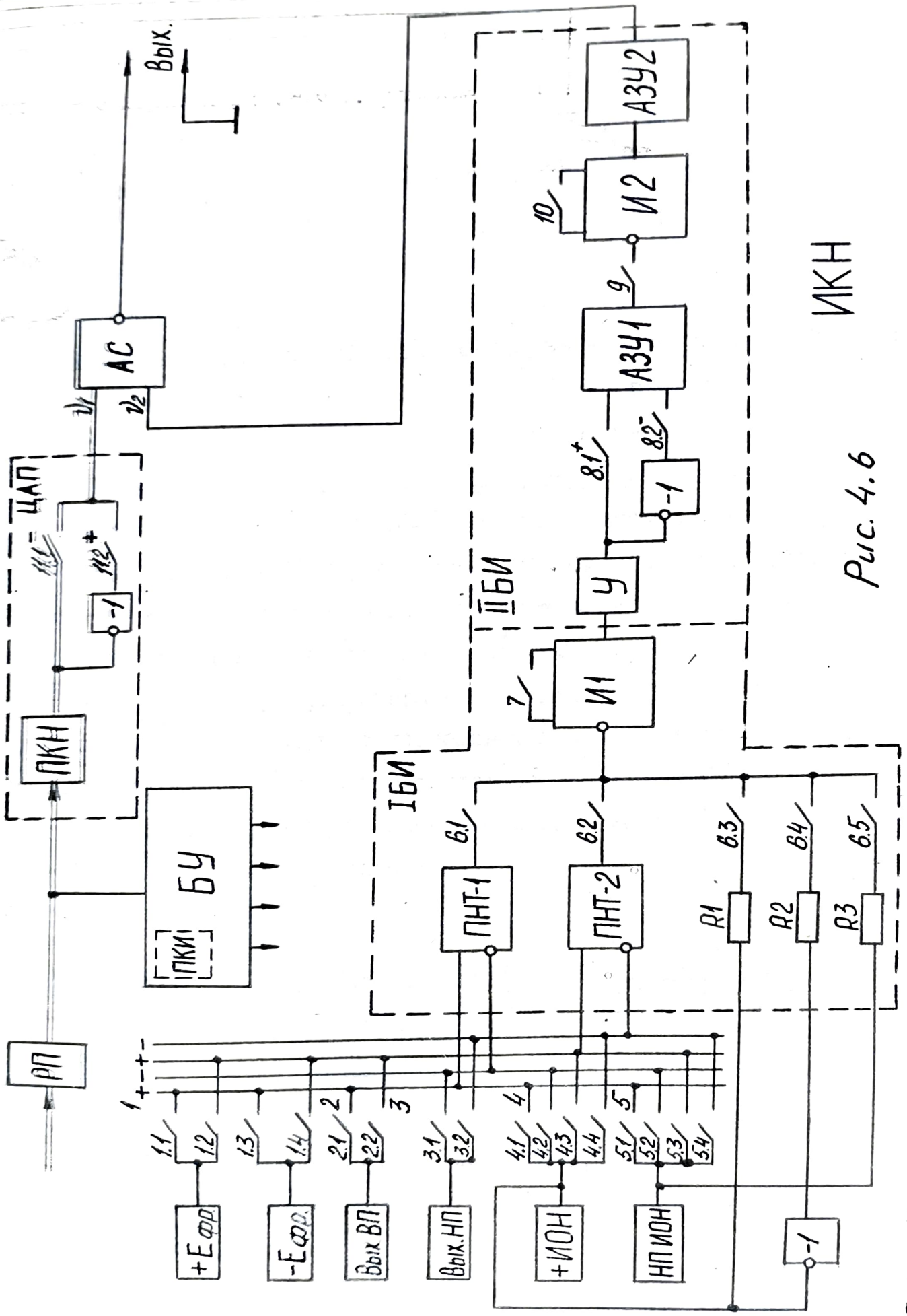
4.1 Функциональная схема ИКН

На рис. 4.6 приведена развернутая функциональная схема ИКН, обобщенная структура которого представлена на рис. 4.3 . На рис. 4.6 пунктиром обведены ИБИ , $\bar{\text{ИБИ}}$. ИБИ состоит из интегратора ИИ, двух преобразователей напряжения в ток (ПНТ) – ПНТ-1, ПНТ-2, двух токозадающих резисторов R1, R2 и резистора коррекции младших разрядов R3 . Наличие двух ПНТ позволяет обеспечить одновременное интегрирование выходного и опорного сигналов, что уменьшает погрешность из-за абсорбционных свойств конденсатора и конечности коэффициента усиления УПТ интегратора. Процесс интегрирования в ИБИ состоит из четырех тактов. В каждом такте интегрирования в ИИ происходит алгебраическое суммирование зарядов, обусловленных выходными токами ПНТ и токозадающего резистора. Временная диаграмма работы представлена на рис. 7.1 . По сигналу "Пуск", поступающему из заземленной части ИКН, производится сброс И2, АЗУ2, распределителя временных интервалов в "0" позиции счетчика циклов, И1, АЗУ1.

Поз. "0" начинается первый полуинтервал интегрирования. Согласно алгоритму включаются соответствующие ключи 1, 3 и 5 групп, подключающие входы ПНТ к низкопотенциальным выводам выхода ИКН и $\bar{\text{ИКН}}$, кроме того, подается разрешение на ключ 6.5. На выходе ПКН устанавливается напряжение, соответствующее трем старшим разрядам входного кода N . Это напряжение в зависимости от полярности выходного напряжения поступает на выход ИКН либо через ключ И1.1 и аналоговый сумматор АС при отрицательной полярности, либо через инвертор, ключ И1.2 и АС при положительной полярности.

За время с "0" по "2" позиции происходит установление выходных токов ПНТ. В течение интервала 20 мс (2...10 поз.) происходит

Лист № 57
 Формат И
 Дата
 Подп.
 № докум.
 Имя



ИКН
 Рис. 4.6

первый такт интегрирования - одновременное интегрирование токов, поступающих с выходов ПНТ-1, ПНТ-2, обусловленных их смещениями e_1 и e_2 , а также тока, обусловленного смещением И1 - e_3 , протекающего через корректирующий резистор $R_3 = R_1 = R_2$. Неинвертирующий вход в ПНТ-2 через соответствующий ключ I группы подключается к одному из источников компенсирующего напряжения. Это позволяет скорректировать аддитивную погрешность, обусловленную неидеальностью фронтов широтно-импульсной последовательности импульсов тока, пропорциональных E_0 . Эта погрешность появляется в третьем такте интегрирования. Суммируемые на входе И1 токи коммутируются быстродействующими время-задающими ключами 6 группы. Через ключ 6.1 на вход И1 поступает импульс тока с выхода ПНТ-1 длительностью 20 мс, а через ключ 6.2 поступает последовательность "n" равномернорасставленных импульсов тока с выхода ПНТ-2 (частота 1 кГц, длительность $T_x' = 0 - 0,88$ мс, которая пропорциональна коду трех старших разрядов). Через ключ 6.5 аналогично ключу 6.2 поступает последовательность импульсов тока, но отличие состоит в том, что длительность T_x'' пропорциональна коду трех младших разрядов. Напряжение на выходе ИВИ после первого такта $U_{ИВИ} [1,1]$ равно:

$$U_{ИВИ} [1,1] = - \left[e_1 \frac{T_1}{R_1 C} + (e_2 + e_4) \frac{n \cdot T_x'}{R'' C} + e_3 \frac{n \cdot T_x''}{R_3 C} \right],$$

где e_4 - э.д.с. компенсирующего источника;

C - емкость И1;

R' , R'' - коэффициенты передачи ПНТ-1, ПНТ-2.

По окончании первого такта в счетчик циклов записывается единица, а выходное напряжение И2 запоминается в АЗУ2, но т.к.

Подпись и дата

Лист

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

по сигналу "Пуск" были обнулены И2 и АЗУ2, то операция запоминания не изменяет величину выходного напряжения ИИИ. Далее через 10 мс с I4 по 22 позицию (20 мс) производится второй такт интегрирования также как и в первом - одновременное интегрирование выходных токов ПНТ и тока через резистор R3. Отличие от первого такта состоит в том, что входы ПНТ-2 закорачиваются через ключи 5 группы на низкопотенциальном выводе выхода ИОН, а неинвертирующий вход ПНТ-1 через соответствующий ключ I группы подключается к одному из источников компенсирующего напряжения. Кроме того, через ключ 6.1 на вход ИИ поступает последовательность "П" равномерно расставленных импульсов тока и совпадает по длительности с импульсами через ключ 6.2 в первом такте. Через ключ 6.2 на вход ИИ поступает импульс тока длительностью 20 мс. Последовательность импульсов тока через ключ 6.5 такая же как и в первом такте.

Напряжение на выходе после второго такта $U_{ИВИ} [1,2]$ равно:

$$U_{ИВИ} [1,2] = U_{ИВИ} [1,1] - \left[(e_1 + e_4) \frac{n T_x'}{R'C} + e_2 \frac{T_1}{R''C} + e_3 \frac{n T_x''}{R3C} \right] =$$

$$= \left\{ e_1 \cdot \frac{1}{R'C} (T_1 + n T_x') + e_2 \frac{1}{R''C} (T_1 + n T_x') + 2e_3 \frac{n T_x}{R3C} + e_4 \frac{n T_x'}{C} \cdot \frac{R' + R''}{R' \cdot R''} \right\}$$

С окончанием второго такта заканчивается первый полуинтервал интегрирования. Выходное напряжение ИВИ поступает на вход ИИВИ, состоящего из интегратора И2, двух аналоговых запоминающих устройств АЗУ1, АЗУ2, усилителя У, инвертора и двух ключей 8.1, 8.2.

По окончании первого полуинтервала интегрирования напряжение $U_{\text{ИБИ}}[1,2]$ через $У$, ИНВ и ключ 8.2 запоминается в АЗУИ в течение интервала 14...24 поз., после чего в течение 2,5 мс (24) поз. ИБИ сбрасывается в ноль. Далее выходное напряжение АЗУИ в течение интервала 20 мс (26...34 поз.) интегрируется ИИ2, на выходе которого формируется напряжение $U_{\text{И2}}[1]$:

$$U_{\text{И2}}[1] = \frac{T_2}{\tau_2} \cdot U_{\text{ИБИ}}[1,2] \cdot K,$$

где K - коэффициент передачи $У$.

По окончании второго такта по 23 поз. выключаются ранее включенные ключи 1,3,5 групп и включаются ключи 2...5 групп, подается разрешение на соответствующие ключи 6 группы. За время с 23 по 26 поз. происходит установление выходных токов ПНТ. В течение интервала 20 мс (26...34 поз.) происходит третий такт интегрирования - одновременное интегрирование токов, поступающих с выходов ПНТ-1, ПНТ-2 и через резистор R_1 (R_2).

При этом выходной ток ПНТ-1 пропорционален выходному напряжению ИИ $U_{\text{вых}}$, выходной ток ПНТ-2 пропорционален опорному напряжению E_0 .

Входные токи ИИ коммутируются быстродействующими время-задающими ключами 6' группы. Через ключ 6.1 на вход ИИ поступает импульс тока с выхода ПНТ-1 длительностью 20 мс, а через ключ 6.2 поступает последовательность "п" равномерно расставленных импульсов тока с выхода ПНТ-2 (частота 1 кГц, длительность $T_x = 0...0,88$ мс, которая пропорциональна коду трех старших разрядов). Через ключ 6.3 (6.4) аналогично ключу 6.2 поступает последовательность импульсов тока, но длительность их T_x'' пропорциональна коду трех младших разрядов. По окончании третьего такта напряжение $U_{\text{ИБИ}}[1,3]$ на выходе ИБИ равно:

$$U_{\text{ИБИ}}[1,3] = nE_0 \left(\frac{T_x'}{R''C} + \frac{T_x''}{R1(R2)C} \right) - U_{\text{вых}}[0] \frac{T_1}{R'C} -$$

$$- \left[e_1 \frac{T_1}{R'C} + e_2 \frac{n T_x'}{R''C} + e_3 \frac{n T_x''}{R3C} + e_4' \frac{n T_x'}{R''C} \right],$$

где e_4' - эквивалентное напряжение смещения, обусловленное неидеальностью фронтов тока в широтно-импульсной последовательности, проходящей через ключ 6.2.

Через 10 мс с 38 по 46 поз. (20 мс) производится четвертый такт интегрирования, в котором также как и в третьем одновременно интегрируются входные токи ПНТ и ток через резистор R1 (R2).

Отличие состоит в том, что выходной ток ПНТ-1 пропорционален E_0 , а ПНТ-2 - $U_{\text{вых}}$. Через ключ 6.1 поступает последовательность "n" импульсов тока, с выхода ПНТ-2 импульс тока длительностью 20 мс. Последовательность импульсов тока через ключ 6.3 (6.4) в четвертом и третьем тактах одинакова.

Напряжение на выходе ИБИ после четвертого такта $U_{\text{ИБИ}}[1,4]$ равно:

$$U_{\text{ИБИ}}[1,4] = U_{\text{ИБИ}}[1,3] + nE_0 \left(\frac{T_x'}{R'C} + \frac{T_x''}{R1(R2)C} \right) - U_{\text{вых}}[0] \frac{T_1}{R''C} -$$

$$- \left[e_2 \frac{T_1}{R''C} + e_1 \frac{n T_x'}{R'C} + e_3 \frac{n T_x''}{R3C} + e_4' \frac{n T_x'}{R''C} \right] = U_{\text{ИБИ}}[1,2] + nE_0 T_x' \times$$

$$\times \frac{R' + R''}{R'R''C} - U_{\text{вых}}[0] T_1 \cdot \frac{R' + R''}{R' \cdot R''C} + 2nE_0 \frac{T_x''}{R1(R2)C} =$$

$$= U_{\text{ИБИ}} [1,2] + E_0 n \frac{T_x'}{T_1} - U_{\text{ВЫХ}} [0] \frac{T_1}{T_1} + 2nE_0 \frac{T_x''}{R_1(R_2)C}$$

где $T_1 = \frac{R' + R''}{R' \cdot R''} C$.

Условия интегрирования E_0 и U вых. одинаковые, они масштабируются через эквивалентный резистор с сопротивлением $\frac{R' - R''}{R' + R''}$, т.е. мультипликативная погрешность, определяемая неидентичностью коэффициентов передачи ПНТ, устраняется.

Отметим, что т.к. $R_1 = R_2 = R_3 = 1000 \frac{R' + R''}{R' \cdot R''}$,

то мультипликативная погрешность, обусловленная нестабильностью токостающих резисторов R_1 и R_2 , ослабляется в 1000 раз.

46 поз. заканчивается второй полуинтервал интегрирования, в результате которого на выходе ИБИ формируется напряжение, определяемое напряжениями смещения и разностью ΔU выходного напряжения АС и желаемого напряжения, определяемого входным кодом N . Выходное напряжение ИБИ через \mathcal{U} и ключ 8.1 поступает на вход АЗУ1 и запоминается в АЗУ1 в течение интервала 38...48 поз.

47 поз. включаются соответствующие ключи 1, 3 и 5 групп, подключающие входы ПНТ к низкопотенциальным выводам выхода ИКН и ИОН. Позицией 48 заканчивается первый цикл преобразования. Распределитель временных интервалов сбрасывается в "0" позицию, после чего в течение 2,5 мс (1 поз.) сбрасывается ИБИ.

Далее начинается первый такт интегрирования во втором цикле работы ИКН. Одновременно с первым тактом (2...10 поз) производится интегрирование в U_2 выходного напряжения АЗУ1, т.е. формирование конечного результата первого цикла совмещено по времени с

Подпись и дата
 № докум.
 Подпись и дата
 № докум.

началом второго. По окончании 20 мс интервала выходное напряжение U_2 равно:

$$U_{И2}''[1] = U_{И2}[1] - U_{ИБИ}[1,4] \cdot \frac{T_2}{\tau_2} \cdot K = \frac{T_2}{\tau_2} K \left\{ U_{ИБИ}[1,2] - U_{ИБИ}[1,4] \right\} =$$

$$= \frac{T_2}{\tau_2} K \left\{ U_{Вых.}[0] \frac{T_1}{\tau_1} - E_{0И} \left[\frac{T_1'}{\tau_1} + 2 \frac{T_1''}{R_1(R_2)C} \right] \right\}.$$

В последнем выражении отсутствуют члены, зависящие от напряжений смещений, т.е. алгоритмически устранены аддитивные погрешности ИБИ. В результате последней операции на выходе И2 сформировано напряжение, пропорциональное разности ΔU выходного напряжения АС и желаемого напряжения, определяемого входным кодом N. Далее в течение интервала длительностью 10 мс (позв. 10.14) происходит запоминание выходного напряжения в АЗУ2, вход которого суммируется в АС с выходным напряжением ПИИ. В итоге уменьшается разность между реальным и желаемым напряжениями на выходе устройства. На этом заканчивается первый итерационный цикл формирования выходного напряжения. В счетчик циклов прибавляется 1, т.е. в нем фиксируется $Пц = 2$.

Далее продолжается второй цикл преобразования, полностью аналогичный рассмотренному выше.

В третьем цикле по окончании 14 позиции, т.к. в счетчике циклов зафиксировано $Пц = 2$, в соответствии с алгоритмом формируется сигнал "Готов", свидетельствующий об окончании процесса установления выходного напряжения и блокируется вход счетчика циклов (т.е. фиксируется $Пц = 2$).

Далее происходит циклическое повторение описанных операций, которое может быть прервано только сигналом "Пуск", после чего схема возвращается в исходное состояние и начинается новый цикл преобразования.

Но оказалось, что рассмотренная структура ИКН, представленная на рис. 4.6 и описанная выше, не лишена недостатка. При детальном анализе ее работы было обнаружено, что смещение нуля микросхемы, используемой в интеграторе И2, не корректируется. Поэтому окончательный вариант ИКН, представленный на рис. 4.7 имеет узел, устраняющий влияние этого смещения на результат интегрирования. Направление интегрирования в И2 в режиме коррекции изменяется путем инверсного подключения интегрирующей емкости С5. Для этого используются ключи И0.1 - И0.12.

Подробный алгоритм работы схемы ИКН рис. 4.7 изображен на рис. 4.8.1 и 4.8.2.

На рис. 4.9 показано, как происходит коммутация входов ПНТ-1 и ПНТ-2 во времени ключами 1 ÷ 5 групп при положительной и отрицательной полярностях выходного напряжения ИКН.

На рис. 4.10 представлена временная диаграмма напряжения на выходе И1, а на рис. 4.11 - диаграмма напряжения на выходе АЗУ-1. На рис. 4.12 представлена диаграмма работы второго интегратора И2. АЗУ-2 подключается к выходу И2 на время И0 ÷ И4 позиции и напряжение разбаланса через резистор R15 (рис. 4.7) поступает на вход аналогового сумматора (А5).

Изм. №, подл. Подпись и дата
Взам. инв. № Инв. № дубл. Подпись и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

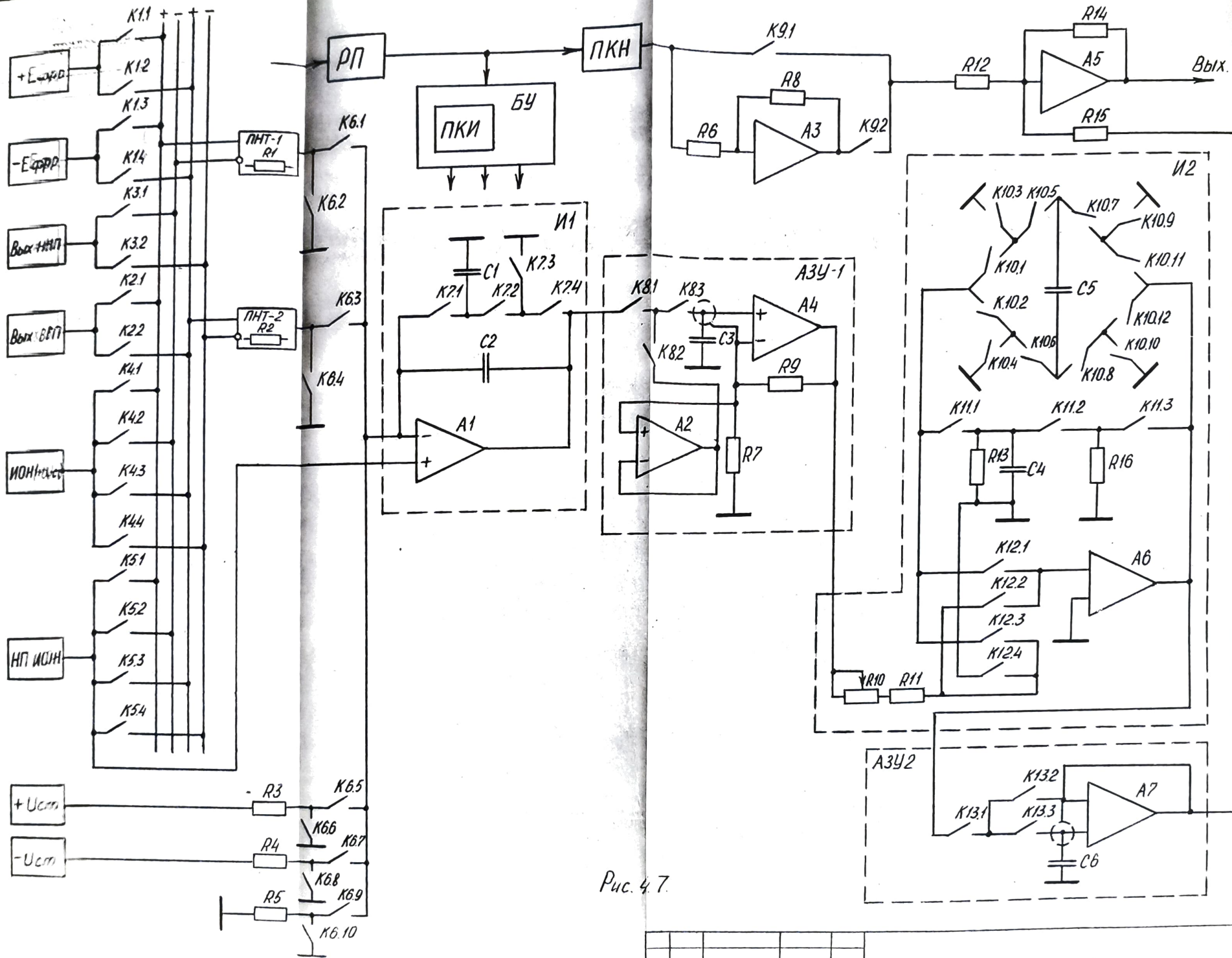


Рис. 4.7.

Изм.	Лист	Исх. докум.	Подп.	Дата	Лист
					65

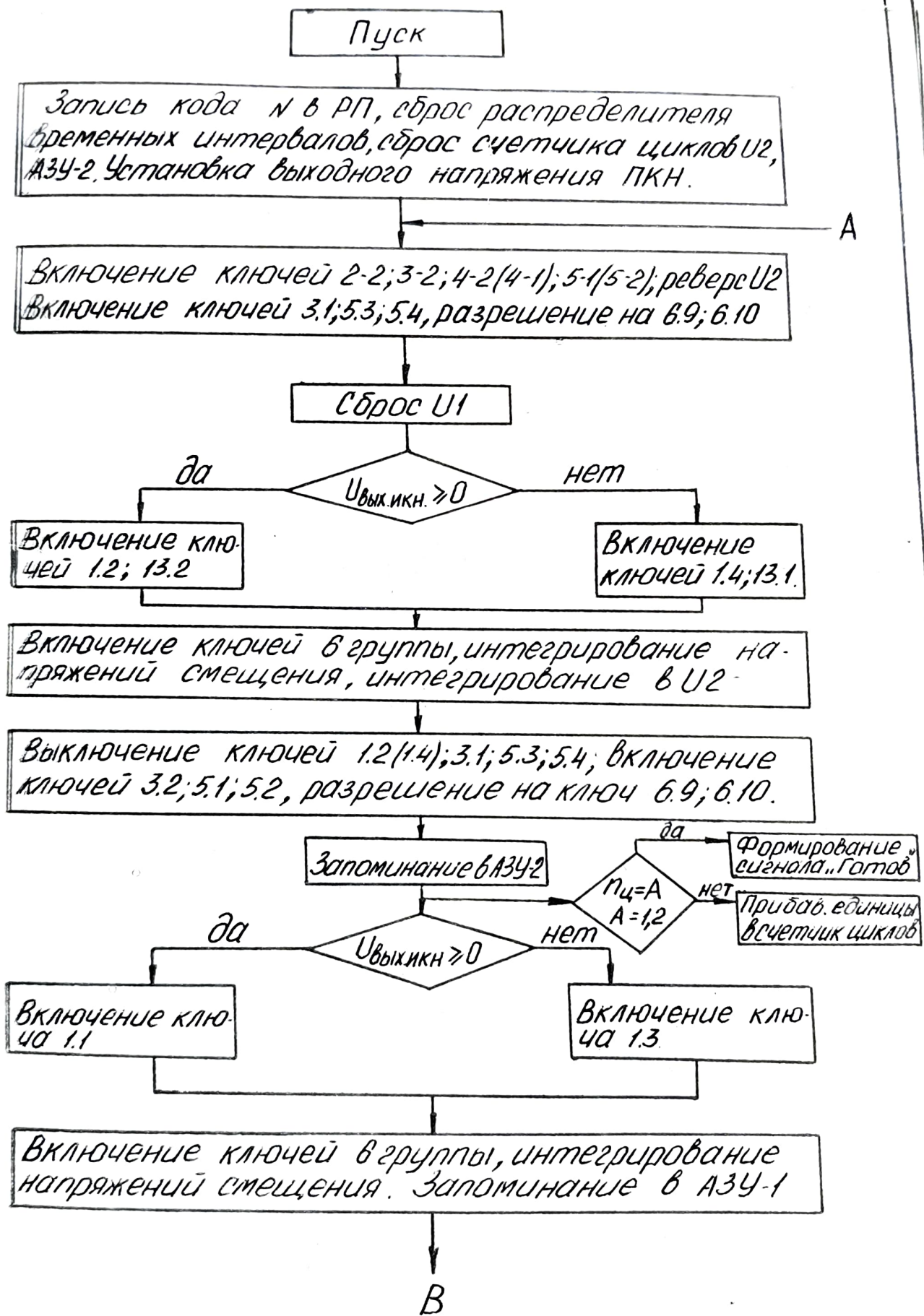


Рис. 4.8.1.

В

Сброс U1

Выключение ключей 1.1(1.3); 3.2; 5.1; 5.2
Включение ключей 2.1; 3.1. Реверс U2

да нет
 $U_{\text{вык.икн}} > 0$

Включение
ключей 4.4, 5.3
разрешен на 6.5, 6.6

Включение ключей 4.3, 5.4 разрешен на 6.7, 6.8.

Включение ключей в группы, интегрирование выходного и опорного напряжений, интегрирование в U2

Выключение ключей 4.4(4.3), 5.3(5.4), 2.1, 3.1
Включение ключей 2.2, 3.2.

да нет
 $U_{\text{вык.икн}} > 0$

Включение ключей 4.2, 5.1; разрешение на 6.5, 6.6

Включение ключей 4.1, 5.2; разрешение на 6.7, 6.8

Включение ключей в группы, интегрирование выходного и опорного напряжений, запоминание в АЗУ 1

А — Возврат в начало цикла

Рис. 4.8.2.

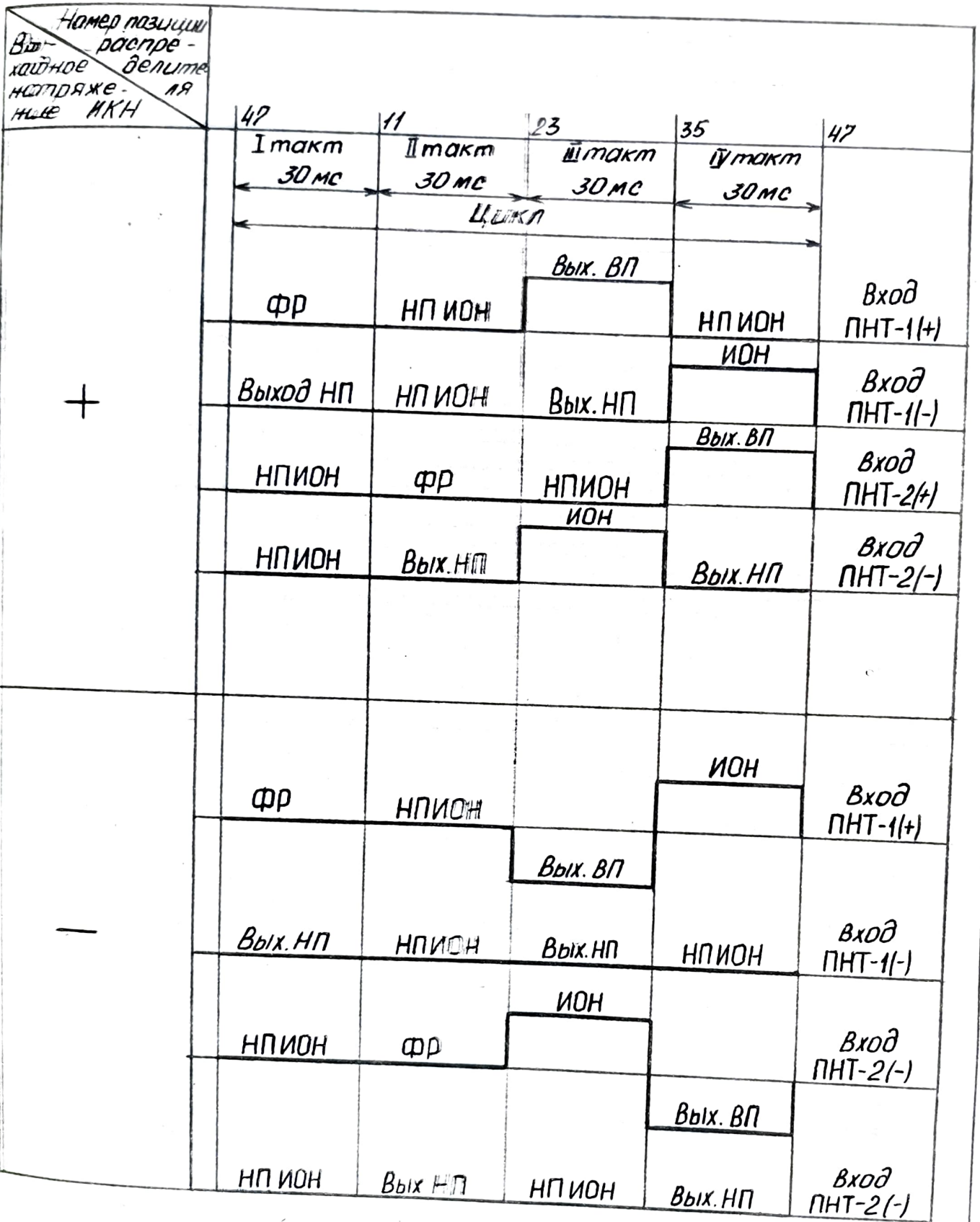


Рис. 49

Убыль И₄
(МВ)

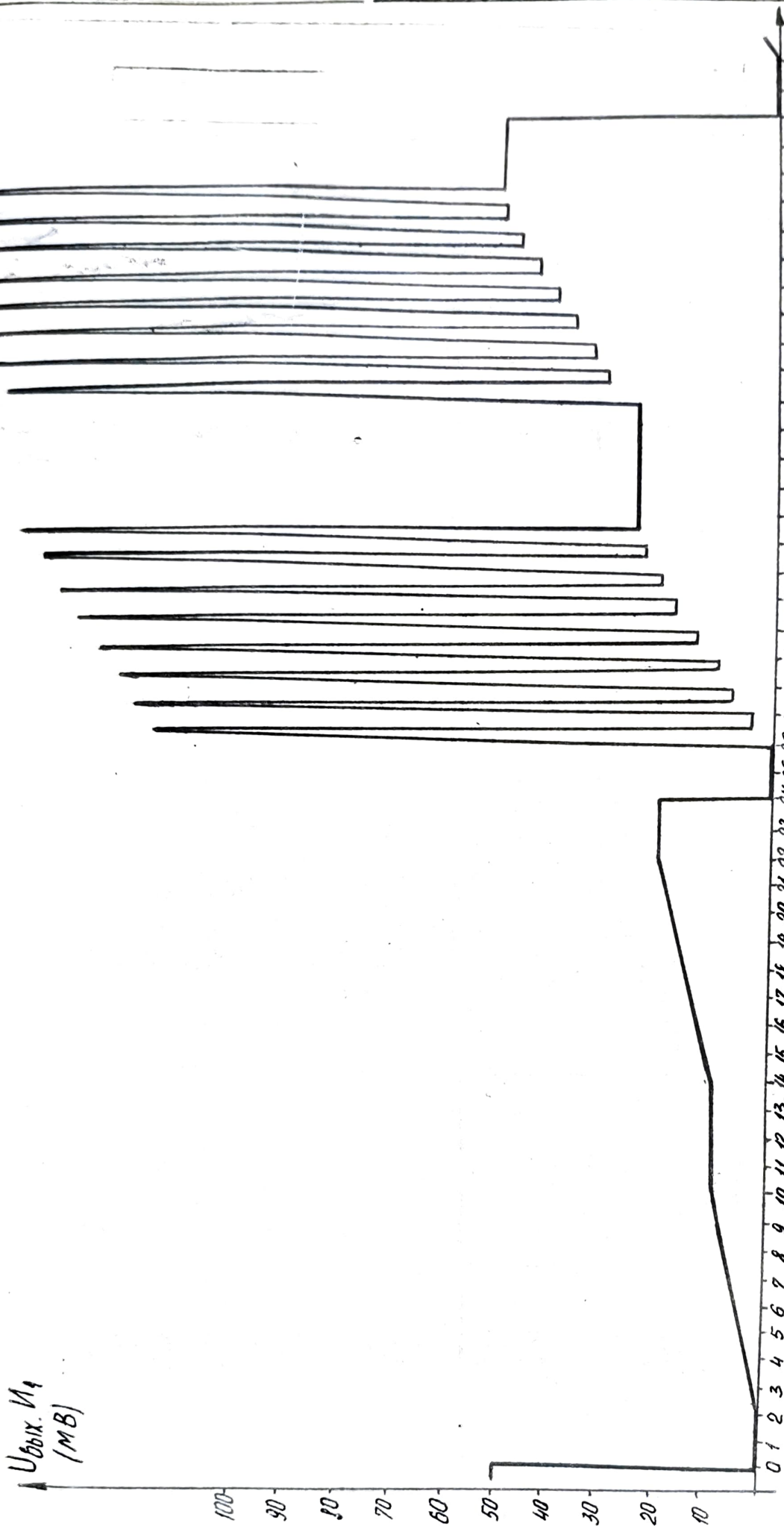


Рис. 4.10.

$U_{\text{внх}} M_2$
(B)

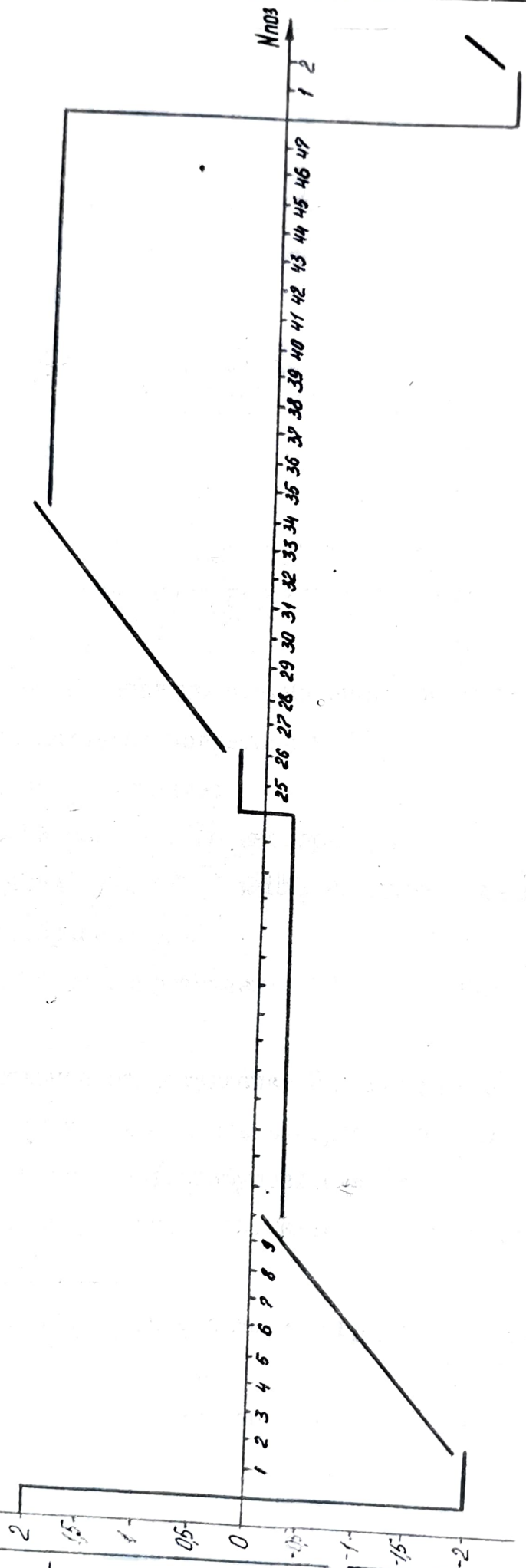


Рис. 4.12.

Имя	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Лист
71

5. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИКН.

По функциональной схеме ИКН (рис. 4.7) и в соответствии с описанием его работы на рис. 5.1 приведено выражение в форме графа для выходного напряжения устройства U_{n+1} в " $n+1$ " цикле преобразования; в данном изображении использованы следующие обозначения:

$N_x = N_{xст} + N_{xмл}$ - входной код ИКН, являющийся суммой кода старших $N_{xст}$ и младших $N_{xмл}$ разрядов соответственно;

$T_{xст} = \beta (1 + \gamma_{пкн}) N_{xст}$ и $T_{xмл} = 10^3 \beta (1 + \gamma_{пкн}) N_{xмл}$ - вырабатываемые ПКИ интервалы интегрирования старших и младших разрядов, соответственно;

β и $\gamma_{пкн}$ - соответственно номинальный коэффициент преобразования и мультипликативная погрешность ПКИ;

E - опорное напряжение;

$I_{вх_инт-1}$ - входной ток первого интегратора (ИНТ-1);

e_1 и e_2 - смещения нуля ПНТ-1 и ПНТ-2, приведенные ко входу соответствующего преобразователя;

R_1 и R_2 - масштабные сопротивления ПНТ-1 и ПНТ-2 соответственно;

R_3 - масштабное сопротивление ПНТ младших разрядов;

C - интегрирующая емкость в первом интеграторе (ИНТ-1);

δ_c - погрешность интегрирующей емкости;

T - длительность интервала интегрирования ИБИ выходного напряжения ИКН;

T_2 - длительность интервала интегрирования ИБИ выходного напряжения АЗУ-1;

$\Delta_{фр1}$ и $\Delta_{фр2}$ - погрешности формирования импульсов тока в первом

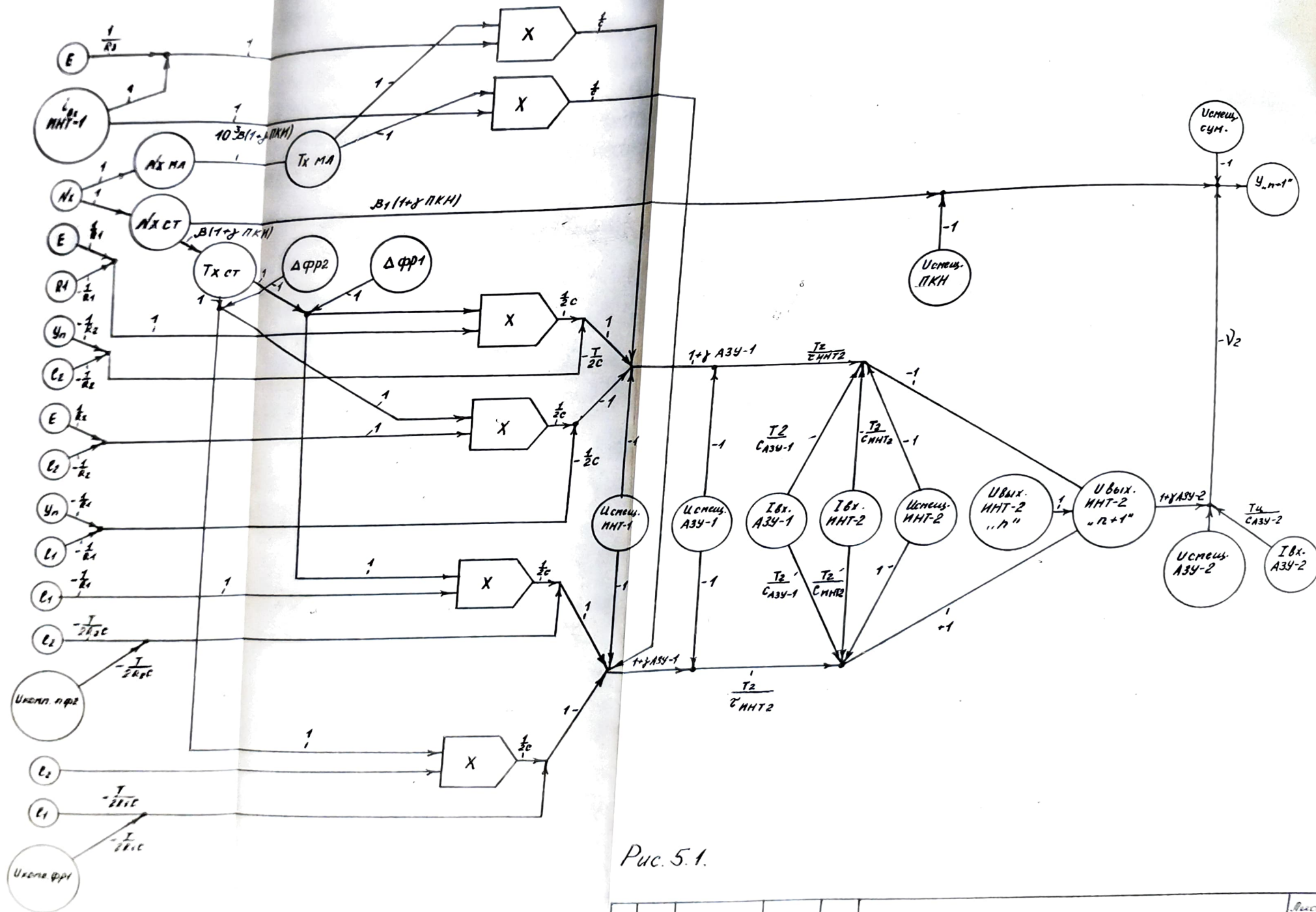


Рис. 5.1.

Изм	Исполн	№ докум	Подп	Дата	Лист
					73

и втором каналах (ПНТ-1 и ПНТ-2);

$U_{\text{комп.фр1}}$ и $U_{\text{комп.фр2}}$ - соответствующие напряжения компенсации влияния данных погрешностей;

$U_{\text{смещ.}}$, $U_{\text{смещ.}}$, $U_{\text{смещ.}}$, $U_{\text{смещ.}}$

ИНТ-1 АЗУ-1 ИНТ-2 АЗУ-2 - приведенные ко входу соответствующих блоков смещения нуля первого интегратора, АЗУ-1, второго интегратора (ИНТ-2) и АЗУ-2;

$U_{\text{смещ.}}$ и $U_{\text{смещ.}}$ - приведенные к выходам соответствующих ПНН сумм.

блоков смещения нуля ПНН и аналогового сумматора;

$U_{\text{вых.}}$ - выходное напряжение блока ИНТ-2 в "n"-м цикле ИНТ-2

преобразования;

$C_{\text{ИНТ-2}}$, $T_{\text{ИНТ-2}}$ - интегрирующая емкость и постоянная времени интегрирования блока ИНТ-2;

$I_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$ - входные токи соответствующих устройств АЗУ-1 ИНТ-2 АЗУ-2

роисств;

$\gamma_{\text{АЗУ-1}}$ и $\gamma_{\text{АЗУ-2}}$ - мультипликативные погрешности коэффициентов передачи АЗУ-1 и АЗУ-2;

$T_{\text{ц}}$ - длительность цикла работы ПНН;

ν_1 и ν_2 - коэффициенты передачи аналогового сумматора по первому и второму входам;

β_1 - номинальный коэффициент преобразования ПНН;

$\gamma_{\text{ПНН}}$ - мультипликативная составляющая погрешности ПНН, включающая погрешность коэффициента ν_1 ;

δ_1 , δ_2 , δ_3 - относительные приведенные погрешности первого, второго и третьего ПНТ соответственно;

АЗУ-1, АЗУ-2 - запоминающие емкости АЗУ-1 и АЗУ-2.

Описанное данным графом выражение имеет вид:

$$\begin{aligned}
 & U_{n+1} - U_n \left\{ 1 - \frac{(1 + \delta_{AZU-1})(1 + \delta_{AZU-2}) v_2 T_2}{2 T_{ИИТ-2} C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right\} = \\
 & = v_2 \frac{(1 + \delta_{AZU-1})(1 + \delta_{AZU-2}) T_2}{T_{ИИТ-2}} \left\{ - \frac{U_{КОМП.Т}}{2 R_{1C}} - \frac{U_{КОМП.Т}}{2 R_{2C}} - \right. \\
 & \left. - \frac{E(T_{ХСТ} + \Delta \Phi R_1)}{2 R_{1C}} - \frac{E(T_{ХСТ} + \Delta \Phi R_2)}{2 R_{2C}} - \frac{E T_{ХМЛ}}{R_{3C}} \right\}, \quad (5.1)
 \end{aligned}$$

т.е. может быть записано в виде рекуррентного уравнения первого порядка:

$$U_{n+1} - U_n P + Q = 0, \quad (5.2)$$

решение которого

$$U_n = U_0 P^n - Q \frac{1 - P^n}{1 - P}, \quad (5.3)$$

где $U_0 = U_{\text{смещ.}} + v_1 [U_{\text{смещ.}} + \beta_1 (1 + \gamma_{ПКН}) N_{ХСТ}]$ - на-
сумм. ПИИ

пряжение на выходе ИИИ перед началом работы итерационного коррек-
тирующего устройства, а коэффициенты P и Q находятся из сопостав-
ления (5.1) и (5.3).

Преобразуя полученное выражение и пренебрегая величинами высших порядков ($\rho^n \approx 0$) и учитывая, что

$$U_{\text{комп. фр } jT} = -\Delta\varphi\rho^j E \quad (j = \overline{1,2}), \text{ получим}$$

$$U_n = -\frac{E\beta N_x}{T} \left\{ 1 - \frac{1}{\beta N_x} \left[T \left(U_{\text{сумм. смещ.}} + \nu_1 U_{\text{пкн смещ.}} \right) \rho^n \right] + \gamma_{\text{пкн}} + \right. \quad (5.4)$$

$$\left. + \frac{N_{\text{хмл}}}{N_x} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right) + \frac{N_{\text{хст}}}{N_x} \rho^n \right\},$$

где $R_1 = R_2 (1 + \delta_1)$;

$R_3 = 10^3 R_2 (1 + \delta_3)$, а

$$\rho = 1 + \frac{\nu_2 (1 + \gamma_{\text{азу-1}})(1 + \gamma_{\text{азу-2}}) T_2 T}{2 \tau_{\text{инт-2}} \cdot C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \approx 0 \quad (5.5)$$

выражение для коэффициента " ρ " можно упростить, записав реальные значения параметров ν_2 , $\tau_{\text{инт-2}}$, C и R_2 через их номинальные значения ν_2 ном., $\tau_{\text{инт-2}}$ ном., C ном. и R_2 ;

$$\nu_2 = \nu_2 \text{ ном.} (1 + \gamma_{\nu_2}); \quad \tau_{\text{инт-2}} = \tau_{\text{инт-2}} \text{ ном.} (1 + \delta_{\tau_{\text{инт-2}}});$$

$$C = C \text{ ном.} (1 + \delta_C); \quad R_2 = R_2 \text{ ном.} (1 + \delta_{R_2}).$$

Подставив полученное выражение в (5.5) и, учитывая, что расчетом задано:

$$\delta_{\text{инт.}} = \frac{1}{N_x} \left[-\frac{T}{\beta} \left(U_{\text{смещ. сум}} + U_2 U_{\text{смещ. ПКН}} \right) \left(\gamma U_2 + \gamma_{\text{АЗУ-1}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \gamma_{\text{АЗУ-2}} - \delta_c - \delta_{\text{инт-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2} \right)^n \right] \quad (5.8)$$

$$\delta_{\text{мульти.}} = \gamma_{\text{ПКН}} \quad (5.9)$$

$$\delta_{\text{инел.}} = \frac{N_{\text{ХМЛ}}}{N_x} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right) + \frac{N_{\text{ХСТ}}}{N_x} \left(\gamma U_2 + \gamma_{\text{АЗУ-1}} + \right. \\ \left. + \gamma_{\text{АЗУ-2}} - \delta_c - \delta_{\text{инт-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2} \right)^n \quad (5.10)$$

$$\# \left(\gamma_{\text{АЗУ-2}} - \delta_c - \delta_{\text{инт-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2} \right)^n$$

или $|\delta_{\text{инел.}}| \cong 10^{-3} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right)$. (5.11)
 в привед.
 к концу
 шкалы

Проанализируем выражения (5.8), (5.9), (5.11). Для этого определим составляющие этих выражений

$U_{\text{смещ. сумм.}} = 10^{-3}$ В - U см. микросхемы МАА 725;

$U_{\text{смещ. ПКН}} = 20 \cdot 10^{-3}$ В - U см. микросхемы К140УД8А, исполь-

ШИМ-последовательность 1111

зубомой в АЗУ-2.

$T = 20 \cdot 10^{-3}$ с - время преобразования;

$N_x = 10^6$ - количество дискретных точек;

$\beta = 2 \cdot 10^{-5}$ - номинальный коэффициент преобразования;

$\gamma \nu_2 = 0,02\% = 2 \cdot 10^{-4}$ - обусловлена применением резисторов С5-27 для получения коэффициента ν_2 ;

$\gamma_{АЗУ-1} = \gamma_{АЗУ-2} = 10^{-2}$ - обусловлена абсорбцией конденсатора типа К71-4;

$\delta_c = 5\% = 5 \cdot 10^{-2}$ - погрешность интегрирующей емкости типа К72П-6;

$\delta_{\text{СИНТ-2}} = 1\% = 10^{-2}$ - грубо подстраивается при настройке;

$\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = 0,05\% = 5 \cdot 10^{-4}$ - погрешность, обусловленная токозадающими резисторами типа МРХ; $\nu_2 = 0,01$;

$\gamma_{\text{ПКИ}} = \gamma_{\text{ТОЧ}} = 10^{-8}$ - определяется лишь нестабильностью генератора опорной частоты при наличии схемы синхронизации.

Подставляем полученные выше значения составляющих аддитивной погрешности в выражение (5.8):

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{адд}} &= \frac{1}{N_x} \left\{ -\frac{T}{\beta} \left(\underset{\text{Сум.}}{U_{\text{смещ}}} + \gamma_2 \underset{\text{ПКН}}{U_{\text{смещ}}} \right) \left(\gamma \nu_2 + \gamma_{АЗУ-1} + \gamma_{АЗУ-2} - \right. \right. \\ &\left. \left. - \delta_c - \delta_{\text{СИНТ-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2} \right)^n \right\} = \frac{1}{10^6} \left\{ -\frac{20 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-5}} \left(10^{-3} + 10^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \right) \times \right. \\ &\left. \times \left(2 \cdot 10^{-4} + 10^{-2} + 10^{-2} + 10^{-2} - 5 \cdot 10^{-2} - 10^{-2} - 5 \cdot 10^{-4} - \frac{5 \cdot 10^{-4}}{2} \right)^n \right\} = \\ &= \frac{1}{10^6} \left\{ -10^3 (1,2 \cdot 10^{-3}) (-4 \cdot 10^{-2})^n \right\}. \end{aligned}$$

ШИМ - последовательность бит

При $n = 1$

$$\delta_{\text{адд}} = \frac{1}{10^6} (1,2) \cdot (4,055 \cdot 10^{-2}) = 4,87 \cdot 10^{-8}$$

При $n = 2$

$$\delta_{\text{адд}} = \frac{1}{10^6} 1,2 \cdot (4,055 \cdot 10^{-2})^2 = 2,37 \cdot 10^{-9}$$

То есть после первого цикла преобразования, даже без дополнительных мер, аддитивная составляющая погрешности становится пренебрежительно мала.

Интересно проследить изменение аддитивной составляющей погрешности δ адд. при изменении напряжения смещения аналогового сумматора ($U_{\text{смещ. сумм.}}$) и напряжения смещения ПЧН ($U_{\text{смещ. ПЧН}}$).

Результаты расчета приведены в табл. 5.1 .

Таблица 5.1

$U_{\text{смещ. сумм.}}, \text{В}$	$U_{\text{смещ. ПЧН}}, \text{В}$	$\delta_{\text{адд.}}$	
		$n = 1$	$n = 2$
10^{-3}	$2 \cdot 10^{-2}$	$4,87 \cdot 10^{-8}$	$2,37 \cdot 10^{-9}$
10^{-2}	$2 \cdot 10^{-2}$	$4,136 \cdot 10^{-7}$	$1,68 \cdot 10^{-8}$
10^{-3}	$5 \cdot 10^{-2}$	$6,083 \cdot 10^{-8}$	$2,466 \cdot 10^{-9}$
10^{-2}	$5 \cdot 10^{-2}$	$4,26 \cdot 10^{-7}$	$1,73 \cdot 10^{-8}$

Мультипликативная составляющая погрешности определяется погрешностью интервала интегрирования, погрешность которого, в свою очередь, при наличии схем синхронизации определяется нестабильностью частоты задающего генератора, которую можно принять на уровне 10^{-8} , т.е.

$$\delta_{\text{мулт.}} = 10^{-8}.$$

Нелинейная составляющая погрешности, полученная из выражения (5.111), равна

$$\begin{aligned} |\delta_{\text{нел.}}| &\approx 10^{-3} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right) = 10^{-3} \left(\frac{5 \cdot 10^{-4}}{2} - 5 \cdot 10^{-4} \right) = \\ &= 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-4} = 2,5 \cdot 10^{-7}. \end{aligned}$$

Из приведенного анализа погрешности источника калиброванных напряжений, построенного по схеме на рис. 4.7, видно, что разработка ИКН класса 0,002 и временем установления на уровне 0,2 - 0,3 с, вполне возможна.

ШИМ-последовательность 1шт

Таблица 6.1

Вид манипуляций (переключений)	Количество срабатываний		
	за время наработки на один отказ, равном 1500 час	за один год эксплуатации (264 раб.дня)	за срок службы, равный 8 годам
1. Режим "U", "I"	$23,4 \cdot 10^3$	$66 \cdot 10^3$	$528 \cdot 10^3$
2. Пределы "U", "II"	$46,8 \cdot 10^3$	$132 \cdot 10^3$	$1056 \cdot 10^3$
3. Декады	$1171,8 \cdot 10^3$	$3300 \cdot 10^3$	$26400 \cdot 10^3$
4. Полярность	$2343 \cdot 10^3$	$6600 \cdot 10^3$	$52800 \cdot 10^3$

Применяемые на НЗЭИП и разрешенные к применению в аппаратуре общепромышленного назначения переключатели ПК (ЕЩО.360.037 ТУ) имеют гарантийную наработку, равную 25000 циклов переключений и не удовлетворяют требованиям по надежности. Кнопка ПК8-1, разрешенная к применению в общепромышленной аппаратуре, имеет гарантийную наработку, равную 1000000 срабатываний и также не удовлетворяет требованиям по надежности для переключателей "Декады" и "Полярность".

Из известных в настоящее время переключателей самыми надежными являются бесконтактные емкостные переключатели, принцип действия которых поясняется рис. 6.1, надежность которых в 5-10 раз выше по сравнению с известными переключателями []. Поэтому применение емкостных переключателей является наиболее благоприятным с точки зрения удовлетворения требований высокой надежности.

К тому же применение емкостных переключателей приводит к резкому сокращению материалоемкости и стоимости клавиатуры, т.к.

Шир. № поля
 Колонка и дата
 Взам. инв. №
 Инв. № дубл.
 Подпись и дата

ШИМ-используемость ЛИН

Лист	№ докум.	Подп.	Дата	83
------	----------	-------	------	----

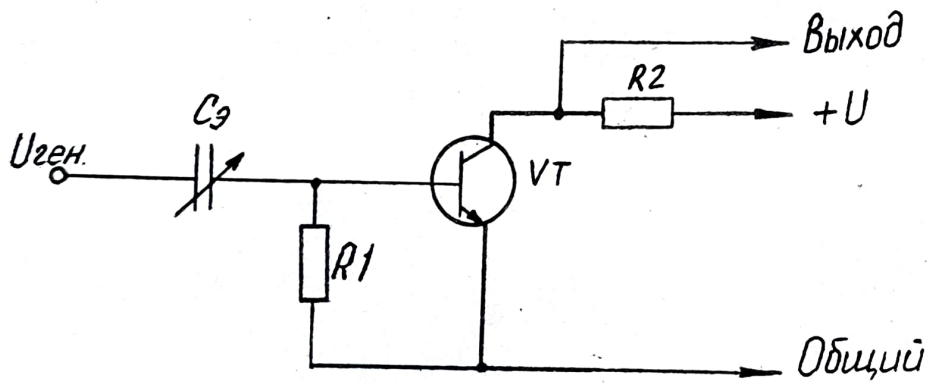
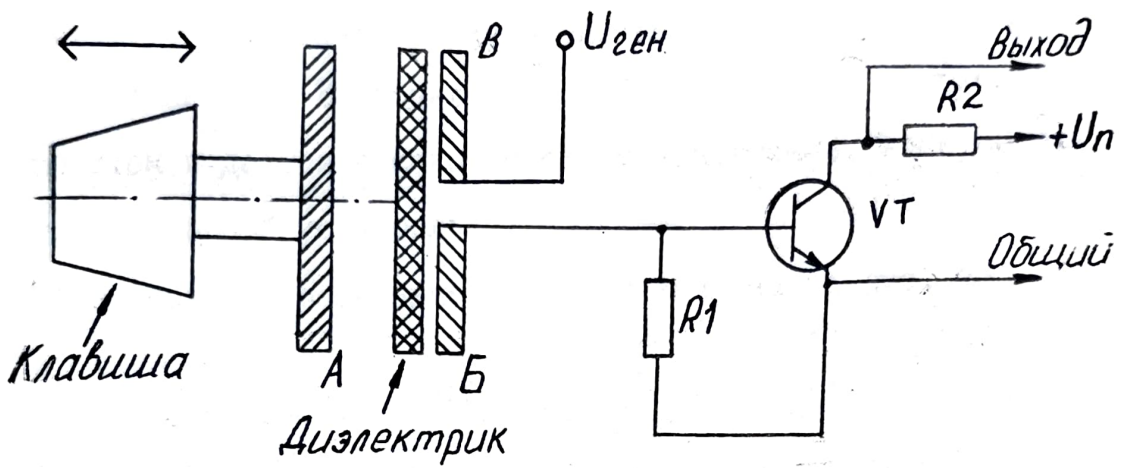


Рис. 6.1

ШИМ-последовательность ИОН

количество составных элементов емкостного переключателя сведено к минимуму и конструктивно является неотъемлемым элементом печатной платы.

Рассмотрим работу емкостного переключателя. К базе транзистора емкостного переключателя подключена пластина Б, расположенная на печатной плате. При перемещении подвижной пластины А (нажатие на клавишу) происходит замыкание по высокой частоте (2 МГц) пластины Б с пластиной В, подключенной к генератору, на вход усилителя при этом подается высокочастотное напряжение, которое открывает транзисторный усилитель.

Схема емкостного переключателя представлена на рис. 6.1 .

Имя, № поля, Дата, Подпись, Дата, № докум., Подпись, Дата

Имя - Последовательность ИОН

Имя	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					85

7. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ДИСКРЕТНОЙ ЧАСТИ ПРИБОРА

Дискретная часть прибора должна обеспечивать работу прибора по выбранному алгоритму (рис. 4.8) и формирование временных интервалов в соответствии с рис. 7.1.

Для получения хорошей помехозащищенности дискретная часть разбита на две части Д1 и Д2.

Дискретная часть I (Д1) предназначена для задания и хранения режимов работы, предела, полярности; кода выходной величины; для индикации режимов работы предела, полярности, значения выходной величины; для приема информации от внешних устройств и передачи хранимой информации в дискретную часть 2.

Дискретная часть 2 (Д2) предназначена для приема кода выходной величины и формирования импульсных последовательностей и ШИМ-интервалов в зависимости от заданного кода выходной величины.

Обе части связаны между собой импульсными трансформаторами (ИТ), которые обеспечивают необходимую гальваническую развязку.

7.1. Дискретная часть I

Для задания и хранения режимов работы и значения выходной величины дискретная часть I (Д1) должна иметь внешнюю клавиатуру и регистры хранения режимов и кода выходной величины. Для индикации режимов работы и значения выходной величины Д1 должна иметь индикаторное табло. Информацию из Д1 в Д2 необходимо передавать через согласующие элементы, обеспечивающие гальваническую развязку. В качестве согласующего элемента используем импульсные трансформаторы (ИТ), т.к. они наиболее полно отвечают условиям эксплуатации прибора.

ШИМ-последовательность ИОН



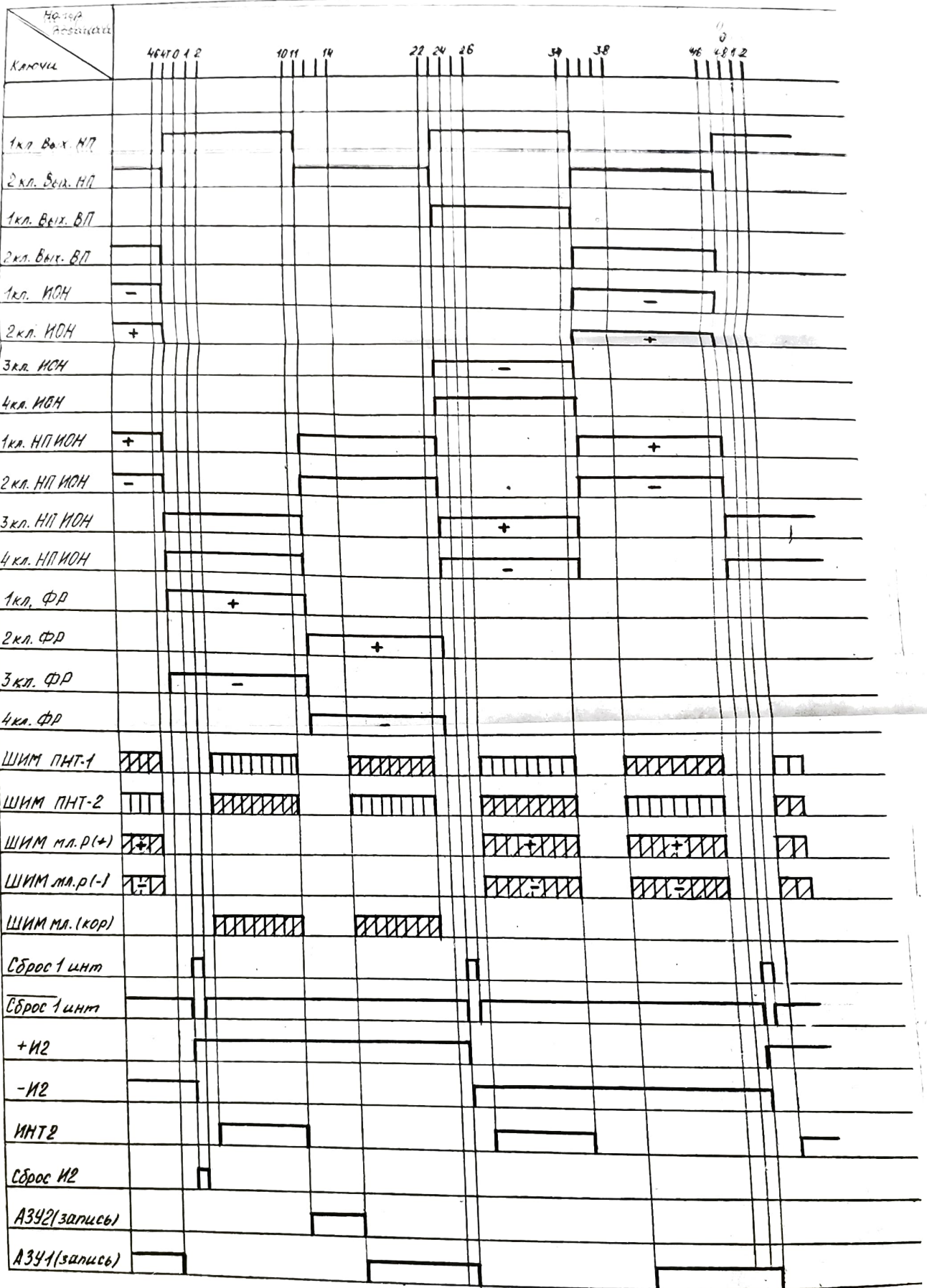


Рис. 7.1

- [+] - КЛЮЧ открыт только при положительной полярности сигнала
- [-] - КЛЮЧ открыт только при отрицательной полярности сигнала
- [] - КЛЮЧ открыт постоянно, независимо от полярности сигнала
- [Hatched] - ШИМ - последовательность сигнала
- [Vertical Lines] - ШИМ - последовательность ИОН

Передача информации возможна двумя способами: параллельным или параллельно-последовательным.

При параллельном способе передачи данных требуется N ИТ (N зависит от разрядности прибора). По техническому заданию: количество дискретных значений напряжения и тока на каждом пределе равно 10^6 . При представлении чисел в четырехразрядном коде 8-4-2-1 количество ИТ определяется по формуле: $N = Q \cdot n$,

где N - количество ИТ;

Q - количество разрядов;

n - разрядность индикаторной панели.

Из расчета видно, что для передачи информации из Д1 в Д2 необходимо 28 ИТ.

При параллельно-последовательном способе передачи информации необходимо 4 ИТ, что существенно упрощает конструкцию прибора и технологические требования к ИТ. Из этого следует, что целесообразно использовать параллельно-последовательный способ передачи информации. Так как информация в регистрах хранится в параллельном коде, необходимо провести преобразование этого кода в параллельно-последовательный. Преобразование можно произвести с помощью мультиплексора. Кроме этого Д1 должна осуществлять прием информации в соответствии с ОСТ 25-857-79 с интерфейсной части (ИИ). Структурная схема Д1 представлена на рис. 7.2.

7.1.1. Регистр хранения

Регистр предназначен для хранения информации, которая поступает с клавиатуры или интерфейсного блока и состоит из регистра режимов (РР) и регистра данных (РД).

РР запоминает состояния нажатых кнопок. При нажатии кнопки

Изм. № 01/84 Подпись и дата
Изм. № 01/84 Подпись и дата
Изм. № 01/84 Подпись и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
------	------	----------	-------	------

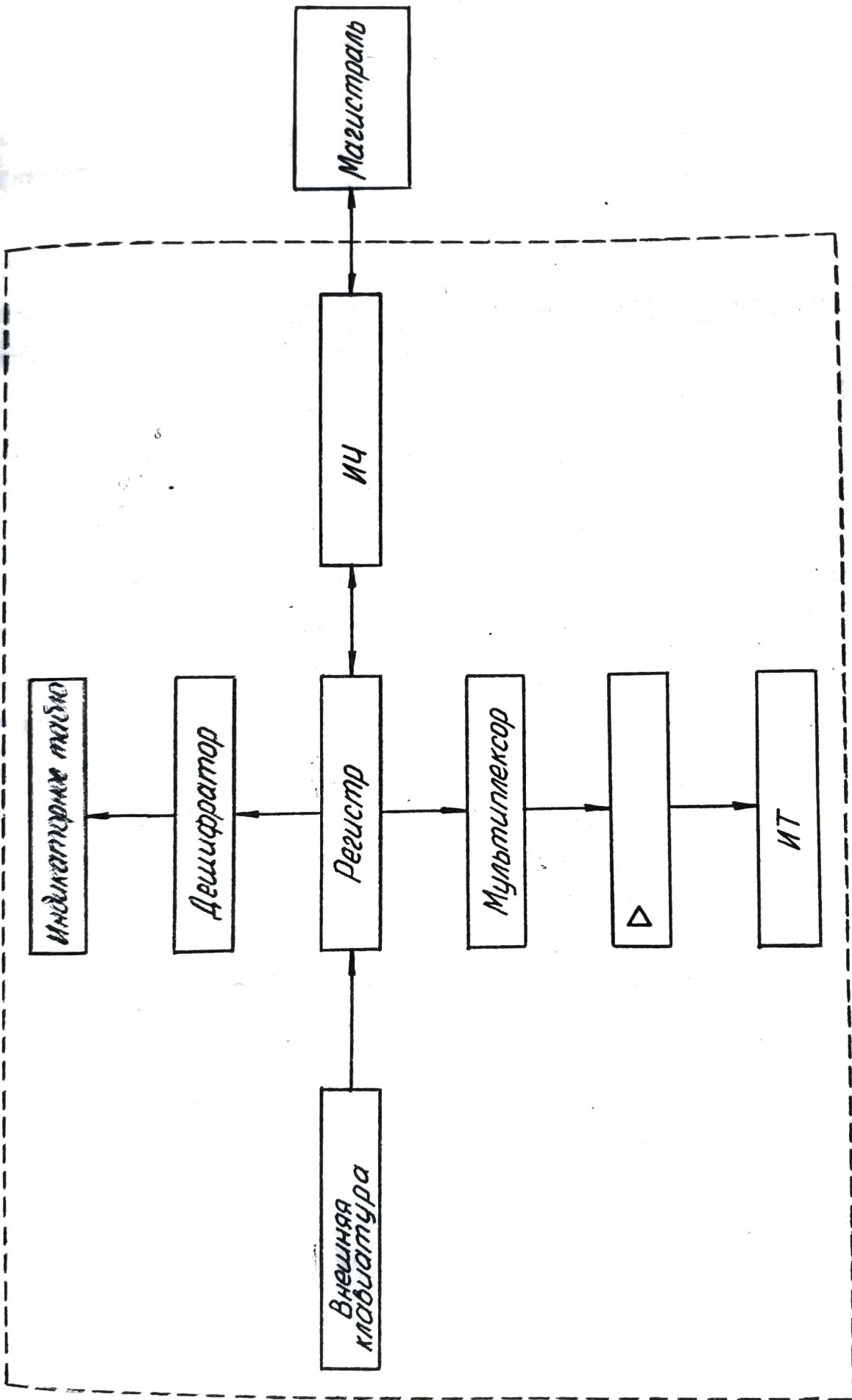


Рис. 7.2

возможно появление дребезга контактов, что может привести к ложной записи. Для исключения ложной записи РР необходимо выполнить на основе RS - триггера. RS - триггер имеет хорошую помехоустойчивость, так как работает по установочным входам.

РД предназначен для приема и хранения информации, поступающей с ИЧ прибора и с клавиатуры. РД должен иметь возможность оперативной смены информации в любом разряде, без разрушения информации в соседних разрядах.

Существуют схемы регистров, выполненные на основе RS -триггера, D - триггера, счетчика с предустановкой.

Функциональная схема ячейки регистра, выполненного на основе D -триггера, показана на рис. 7.3 .

Схема обладает существенными недостатками: сложностью записи информации, потому что на каждое нажатие кнопки необходимо формировать импульс записи; необходимостью преобразования десятичного кода в двоично-десятичный.

Функциональная схема ячейки регистра, выполненного на основе реверсивного счетчика, показана на рис. 7.4 .

Схема имеет существенное преимущество по сравнению со схемой регистра, выполненного на D - триггерах: простота, отсутствие шифратора, сложной схемы записи информации из ИЧ прибора.

Исходя из этого, РД необходимо выполнить на основе реверсивных счетчиков.

№ докум. / Дата / Подпись и дата / Взам. инв. № / Инв. № докум. / Подпись и дата

№ докум.	Подп.	Дата

к интерфейсной части прибора

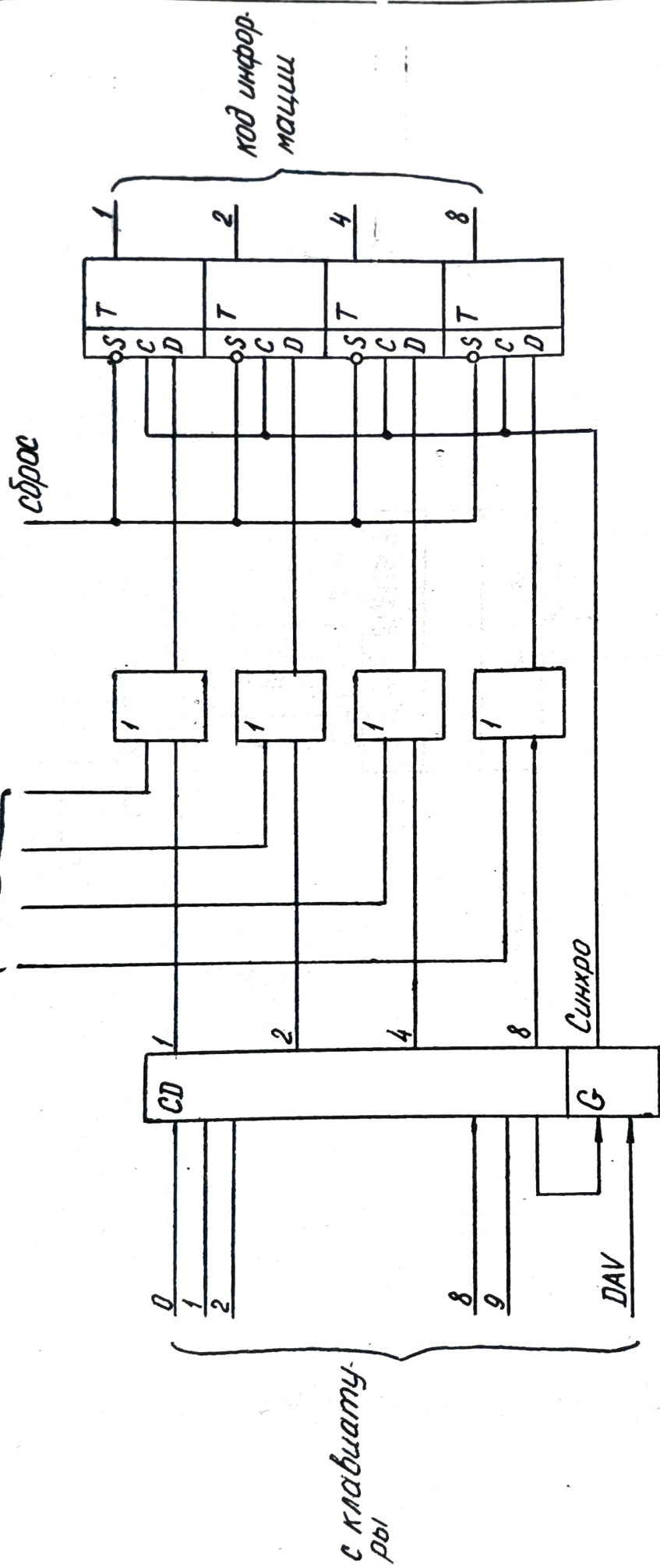


Рис. 7.3

интерфейсной
части прибора

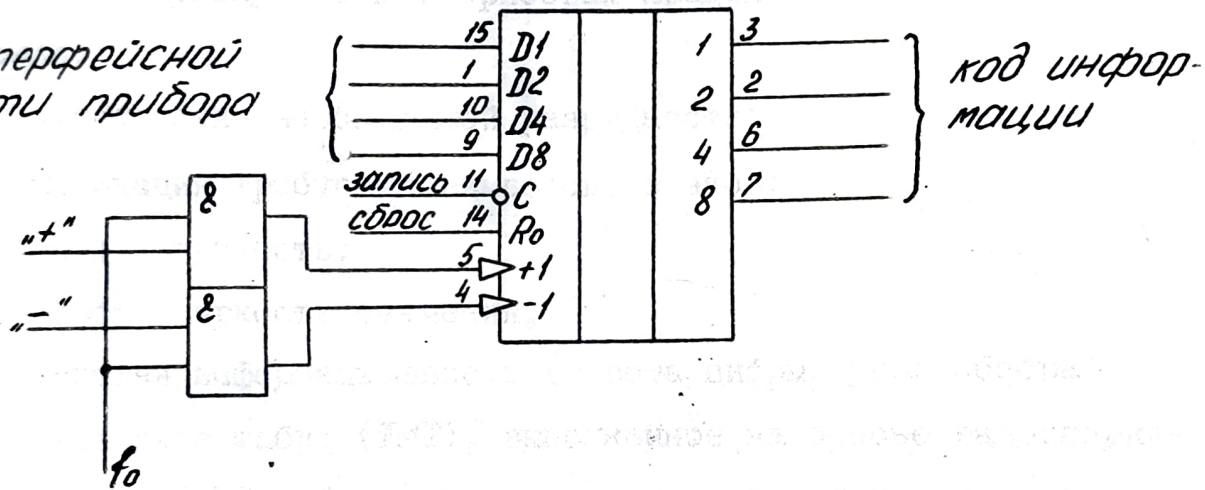


Рис. 7.4

Имя и фамилия разработчика докум. / Имя, инициалы, номер докум. / Подпись и дата

Имя и фамилия разработчика докум.	Имя, инициалы, номер докум.	Подпись	Дата
-----------------------------------	-----------------------------	---------	------

7.1.2. Мультиплексор

Мультиплексор предназначен для преобразования параллельной информации в параллельно-последовательную и передачи ее в Д2.

Функциональная схема мультиплексора показана на рис. 7.5.

7.1.3. Индикаторное табло

Существуют различные типы индикаторов и способы управления ими. К индикаторному табло в приборах предъявляются следующие требования:

- а) обеспечение необходимой разрядности;
- б) индикация требуемых символов, знаков;
- в) технологичность;
- г) хорошая яркость свечения;
- д) хорошая информативность (высота цифры, угол обзора).

Индикаторное табло (Инт), выполненное на основе газоразрядных ламп типа ИИ-12, обладает рядом существенных недостатков:

- а) большие габариты;
- б) необходимость в высоковольтном источнике питания;
- в) большая потребляемая мощность (при 8-разрядной индикации ~ 7 Вт);
- г) малый угол обзора;
- д) малая надежность;
- е) плохая технологичность.

Достроение Инт на основе газоразрядной индикаторной панели ГИП-11 позволяет избежать ряд недостатков. Инт на ГИП-11 имеет хороший угол обзора 120° , высокую надежность 3000 час, малые габариты и небольшую потребляемую мощность. Однако для Инт на

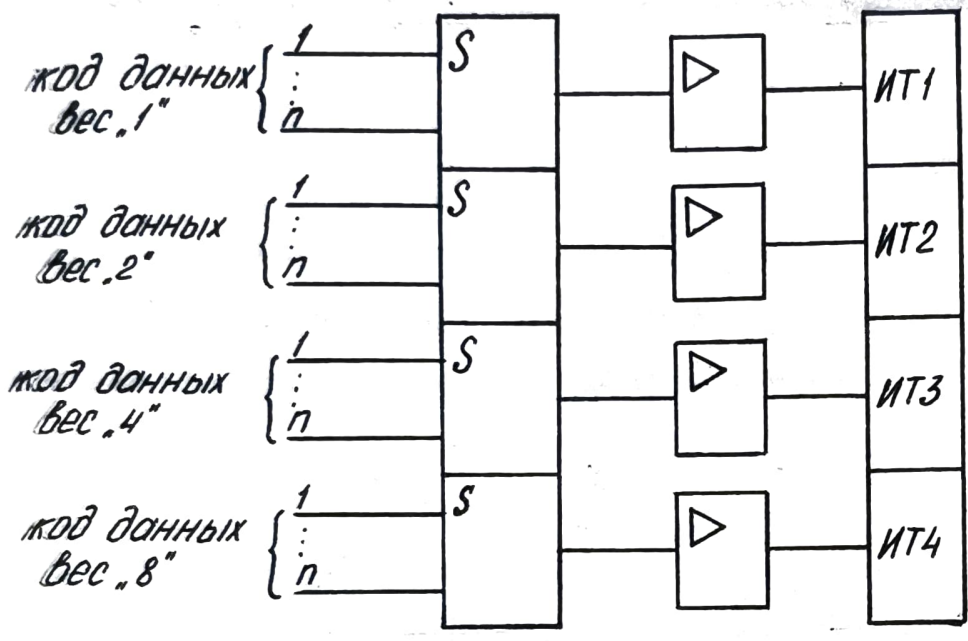


Рис. 7.5

ИЗМ. № ПУАТ / СЛАНКИС И ДАТА / ИМ. ИЛИ № / ЦИФ. № КУСО. / ПОДПИСЬ И ДАТА

ГИП-III необходимы стабилизированный источник +200 В и высоко-вольтовые ключи для управления.

Инт, выполненные на основе светодиодных цифровых индикаторов, обладают рядом недостатков по сравнению с газоразрядными: малая высота цифры, большая трудоемкость при сборке.

Как и Инт на ГИП-II Инт на светодиодных индикаторах имеет большой угол обзора и высокую надежность. Основным преимуществом этих индикаторов является отсутствие схем согласования по уровню и низкое питающее напряжение. Это позволяет использовать источник +5 В, от которого питаются микросхемы.

Инт в приборе несет вспомогательную функцию, поэтому целесообразно использовать светодиодные индикаторы.

Из серийно выпускаемых светодиодных индикаторов наиболее подходящими являются индикаторы АЛ305 и АЛС324, электрические параметры которых приведены в табл. 7.1 и 7.2.

Таблица 7.1

Основные электрические параметры при

$$Q_{окр} = 25 \pm 10 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Тип прибора	Сила света при постоянном прямом токе $I_{пр} = 20 \text{ мА}$ через элемент, мкд, I_{γ} , В		Постоянное прямое напряжение на каждом элементе при $I_{пр} = 20 \text{ мА}$ $U_{пр}$.	Цвет свечения
	для сегмента	для точки		
	не менее	не менее		
АЛС324А	0,15	0,05	2,5	красный (650-670 нм)
АЛС324Б	0,15	0,05	2,5	красный

Таблица 7.2

Основные электрические параметры при

$$Q_{окр} = 25 \pm 10 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Тип цифрового индикатора	Количество элементов	Постоянное прямое напряжение, В не более	Яркость, кд/м ²	Допустимое отклонение яркости, %	Постоянный прямой ток через элемент, мА	Цвет свечения
		U пр	В	%	I пр	
АЛ305А	I4 + I	4	350	60	20	красный

В результате рассмотрения различных типов индикаторов следует, что целесообразно использовать светодиодные цифровые индикаторы.

Существует два типа управления индикаторами: статический и динамический.

Статический способ управления

При статической индикации информация подается параллельно с выходов РД на входы дешифраторов. На каждый разряд ИнТ необходим свой дешифратор (ДС). Кроме этого для выравнивания яркости свечения сегментов необходимо в цепь управления сегментом включать резистор. Принципиальная схема одного разряда показана на рис. 7.6 .

В этом случае для одного разряда потребляемая мощность складывается из мощности, потребляемой ДС и индикатором И. При использовании индикатора АЛ305А и дешифратора серии К514

$$P_{\text{потр.}} = (50 \text{ мА} + 20 \cdot 6 \text{ мА}) \cdot 5 \text{ В} = 0,85 \text{ Вт.}$$

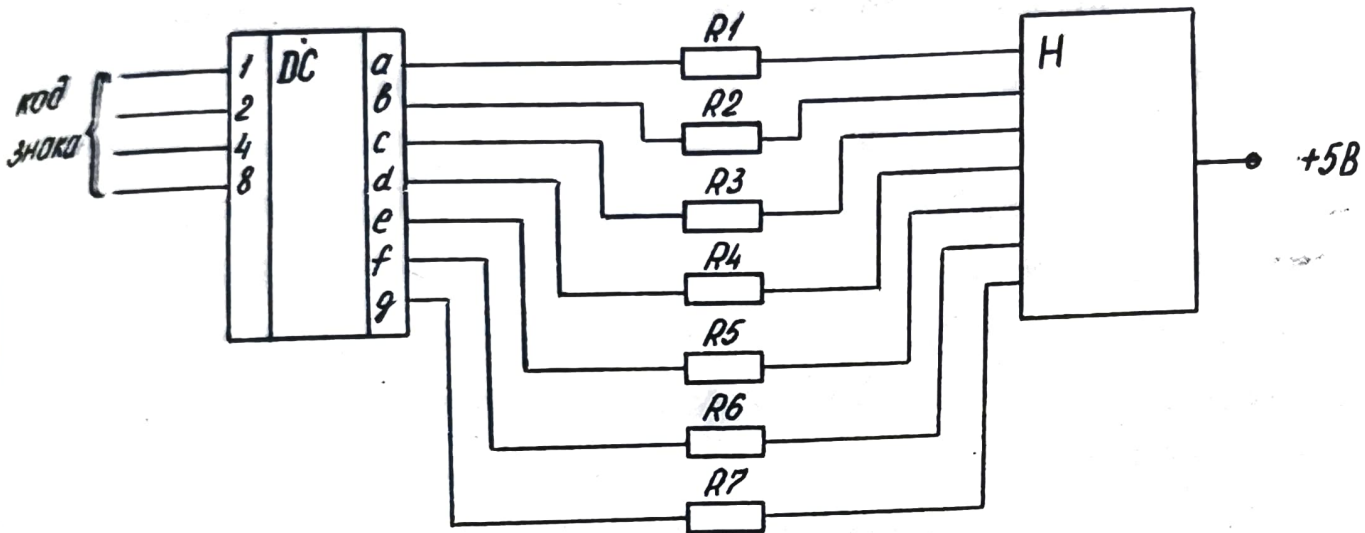


Рис. 7.6

Имя, Лист, № докум., Подп., Дата

Если установлен предел $0,1$ и значение выходной величины $0,00010000$, то потребляемая мощность будет равна $\sim 6,8$ Вт.

При динамической индикации используется один ДС на все разряды, что дает экономию на $\approx 1,8$ Вт. Кроме этого, при динамической индикации анодное напряжение подключается на короткий промежуток времени, потребляемая мощность снижается до $3 - 4$ Вт.

Однако, для управления индикатором необходимо параллельный код преобразовать в параллельно-последовательный. Такое преобразование уже выполняется при передаче данных. В данном случае оптимальным вариантом является использование динамического принципа индикации и светодиодных цифровых индикаторов.

Из табл. 7.2 видно, что индикаторы АЛ305 обладают большим разбросом по яркости свечения сегментов, поэтому в качестве индикаторов целесообразно использовать АЛС324Б, которые уже применяются в серийно выпускаемых на НЗЭИП изделиях и разрешены к применению в аппаратуре общепромышленного назначения.

Лист № подл. Подпись и дата. Взам. инв. № Инв. № дубл. Подпись и дата.

Лист	№ докум.	Подп.	Дата
98			

7.2. Описание принципа действия

Дискретная часть I

7.2.1. Регистр режима

При включении переключатель СЕТЬ, расположенного на лицевой панели прибора, формируется импульс сброса " $\overline{p0n}$ ", который устанавливает все регистры Д1 в исходном состоянии.

Временная диаграмма работы показана на рис. 7.7 .

Рассмотрим работу регистра режима (PP) в режиме выдачи калиброванного напряжения.

При включении кнопки S 3 , сигнал лог. "0" поступает на установочный вход IO триггера D 3.2 , и устанавливает его в состояние лог. "1". Сигнал лог. "1" с выхода D 3.2 поступает на входы инвертора D I.3 , к выходу которого подключен светодиод VD 2 . Светодиод VD 2 загорается, что соответствует включенному режиму выдачи калиброванных напряжений. (Прил. I рис. 1)

Сигнал лог. "0" с кнопки S 3 поступает также на вход микросхемы D 5 , реализующей логическую функцию ИЛИ-НЕ , с выхода 8 микросхемы D 5 сигнал лог. "1" поступает на входы инвертора D II.2. С выхода инвертора D II.2 сигнал лог. "0" поступает на вход микросхемы D II.1, реализующей логическую функцию ИЛИ-НЕ , с выхода D II.1 сигнал лог. "1" поступает в блок управления I (БУ I).

Аналогично схема работает при включении режима I .

При нажатии кнопки S I8 сигнал лог. "0" поступает на установочный вход триггера D I8.I и устанавливает его в состояние лог. "1" на выходе. Сигнал лог. "1" с выхода триггера D I8.I поступает на входы инвертора D 3.I , светодиод VD 6 загорается. Предел 0, I включен.

S3

D3.9

D1.8

Рис. 7.7

Изм. № подл. Подпись и дата

Взам. инв. № Инв. № дубл. Подпись и дата

При нажатии кнопки S 15 сигнал лог. "0" поступает на установочный вход триггера D 15.2 и устанавливает его в состояние лог. "1" (выход 09). Сигнал лог. "1" поступает на входы инвертора D 3.2, светодиод VD 8 загорается, что соответствует включенному пределу I В. Сигнал лог. "0" с кнопки S 15 поступает на вход микросхемы D 6.1, реализующей логическую функцию И. Сигнал лог. "0" с выхода D 6.1 поступает на входы микросхемы D 7.3, реализующей логическую функцию ИЛИ, с выхода которой сигнал лог. "0" поступает на установочные входы триггеров D 15.1 и возвращает в исходное состояние.

При работе прибора на пределах 0,1; 1,0; 10 возможно включение полярности как положительной, так и отрицательной. На пределах 100; 1000 возможно выключение только отрицательной полярности.

Схема блокировки полярности работает следующим образом.

При нажатии кнопки S 6 сигнал лог. "0" поступает на вход микросхемы D 2.1, на вход 01 которой поступает сигнал с выхода D 1.1. Микросхема D 2.1 выполняет логическую функцию И. При включенных пределах 0,1; 1,0; 10 на выходе D 2.1 - сигнал лог. "1", который разрешает включение обеих полярностей, если выключен предел 100 или 1000, на выходе D 1.1 формируется сигнал лог. "0", который и запрещает прохождение сигналов на установочный вход триггера D 18.2.

2.2.2. Блок индикации

Блок индикации (БИ) выполнен на индикаторах АИС324Б с динамическим управлением. Подключение разрядов синхронизировано с подачей кода цифры. Каждому анодному импульсу соответствует свой 4-х разрядный код информации.

На рис. 7.8 показана работа БИ для 1...3 разрядов (число 715).



4			
2			
4			
8			
a			
b			
c			
d			
e			
f			
g			
A1			
A2			
A3			

Рис. 7.8

Вариант № 11
 Имя Фамилия
 Дата

7.2.3. Блок управления I

Блок управления I (БУI) предназначен для приема и хранения информации, поступающей с интерфейсного блока в режиме дистанционного управления и с клавиатуры при ручном режиме работы.

БУI состоит из регистра данных РД, мультиплексора, схемы синхронизации и формирователя запуска.

7.2.4. Регистр данных

РД выполнен на основе двоично-десятичных реверсивных счетчиков К155ИЕ6.

В ручном режиме схема работает следующим образом (диаграмма работы приведена на рис. 7.9): при нажатии кнопки $S1$ сигнал лог."1" поступает на вход микросхемы $D11$, на другой вход которой поступают импульсы частотой $\sim 2...3$ Гц. На вход вычитания реверсивного счетчика $D9$ поступают отрицательные импульсы, содержимое счетчика уменьшается. При выключении кнопки сигнал лог."0" запрещает прохождение импульсов на вход счетчика.

Аналогично работают остальные декады.

В режиме дистанционного управления на входы I5, I, I0, 8 реверсивных счетчиков $D3, D9$ поступает по байтам информация. Каждому байту информации соответствует отрицательный синхроимпульс. При поступлении на вход $I1$ синхроимпульса в реверсивный счетчик заносится информация, присутствующая в данный момент времени на входах.

УЧЕТ НА ПОДЪЕМ
УЧЕТНИК И ДАТА
ВЗРОС. ВИД. № 1111
ПОВЫШ. И ДАТА

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
------	------	----------	-------	------

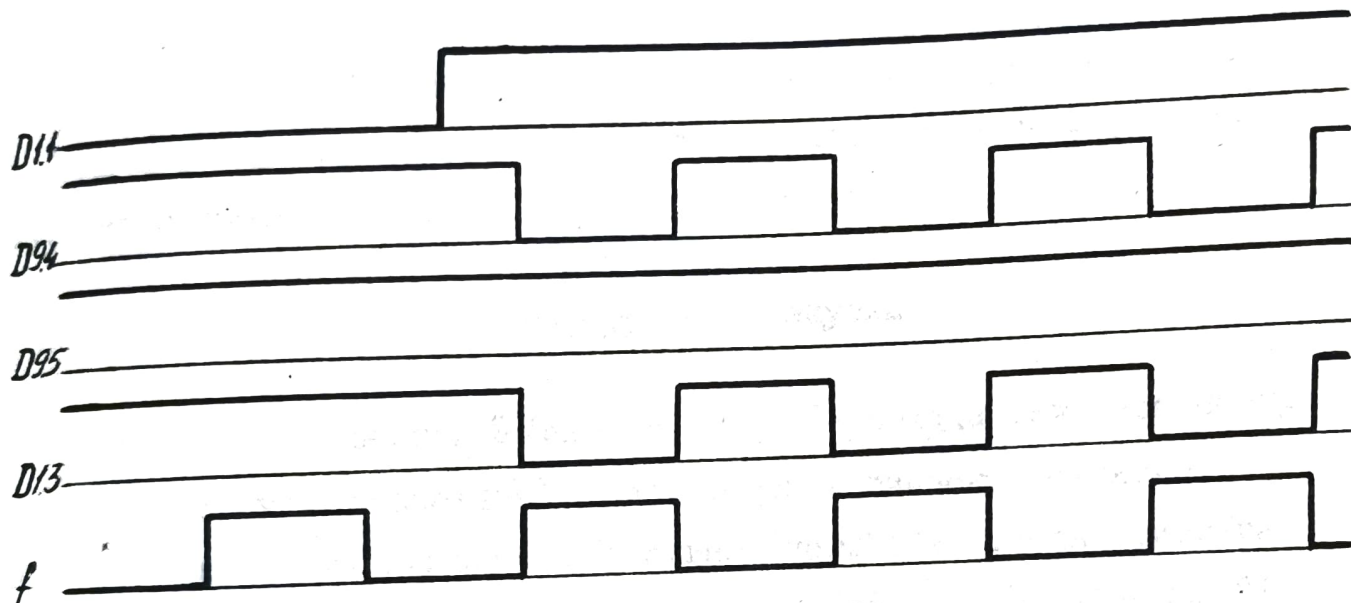


Рис. 7.9

Лист № _____ Годичие и дата _____
 Вид, шир. № _____ Инв. № дубл. _____
 Подпись и дата _____

№ докум.	Подп.	Дата

7.2.5. Мультиплексор

Мультиплексор предназначен для преобразования двоично-десятичного параллельного кода в двоично-десятичный параллельно-последовательный код. Мультиплексор выполнен на основе 4-х мультиплексоров 16 каналов на 1.

Диаграмма работы показана на рис. 7.10 .

7.2.6. Формирователь запуска

Формирователь запуска F предназначен для формирования импульса ПУСК при ручном, дистанционном и автоматическом режимах запуска прибора.

Режим ручного запуска

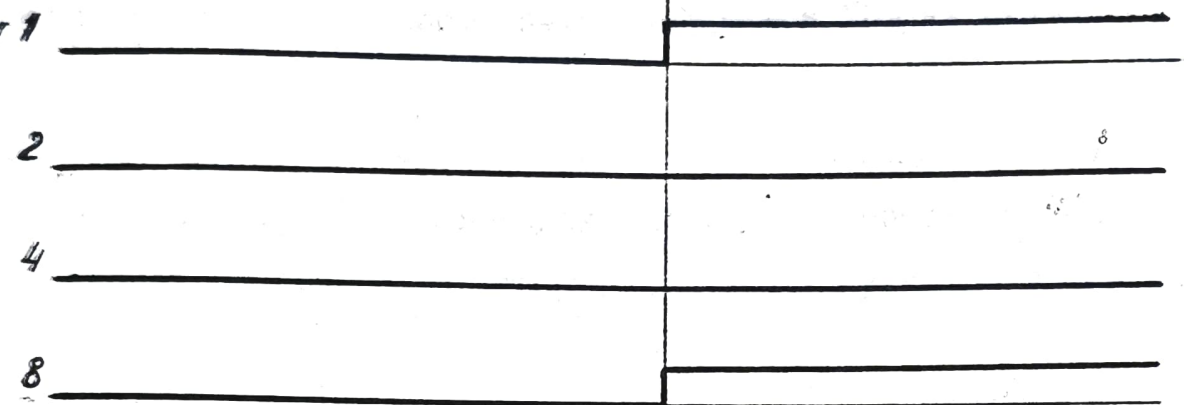
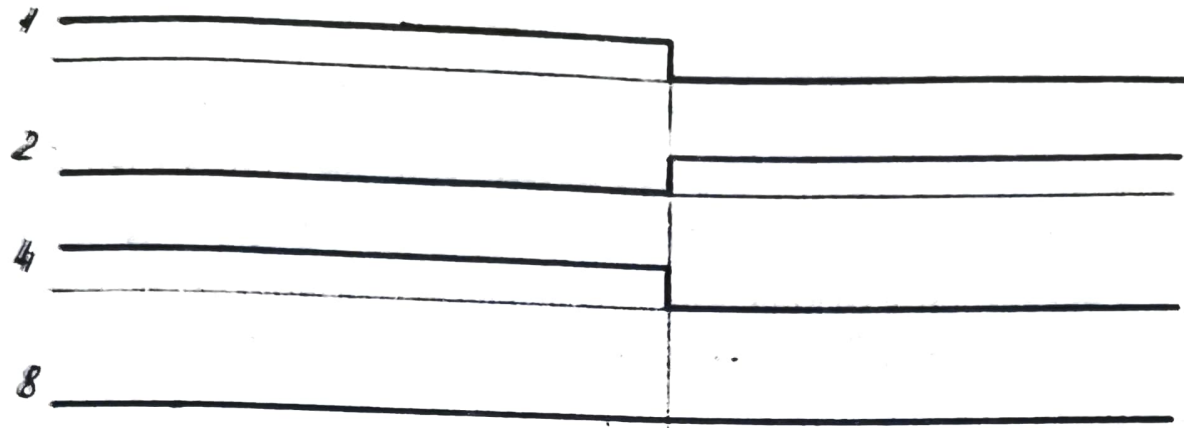
При нажатии кнопки $S20$ сигнал лог."1" с выхода триггера поступает на вход микросхемы $D11.2$, реализующей логическую функцию И-НЕ, на вход микросхемы $D10.2$ поступает сигнал лог."1" с выхода триггера $D10.2$, что соответствует режиму разового запуска. (Прил. IV рис. 2)

С выхода микросхемы $D11.2$ сигнал лог."0" поступает на вход микросхемы $D23$, реализующей логическую функцию ИЛИ-НЕ. С выхода микросхемы $D23$ сигнал лог."1" поступает на вход формирователя коротких импульсов по положительному перепаду, выполненному на диоде $V4$, конденсаторе $C3$ и микросхеме $D22$.

С выхода микросхемы $D22.2$ короткий отрицательный импульс (длительность импульса определяется емкостью конденсатора $C3$) поступает на установочный вход триггера $D29.1$ и устанавливает триггер $D29.1$ в состояние лог."1" на выходе 5. С выхода триггера $D29.1$ сигнал поступает на вход микросхемы $D22.4$, реализующей логическую функцию И-НЕ,

1 разряд

2 разряд



A1

A2

A3

A4

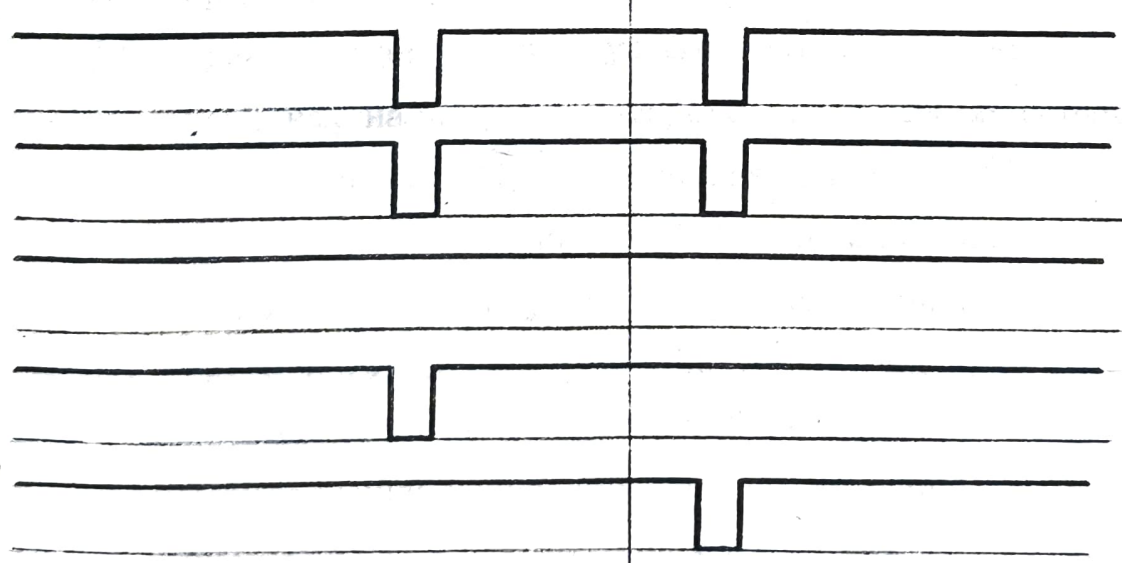
Строби

Вых. 1

Вых. 2

Вых. 4

Вых. 8



код 1 разряда

код 2 разряда

Рис. 7.10

Лист № 106
Формат А4
Подпись и дата
№ докум.
Подп.
Дата

на вход микросхемы D224 поступает сигнал " $\Sigma 48$ ", который формируется в дискретной части 2 (D2) и поступает через ИТ в Д1.

С выхода микросхемы сигнал " $\Sigma 48$ " поступает на установочный вход триггера D292 и устанавливает триггер D292 в состояние лог."1" на выходе 9. С выхода триггера D292 сигнал лог."1" поступает на вход микросхемы D172, реализующей логическую функцию И-НЕ, на вход микросхемы D172 поступает синхронизирующий сигнал частотой 250 кГц.

По заднему фронту первого импульса триггеры D29 устанавливаются в состояние лог."0" на выходах 5 и 9 соответственно.

Временная диаграмма работы формирователя пуска показана на рис. 7.11.

Аналогично формируется сигнал "ПУСК" при дистанционном и непрерывном режимах работы.

7.2.7. Схема синхронизации

Схема синхронизации предназначена для синхронизации работы мультиплексора в режиме передачи информации в Д2 и в режиме управления индикацией. (Прил. IV рис. 2)

В режиме передачи информации сигнал "ПУСК" поступает через микросхему D164, реализующей логическую функцию ИЛИ-НЕ, на установочный вход счетчика, на вход I4 которого поступают импульсы частотой 250 кГц. По сигналу "Пуск" с выхода инвертора D172 триггер D321 устанавливается в состояние лог."1" на выходе. Сигнал лог."0" с выхода триггера D321 поступает в блок индикации.

С выхода триггера D321 сигнал лог."1" поступает на вход микросхемы D233, реализующей логическую функцию И. Сигнал лог."1" разрешает прохождение информации через инвертор на ИТ. Когда содержание счетчика станет равным 9, формируется сигнал сброса, кото-

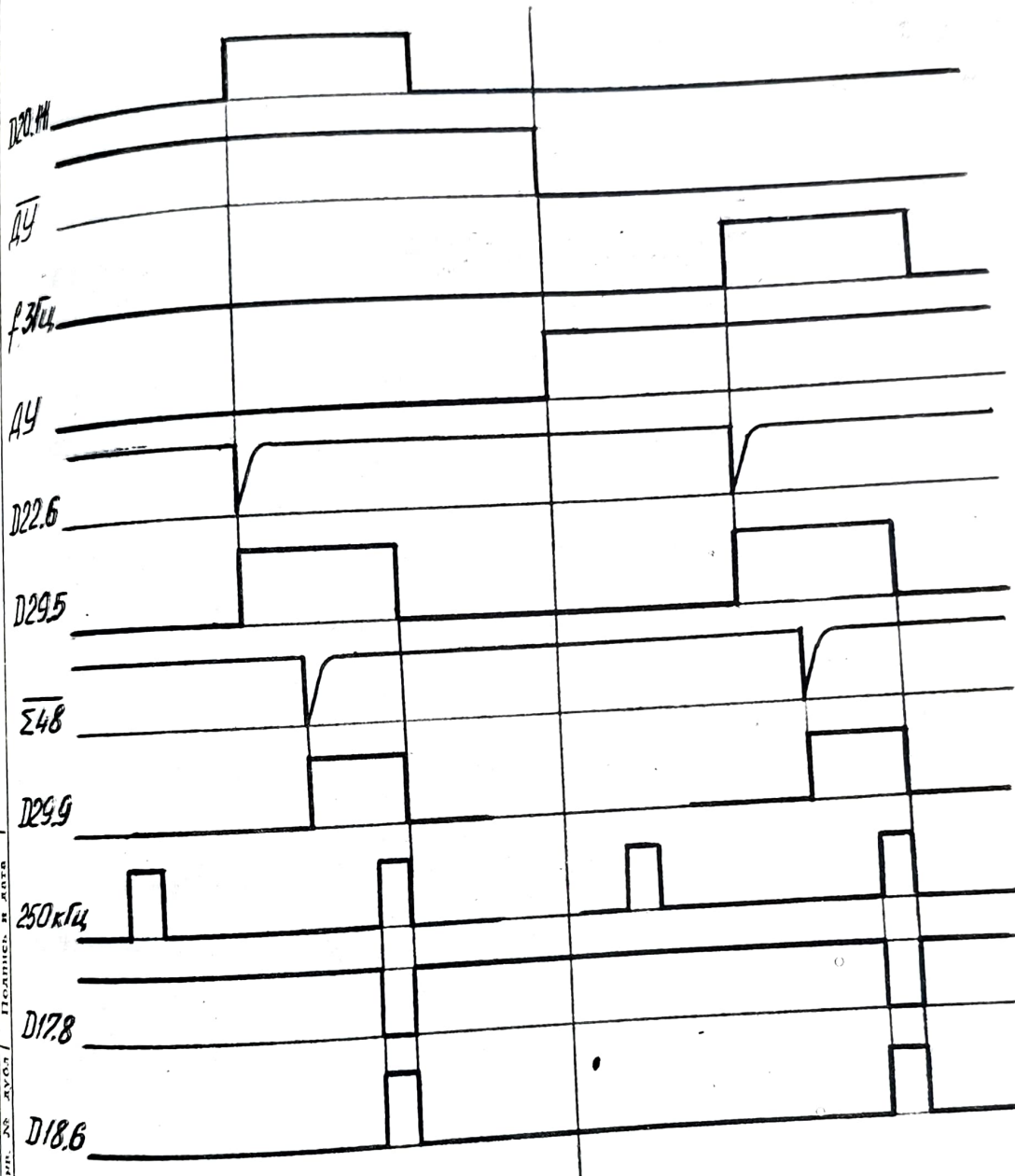


Рис. 7.11

Дата и время: _____
 Имя: _____
 Фамилия: _____
 Подпись: _____
 Дата: _____

рний устанавливает триггер D32.1 в состояние лог."0" на выходе и запрещает прохождение информации на ИТ.

Временная диаграмма работы показана на рис. 7.12 .

7.3 Дискретная часть 2

Дискретная часть 2 (Д2) предназначена для формирования последовательности в соответствии с временной диаграммой, показанной на рис. 7.1 , приема информации, ее хранения и формирования ШИМ-интервалов в соответствии с заданным значением выходной величины.

Следовательно, Д2 должна состоять из регистра информации со схемами записи, формирователя ШИМ-интервала, формирователя импульсной последовательности и схемы управления.

Структурная схема Д2 показана на рис. 7.13 .

7.3.1. Регистр информации

Регистр информации (РИ) предназначен для приема и хранения информации, поступающей через импульсные трансформаторы.

В качестве РИ целесообразно использовать D-триггеры, т.к. информация поступает параллельно-последовательно и каждую посылку сопровождает синхронизирующий импульс. Схема 2-х ячеек показана на рис. 7.14 . Временная диаграмма работы регистра показана на рис. 7.15 .

Лист № 109
Изм. № 1
Дата
Подпись и дата
Взам. инв. № 1196
№ 109
Лист № 109

Изм. №	Дата	Подпись	Дата

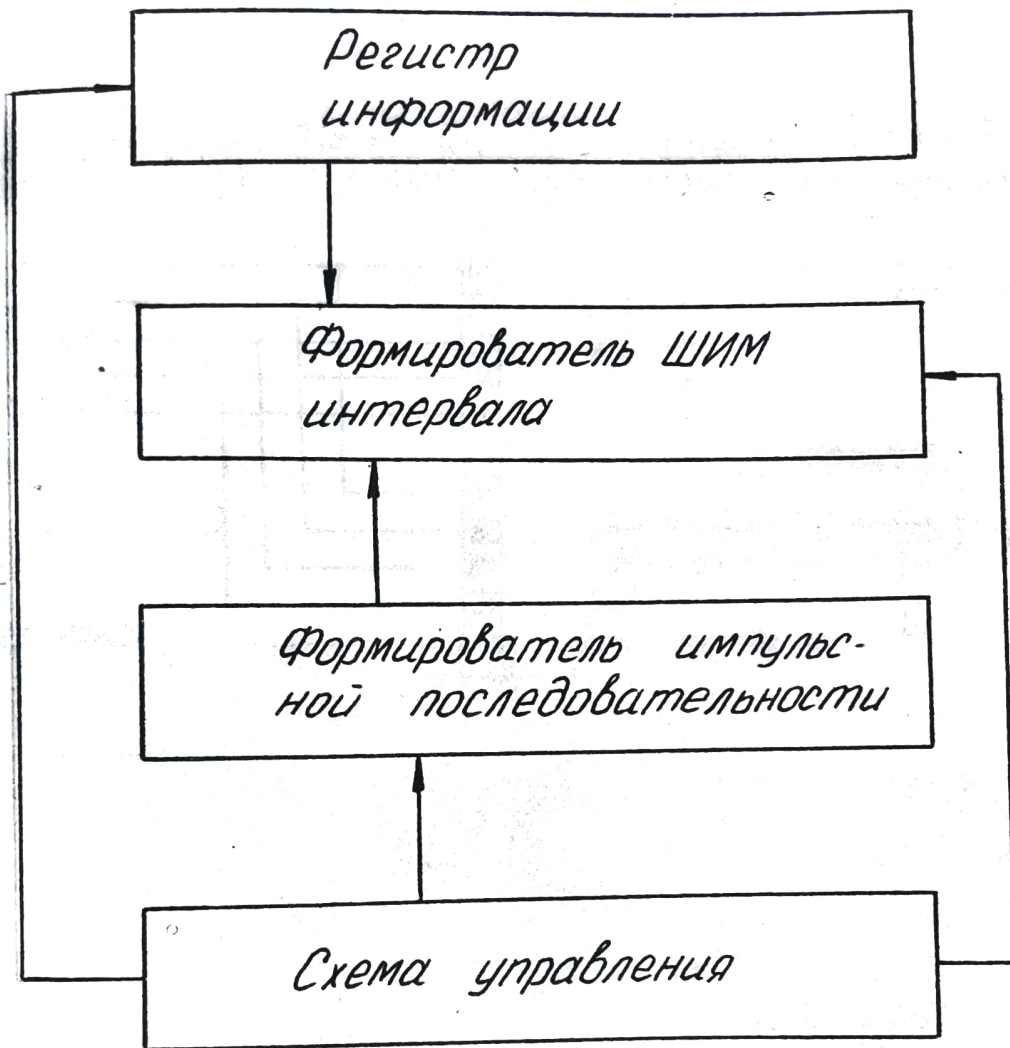


Рис. 7.13

Изм. № 1
 Подпись и дата
 Вып. № 1
 Подпись и дата

Изм.	№	Подпись	Дата
№ докум.	Подп.	Дата	

Лист
 1/1

Формат 1

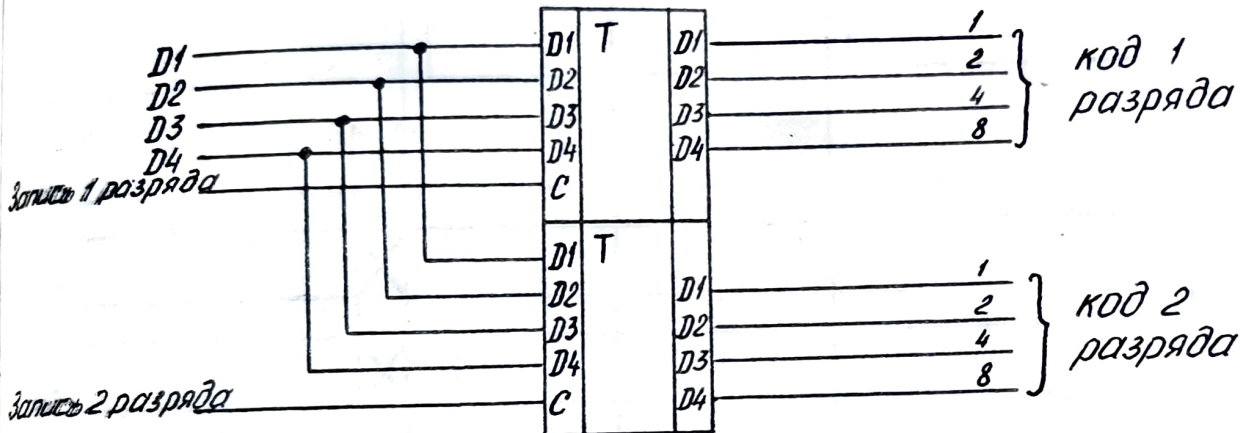


Рис. 7.14

1 разряд

2 разряд

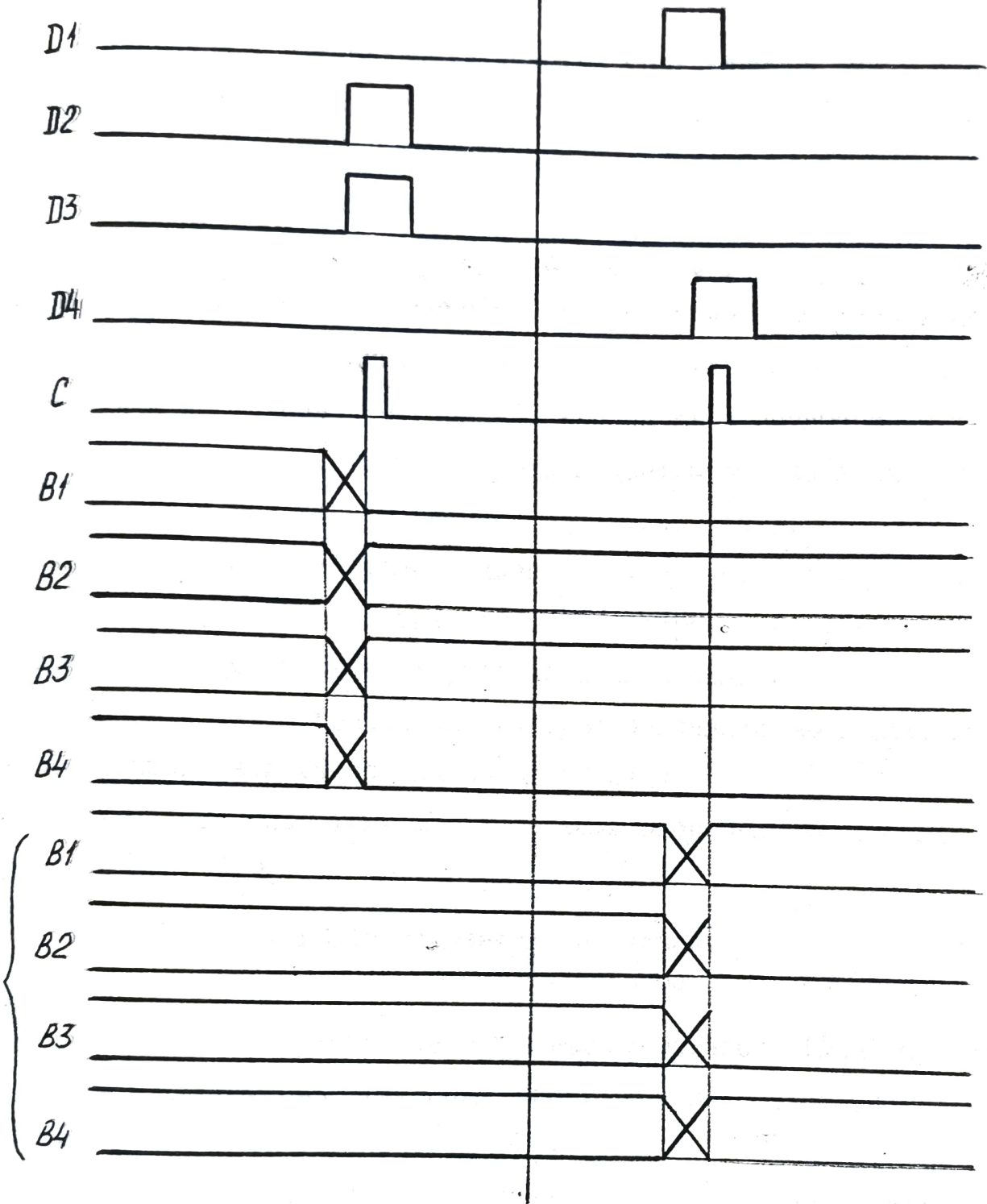


Рис. 7.15

Взам. нив. № Гипр. № дубл. Подпись и дата
Лист № подл. Подпись и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
------	------	----------	-------	------

7.3.2. Формирователь ШИМ-интервала

Формирователь ШИМ-интервала (ФШ) предназначен для формирования 8 импульсов, длительность которых определяется кодом величины. В состав ФШ входит регистр и счетчик синхронизирующих импульсов.

Длительность ШИМ-интервала определяется умножением содержащего РИ на период следования импульсов частотой 400 кГц. Для выполнения этого умножения можно использовать реверсивный счетчик.

Счетчик имеет входы данных, что позволяет заносить в него код набранной информации. Начало ШИМ-интервала определяется моментом подачи импульсов частотой 400 кГц на вход вычитания счетчика, а конец ШИМ-интервала определяется моментом перехода счетчика через ноль (или появлением сигнала на выходе заем).

Из временной диаграммы видна необходимость формирования 3-х ШИМ-интервалов: ШИМ-интервал опорного напряжения, ШИМ-интервал старших разрядов и ШИМ-интервал младших разрядов.

Условия формирования ШИМ-интервалов одинаковые, следовательно, формирователи выполнены по одной схеме.

Схема формирователя ШИМ-интервала опорного напряжения показана на рис. 7.16 .

7.3.3. Формирователь импульсной последовательности

Формирователь импульсной последовательности (ФИП) предназначен для формирования временных интервалов в соответствии с диаграммой на рис. 7.1 .

Работа формирователя синхронизируется опорной частотой 400 Гц. Как видно из временной диаграммы работы прибора, импульсные последовательности повторяются через 10 мс, поэтому в данном случае целесообразно применить постоянное запоминающее устройство (ПЗУ).

Вам. вып. № Инв. № дубл. Подпись и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

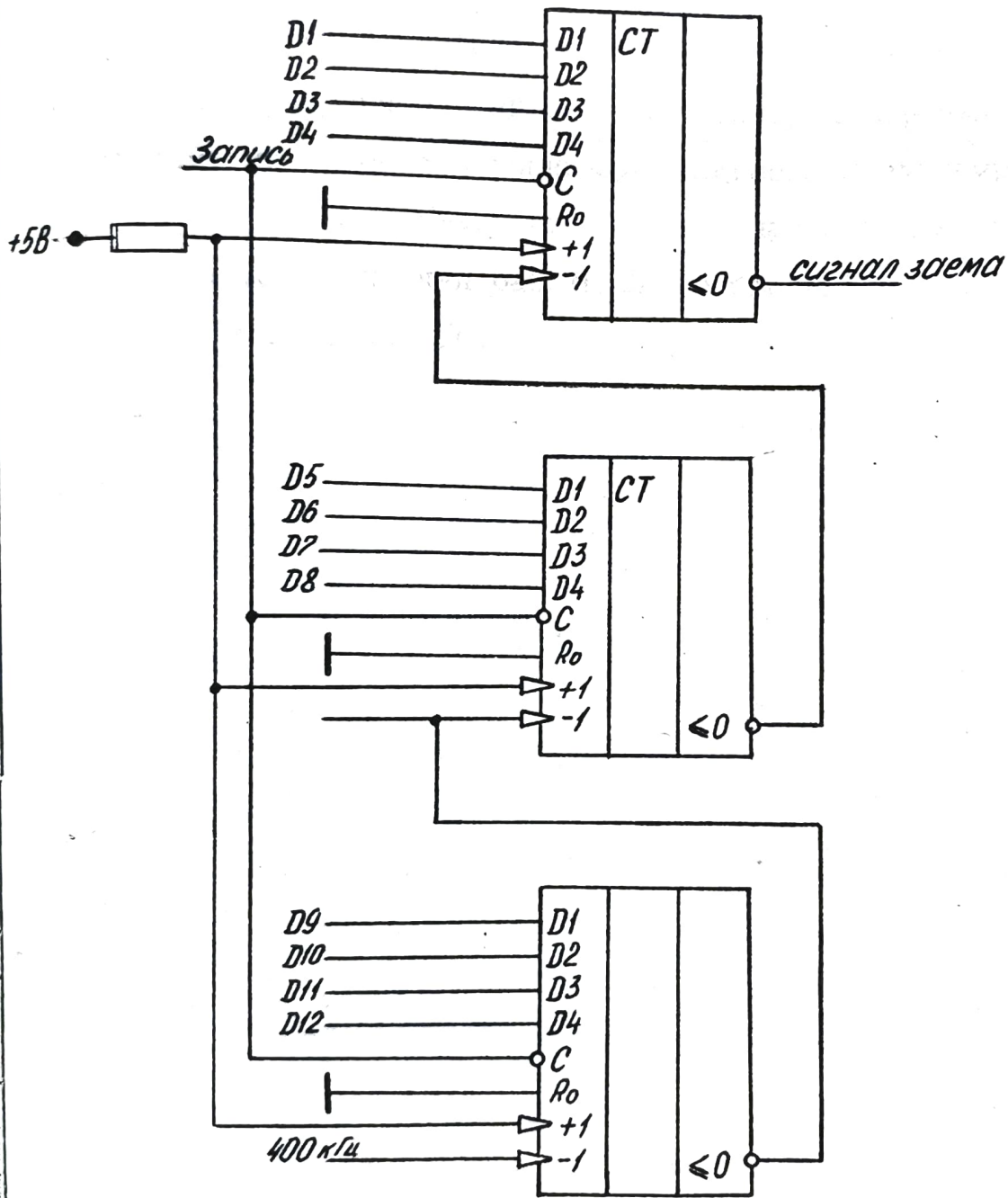


Рис.7.16

Форм. инв. № / Фир. № докум. / Подпись и дата
 Форм. инв. № / Фир. № докум. / Подпись и дата
 Форм. инв. № / Фир. № докум. / Подпись и дата

Лист	№ докум.	Подп.	Дата
115			

Программирование ПЗУ необходимо произвести в соответствии с временной диаграммой, показанной на рис. 7.1 .

7.3.4. Схема управления

Схема управления (СУ) предназначена для управления работой ФАП, ФАП и формирователя адресов для выборки информации из ПЗУ. СУ состоит из схемы синхронизации, адресного счетчика, генератора опорной частоты. Генератор опорной частоты целесообразно расположить в Д2, т.к. для работы Д2 необходимо иметь сетку частоты от 500 кГц до 400 Гц.

Изм. № 1
Взам. инв. № 1111
Удостоверен и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

7.4. Описание принципа действия.

Дискретная часть 2

Временная диаграмма работы Д2 показана на рис. 7.17.

По сигналу "Пуск", поступающему из Д1, триггер Д 2.1 устанавливается в состояние лог. "1" (выход). Сигнал лог. "1" поступает на вход микросхемы Д 1.4, реализующей логическую функцию И, на вход I2 микросхемы Д 1.4 поступает стробирующий сигнал из Д3. С выхода микросхемы Д 1.4 стробирующий сигнал поступает на вход I4 счетчика Д 9. (Прил. IV рис. 3)

С выхода триггера Д 2.1 на входы 2, 3 счетчика поступает логический "0". Счетчик по стробирующим сигналам формирует адрес в коде 8-4-2-1, который подается на адресные входы дешифратора Д 20. На входы I8, I9 дешифратора Д 20 поступают стробирующие сигналы.

С выходов дешифратора Д 20 импульсы записи поступают на входы синхронизации соответствующих триггеров регистра информации.

Временная диаграмма записи информации показана на рис. 7.15.

Одновременно по сигналу "Пуск" формируется сигнал "Сброс И2". По сигналу " Σ 9" с выхода микросхемы Д 20 триггер Д 2.1 устанавливается в состояние лог. "0" на выходе. Прием информации закончен.

На вход счетчика, выполненного на микросхемах Д 6, Д 7, поступают импульсы частотой 400 Гц. По сигналу " Σ 48" счетчик возвращается в исходное состояние. С выходов микросхем Д 6, Д 7 сигналы поступают на адресные входы ПЗУ, производится выборка информации. По сигналам, поступающим с выхода 3 микросхемы Д 15.1 формируются начала ШИМ-интервалов. (Прил. IV рис. 4)

По переднему фронту положительного импульса формирователь, выполненный на микросхеме Д 12, диоде VD 4 и конденсаторе С4,

D1.12

D2.5

D20.10

D9.12

D9.9

D9.8

D9.11

D20.2

D20.3

D20.4

D20.5

D20.6

D20.7

D28

D20.9

D5.3

D5.6

D5.8

D5.11

D23.14

D23.8

D23.13

D23.9

D23.13

Мш
Дачи
19 20 х км
Надо
Арма

Мш
118

формирует короткий отрицательный импульс. Отрицательный импульс с выхода 8 формирователя поступает на установочный вход триггера D13.1, который устанавливается в состояние лог."1" на выходе.

Сигнал лог."1" разрешает прохождение импульсов частотой 400 Гц на вход формирователя.

С выхода формирователя сигнал поступает на вход I4 счетчика D10, на установочный вход триггера D13.2 и вход записи реверсивных счетчиков. Сигнал лог."1" с выхода 9 триггера D13.2 поступает на вход микросхемы D14.4, реализующей логическую функцию И, на вход I2 которой поступают импульсы частотой 400 кГц. С выхода микросхемы

D14.4 сигнал поступает на вход вычитания микросхемы D1, в которой записан код величины соответствующего разряда. Содержимое счетчика начинает уменьшаться. В момент перехода счетчика через 0 на выходе I3 появляется сигнал заема из старшего разряда. Когда содержимое счетчиков D1...D3 будет равно 0, на выходе I3 счетчика D3 появляется сигнал "Зем", который устанавливает триггер D13.2 в состояние лог."0" по выходу.

Сигнал с выхода I3 микросхемы D3 поступает через схему ШИ (микросхема D11) на вход записи и информация вновь записывается в счетчики.

По переднему фронту импульса частотой 400 Гц триггер D13.2 устанавливается в состояние лог."1" на выходе, и цикл вычитания повторяется.

Количество циклов подсчитывается счетчиком D10. По сигналу "Σ 8" триггер D13.1 устанавливается в состояние лог."0" на выходе. Импульсы частотой 400 Гц перестают поступать на вход формирователя. Формирование ШИМ-интервала закончено. ШИМ-интервалы формируются по 4 сигналам с выхода микросхемы D15.1.

Лист № докум. Подпись и дата

Лист	№ докум.	Подп.	Дата
119			

С выхода триггера D13.2 ШИМ-интервал поступает на D-вход триггера D28.1, на вход которого поступает сигнал частотой 400 кГц, сдвинутый относительно сигнала, поступающего на вход 12 микросхемы D14.4. Это необходимо для коррекции задержек микросхем, работающих при формировании ШИМ-интервала.

С выхода триггера D28.1 ШИМ-интервал поступает на входы схемы управления. Схема управления состоит из счетчика, выполненного на микросхеме D18. Емкость счетчика равна 4. Счетчик управляет формированием сигналов "ПНТ1" и "ПНТ2".

Временная диаграмма работы схемы показана на рис. 7.18.

Лист № 120
Формат 11

Лист	№ докум.	Подп.	Дата
120			

Лист
120

Формат 11

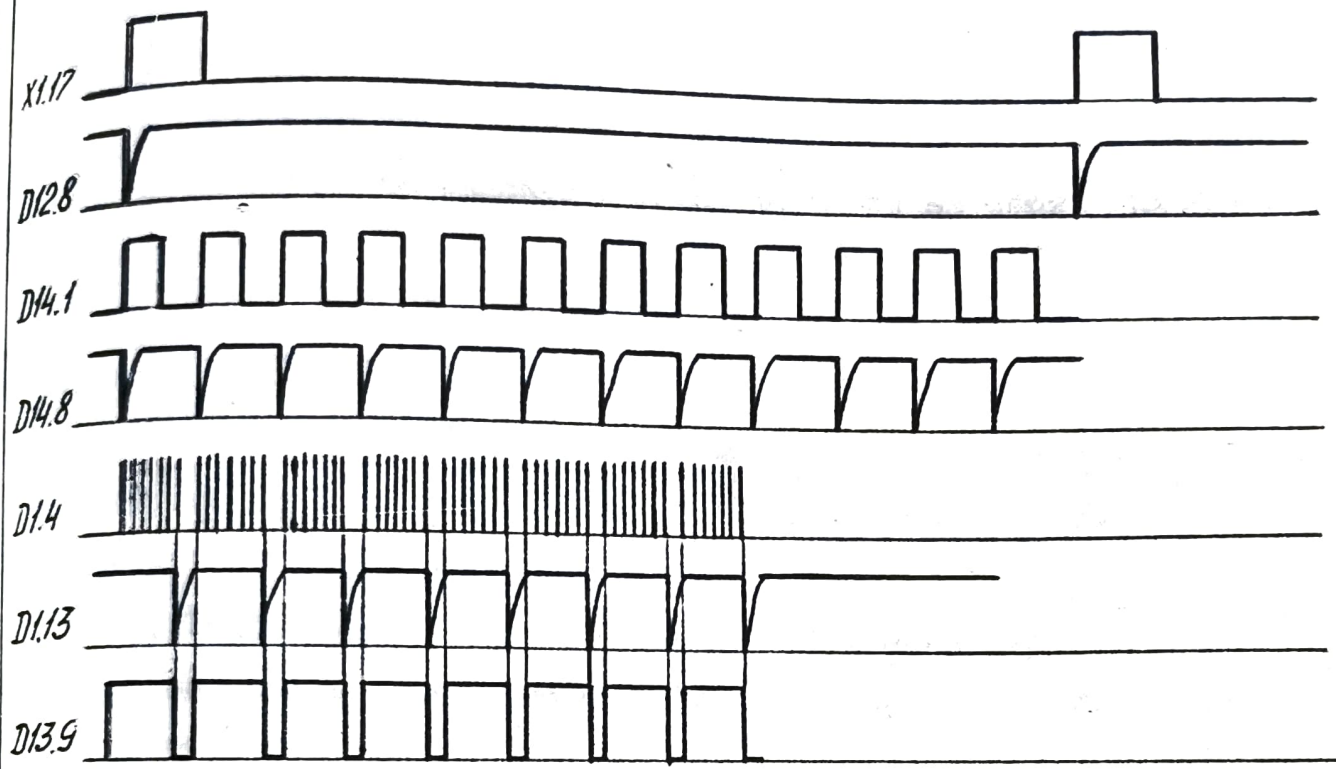


Рис. 7.18

Лист 121
 Формат А
 Имя
 № докум.
 Подп.
 Дата

8. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одной из задач данной НИР была разработка высоковольтного усилителя постоянного тока (ВУПТ), отвечающего следующим требованиям:

1. Входной сигнал $0 \div 10$ В.
2. Диапазон выходного напряжения $0 \div +100$ В; $0 \div +1000$ В.
3. Максимально допустимый выходной ток на обоих диапазонах 5 мА.
4. Относительная приведенная погрешность при нормальных условиях $0,0025$ %.
5. Средне-квадратическое значение пульсаций и шумов выходного напряжения в полосе $0,1$ Гц \div 100 кГц 10 мВ и 25 мВ на пределах 100 В и 1000 В соответственно.
6. Температурный дрейф в диапазоне температур $+10 \div +35$ °С без учета дрейфа источника опорного напряжения не должен превышать $0,0025$ %/10 °С.
7. Время установления выходного напряжения на обоих диапазонах $0,5$ с.

8.1. Краткий обзор существующих схемных решений построения ВУПТ

Известны два варианта построения высоковольтных выходных устройств. Первый предполагает применение специального высоковольтного усилительного каскада, который запитывается от высоковольтного источника питания.

Следует отметить два недостатка построения блока по такому принципу:

Имя	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

- 1) невысокая надежность, объясняющаяся наличием большого количества высоковольтных транзисторов;
- 2) сложность и большие габариты высоковольтного блока питания для выходного усилительного каскада.

Второй вариант построения высоковольтного блока основывается на известном методе, положенном в основу большинства преобразователей постоянного напряжения, т.е. получение высоких выходных напряжений (при низковольтном питании полупроводникового усилителя УМ) производится путем амплитудной модуляции постоянного входного напряжения, трансформации при помощи повышающего трансформатора с последующим выпрямлением и фильтрацией.

Поскольку при этом схема получается более простой и надежной, чем при ее построении по первому варианту, было решено при разработке высоковольтного блока остановиться на втором варианте схемы.

8.2. Описание работы ВУПТ по функциональной схеме

На рис. 8.1 представлена функциональная схема разработанного ВУПТ. Как видно из рисунка, ВУПТ построен по схеме линейного стабилизатора. Это позволяет получить высокие динамические показатели, низкий уровень пульсаций и малое выходное сопротивление по сравнению с другими возможными структурами.

Усилитель рассогласования построен на микросхеме А1 типа I40УД14. Для обеспечения устойчивости ВУПТ с выхода на вход операционного усилителя А1 включена емкость С1.

На выходе операционного усилителя А1 включен диод VD1 для обеспечения устойчивой работы при малых входных напряжениях, включая $U_{вх} = 0$. Необходимость его использования объясняется

тем, что выпрямление переменного напряжения, получаемого с повышающего трансформатора T_p , осуществляется нефазочувствительным выпрямителем, вследствие чего выходное напряжение ВУПТ принципиально однополярно и любые флуктуации входного напряжения, определяемые шумами, дрейфом нулевого уровня или переходными процессами, при включении ВУПТ могли бы привести к смене полярности напряжения на входе ВУПТ и превращению отрицательной обратной связи в положительную и, как следствие того, к самовозбуждению усилителя. Далее происходит преобразование выходного напряжения усилителя рассогласования А1 в переменное с помощью транзисторных ключей К1 и К2, управляемых от мультивибратора.

Частота преобразования составляет 10 кГц. Эта частота была выбрана из следующих соображений: коэффициент трансформации повышающего трансформатора равен 100, т.е. вторичная обмотка имеет большое количество витков, что сказывается на габаритах трансформатора, поэтому для снижения этих габаритов и была выбрана такая частота, а также с увеличением частоты легче осуществить сглаживание пульсаций в фильтре выпрямителя.

Далее преобразование происходит следующим образом: через разредительную емкость C_2 амплитудомодулированное напряжение усиливается усилителем переменного тока, включающим в себя операционный усилитель А2 и транзисторный усилитель мощности УМ, охваченным местной цепью обратной связи. С усилителя мощности импульсное напряжение через разделительную емкость C_p поступает на повышающий трансформатор.

Произведем расчет данного трансформатора. [8]

Определим мощность на выходе ВУПТ

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}} = 1200 \cdot 0,005 = 6 \text{ (Вт)}.$$

Найдем максимальное значение тока в первичной обмотке трансформатора, т.е. коллекторные токи выходных транзисторов усилителя мощности УМ.

$$I_{kmax} = \frac{P_{вых}}{\eta \cdot E},$$

где η - к.п.д. преобразователя;
 E - напряжение источника питания выходных транзисторов УМ ($E = 15$ В).

Принимая к.п.д. преобразователя $\eta = 0,7$, получим:

$$I_{kmax} = \frac{6}{0,7 \cdot 15} = 0,6 \text{ (А)}.$$

Найдем габаритную мощность трансформатора:

$$P_2 \approx 1,3 \cdot P_{вых} = 8 \text{ (Вт)}.$$

Для рассчитываемого трансформатора выбираем тороидальный ферритовый сердечник К40 x 25 x 7,5 М2000НМ, для которого индукция насыщения $B_m = 0,25$ Тл.

Найдем число витков первичной обмотки трансформатора:

$$W_1 = \frac{(E - \Delta U_{кэ}) \cdot 10^4}{4 \cdot f \cdot B_m \cdot K_c \cdot S_c},$$

где $\Delta U_{кэ}$ - падение напряжения на переходе коллектор-эмиттер выходного транзистора УМ, В;

f - частота преобразования, Гц;

K_c - коэффициент заполнения сечения сердечника материалом (для феррита $K_c = 1$);

S_c - сечение сердечника, см² (для выбранного сердечника $S_c = 0,56$ см²).

Принимая падение напряжения на транзисторе $\Delta U_{КЭ} = 1,0 \text{ В}$,

получим:

$$W_1 = \frac{(15 - 1,0) \cdot 10^4}{4 \cdot 10^4 \cdot 0,25 \cdot 1 \cdot 0,56} = 25.$$

Найдем число витков выходной обмотки трансформатора:

$$W_2 = W_1 \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{E - \Delta U_{КЭ}} = 25 \cdot \frac{1200}{14} = 2150.$$

Определим действующее значение тока в первичной обмотке:

$$I_K = \frac{I_{K \text{ max}}}{\sqrt{2}} = \frac{0,6}{\sqrt{2}} = 0,42 \text{ (А)}.$$

Диаметры проводов обмоток трансформатора находим по форму-

ле:

$$d = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I}{\delta}},$$

где

d - диаметр провода обмотки, мм;

I - действующее значение тока соответствующей обмот-

ки, А;

δ - допустимая плотность тока в обмотках, А/мм^2 .

Так как обмотки трансформатора будут выполняться проводом в термостойкой изоляции (ПЭЛ или ПЭВ), то допустимая плотность тока в обмотках составляет $\delta = 4 \text{ А/мм}^2$.

Таким образом,

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_{\text{вых}}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,005}{4}} = 0,04 \text{ (мм)};$$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_K}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,42}{4}} = 0,37 \text{ (мм)}.$$

Уточним к.п.д. преобразователя

$$\eta = \frac{U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}}{E \cdot I_{\text{к max}}} = \frac{1200 \cdot 0,005}{15 \cdot 0,6} = 0,67.$$

Так как повышающий трансформатор выполнен на ферритовом сердечнике, то его катушки имеют высокую добротность. Это приводит к тому, что на выходе ВУПТ присутствует коммутационная помеха, которая не фильтруется выходным фильтром. Поэтому для уменьшения этой помехи параллельно первичной обмотке трансформатора включен резистор R_5 , который уменьшает добротность первичной катушки и улучшает согласование выходного усилителя по активной составляющей нагрузки.

Особенностью всей схемы является построение выходного транзисторного фильтра. Высокое напряжение с трансформатора выпрямляется диодным выпрямителем В и сглаживается выходным фильтром на элементах $R_{\phi 1}$, $C_{\phi 1}$, $R_{\phi 2}$, $C_{\phi 2}$, VD_2 , VT_1 , $R_{\text{см}}$. Фильтр на элементах $R_{\phi 1}$ и $C_{\phi 1}$ предназначен для предварительного сглаживания пульсаций выходного напряжения выпрямителя и имеет малую постоянную времени, т.к. падение напряжения на резисторе $R_{\phi 1}$ определяется током нагрузки всей схемы и поэтому $R_{\phi 1}$ не может быть очень высокоомным.

По этой же причине выходной фильтр не может быть выполнен только на пассивных элементах. Необходимый коэффициент фильтрации выходного фильтра определяется, как:

$$K_{\phi} = \frac{U_{п вх}}{U_{п вых}},$$

где $U_{п вх}$, $U_{п вых}$ - соответственно входное и выходное напряжение для пульсаций, В.

Напряжение пульсаций после высоковольтного выпрямителя сос-

составляет порядка 500 В, а значение пульсаций на выходе ВУПТ, согласно техническим требованиям, должно составлять 25 мВ, т.е.

$$K_{\phi} = \frac{500}{0,025} = 20000.$$

Коэффициент фильтрации можно выразить еще и следующей формулой:

$$K_{\phi} = \frac{\tau}{T}, \quad (8.1)$$

где τ - постоянная времени фильтра;

T - период следования пульсаций.

В нашем случае при $T = 5 \cdot 10^{-5}$ с для получения необходимого коэффициента фильтрации, согласно формуле (8.1), необходим фильтр с постоянной времени $\tau = 1$ с, т.е. при $R_{\phi} = 10$ кОм, C_{ϕ} составит 100 мкФ (в случае однозвенного фильтра), т.е.

фильтр должен иметь очень большие габариты. К тому же при такой большой постоянной времени фильтра мы не выполняем требование по времени установления выходного сигнала, которое по техническим требованиям должно быть не более 0,5 с. Причем, время установления выходного сигнала и постоянная времени фильтра связаны следующим соотношением:

$$e^{-\frac{t_{уст}}{\tau}} = \varepsilon, \quad (8.2)$$

где ε - точность установления выходного напряжения, %.

Значит для получения выходного напряжения с точностью 0,002 % необходимо время установления (согласно формуле (8.2) $t_{уст} = 11 \tau$).

Следовательно, выходной фильтр не может быть построен на пассивных элементах, т.к. для обеспечения необходимой точности установления выходного напряжения фильтр должен иметь большую постоянную времени, которая ограничена временем установ-

ления выходного напряжения. Поэтому в данной схеме и было предложено использовать транзисторный фильтр [9,15], который позволяет обеспечить необходимое время установления при малой постоянной времени фильтра. Этот фильтр выполнен на резисторах $R_{ф2}$, $R_{б1}$, транзисторе VT1, стабилитроне VD2 и конденсаторе $C_{ф2}$ (рис. 8.1) и осуществляет окончательную фильтрацию выходного напряжения.

Как известно, у транзисторов токи коллектора и эмиттера при постоянном токе базы мало зависят от напряжения коллектора (рис. 8.3).

Если подать на коллектор напряжение с большой переменной составляющей и выбрать режим фильтра так, чтобы рабочая точка лежала на плоской части характеристики (рис. 8.3), а в цепь базы через $R_{ф2}C_{ф2}$ -фильтр (рис. 8.1) подавать постоянный ток с малой переменной составляющей, то токи коллектора и эмиттера будут практически постоянными. Небольшая переменная составляющая будет определяться некоторой остаточной зависимостью тока коллектора от напряжения коллектора и величиной остаточной переменной составляющей базового тока.

Основной фильтр $R_{ф2}C_{ф2}$ имеет большую постоянную времени (десятки миллисекунд), получить которую позволяет то, что транзистор работает как эмиттерный повторитель, а, следовательно, имеет высокое входное сопротивление. Поэтому в фильтре стало возможным использовать высокоомный резистор $R_{ф2}$ и малую емкость $C_{ф2}$, что очень существенно. Величина резистора $R_{ф2}$ определяется из условия:

$$R_{ф2} < \frac{U_{оп}}{I_{бmax}} \quad (8.3)$$

где $U_{оп}$ - напряжение пробоя стабилитрона VD 2;

$$I_{бmax} = \frac{I_{нmax}}{\beta_{min}} \quad (8.4)$$

где $I_{бmax}$ - максимальный базовый ток транзистора VT1;

$I_{нmax}$ - максимальный ток нагрузки;

β_{min} - минимальный коэффициент передачи транзистора по

току.

Если $R_{ф2}$ выбрано в соответствии с формулой (8.3), то в установившемся режиме стабилитрон VD 2 не пробит и не влияет на работу схемы.

В переходном режиме, например, при скачкообразном увеличении входного сигнала, конденсатор $C_{ф1}$ сравнительно быстро заряжается, происходит пробой стабилитрона VD 2 и быстрый заряд через него конденсатора $C_{ф2}$. При скачкообразном уменьшении входного сигнала, например, от $U_{вх.max}$ до нуля, напряжение на заряженной емкости $C_{ф1}$ закрывает диоды высоковольтного выпрямителя и емкость $C_{ф1}$ сравнительно быстро (т.к. она имеет не большой номинал) разряжается коллекторным током транзистора VT1, который практически равен току нагрузки схемы.

После того, как напряжение на конденсаторе $C_{ф1}$ становится меньше напряжения на емкости $C_{ф2}$ разряд обоих конденсаторов происходит через сравнительно низкоомное сопротивление нагрузки.

Изменение предела выходного напряжения осуществляется переключением резистора $R_{ос}$ цепи обратной связи. В качестве звена обратной связи используется прецизионный делитель ДНМ-7А.

Отметим достоинства данной схемы высоковольтного блока:

I) за счет резкого повышения величины резистора основного фильтра (возможный номинал $R_{ф2}$ - мегаомы) номиналы емкостей уменьшаются, что приводит к уменьшению габаритов схемы и повы-

уменьшению быстродействия при спаде и нарастании выходного напряжения;

2) наличие выходного эмиттерного повторителя приводит к уменьшению выходного сопротивления;

3) наличие стабилитрона предохраняет коллекторный переход транзистора VT1 от перенапряжений при возрастании выходного напряжения и тока.

Выходной фильтр на полной принципиальной схеме (рис. 8.2) несколько отличается от изображенного на рис. 8.1. С целью большего подавления пульсаций предварительный фильтр выполнен двухступенным (R1, C1, R2, C2) и имеет постоянную порядка 0,2 мс; включена дополнительная фильтрующая емкость на выход всей схемы C4, которая служит для сглаживания высокочастотной составляющей пульсаций, подавляет наводки, шумы и острые выбросы помех, которые проходят через емкость коллекторной цепи фильтра; повторитель выполнен на составном транзисторе VT1, VT2, что позволяет получить улучшенные характеристики по сравнению со схемой с одним транзистором (большее значение коэффициента усиления β , что делает возможным еще более увеличить сопротивление $R_{фг}$; меньшее значение нулевого тока коллектора $I_{к0}$); в схему включен диод VD2, для того, чтобы высокочастотная составляющая пульсаций не проходила на выход схемы через довольно значительную ($300 \div 400$ пФ) собственную емкость непробитого стабилитрона VDI в установившемся режиме; в эмиттерную цепь составного транзистора включен резистор R4, который служит для стабилизации режима и повышения коэффициента фильтрации, а также ограничивает ток короткого замыкания устройства.

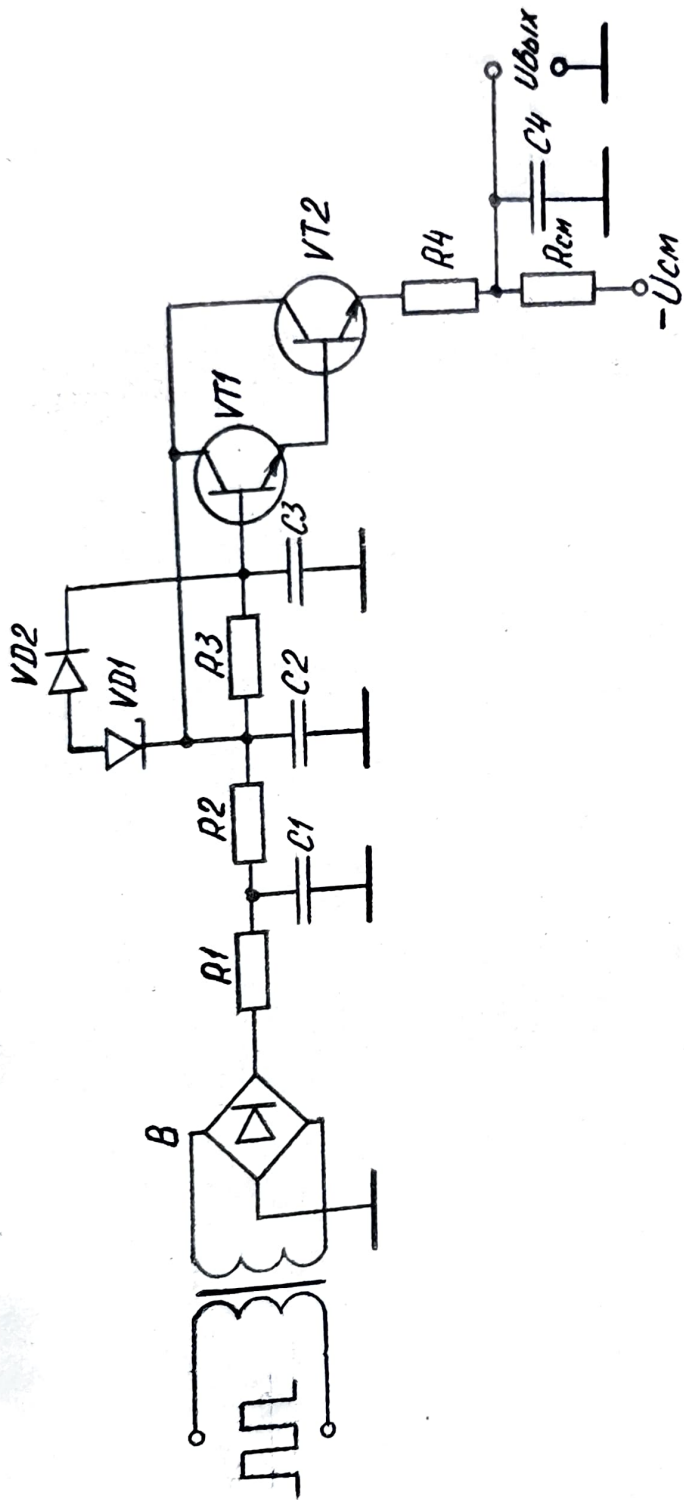


Рис. 8.2

8.3 Расчет динамических характеристик ВУПТ

Быстродействие данного ВУПТ будет в основном определяться быстродействием выходного транзисторного фильтра. Проведем расчет основных элементов фильтра (рис. 8.2). Как уже говорилось выше, данный фильтр должен иметь коэффициент фильтрации, равный $K_{\phi} = 20000$ и иметь время установления не более 0,5 с. Элементы предварительного фильтра (R_1, C_1, R_2, C_2) имеют следующие величины $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ нФ}$ (обоснование их выбора также приводилось выше). При этом постоянная времени этого фильтра будет определяться как:

$$\tau'_i = n^2 \tau_i$$

где n - количество звеньев фильтра;

τ_i - постоянная времени одного звена, с.

В нашем случае фильтр двухзвенный, т.е. $n = 2$.

Тогда

$$\tau'_i = 2^2 \cdot 10^4 \cdot 10^{-8} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Определим коэффициент фильтрации предварительного фильтра по формуле (8.1):

$$K_{\phi 1} = \frac{4 \cdot 10^{-4}}{5 \cdot 10^{-5}} = 8.$$

Следовательно, основной транзисторный фильтр должен обеспечить коэффициент фильтрации

$$K_{\phi 2} = \frac{K_{\phi}}{K_{\phi 1}} = \frac{20000}{8} = 2500.$$

Коэффициент фильтрации транзисторного фильтра определяется согласно [9]

$$K_{\varphi 2} = \frac{2\pi \cdot \tau_2}{T} \quad (8.5)$$

где τ_2 - постоянная времени фильтра, с.

Из формулы (8.5) находим необходимую постоянную времени

фильтра:

$$\tau_2 = \frac{T \cdot K_{\varphi 2}}{2\pi} = \frac{5 \cdot 10^{-5} \cdot 2500}{2 \cdot 3,14} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Такую постоянную времени позволяет получить фильтр на эле-

ментах R3, C3. Применяя формулы (8.3), (8.4) получим при

$I_{b \max} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ А}$, $\beta_{\min} = 1000$ (для составного транзистора

WTH, VT2), $U_{on} = 100 \text{ В}$ (для стабилитрона VDI типа Д817Г).

$$I_{b \max} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^3} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ (А)} ;$$

$$R3 = \frac{100}{5 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ (МОм)}.$$

Из условия (8.3) выбираем R3 равным 3 МОм, а C3 = 10 нФ.

При этом $\tau_2 = 30 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ и время установления

$$t_{уст} = 11 \cdot \tau = 0,33 \text{ с.}$$

Оценим динамические характеристики фильтра при скачкообразном

уменьшении выходного напряжения от $U_{вых \max} = 1000 \text{ В}$ до нуля. Раз-

ряд емкостей фильтра будет происходить через параллельно соеди-

ненные сопротивления $R_{см}$ и R_n . Очевидно, что

$$\tau_1 = C_1 (R_n \parallel R_{см}), \quad \tau_2 = C_2 (R_n \parallel R_{см}), \quad \tau_3 = C_3 (R_n \parallel R_{см}).$$

При $R_{см} = 500 \text{ кОм}$ и $R_n = 200 \text{ кОм}$ сопротивление $(R_n \parallel R_{см})$

имеет величину порядка 140 кОм. Тогда получим

$$\tau_1 = 1,4 \text{ мс}, \quad \tau_2 = 1,4 \text{ мс}, \quad \tau_3 = 1,4 \text{ мс};$$

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = 4,2 \text{ мс.}$$

Следовательно, с учетом действия источника E см, спад выходного напряжения от максимального до нулевого значения будет происходить за время $t_{уст} = \Pi \tau = 46$ мс.

При отключенной нагрузке разряд емкостей фильтра будет происходить только через сопротивление смещения R см. При этом время установления возрастает до $t_{уст} = 0,16$ с.

Следовательно, разработанная схема ВУПТ полностью удовлетворяет требованиям по динамическим характеристикам устройства.

8.4 Расчет погрешностей ВУПТ

Как видно из функциональной схемы ВУПТ, представленной на рис. 8.1, данный высоковольтный блок построен по схеме инвертирующего усилителя (рис. 8.4), погрешности которого можно разделить на мультипликативные и аддитивные. Характеризуя первые, мы будем находить относительные погрешности δ отн (отнесенные к текущему значению полезного сигнала), а для характеристики вторых — приведенные погрешности $\delta_{пр}$ (отнесенные к номинальному значению полезного сигнала) [7].

Прежде всего погрешность ВУПТ будет определяться погрешностью цепи обратной связи, в качестве которой используется прецизионный делитель типа ДНМ-7А, имеющий класс точности 0,002 и температурный коэффициент отношения $2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$.

Определим погрешность ВУПТ от наличия входных токов и напряжения смещения, действующих во входном каскаде блока, построенном на ОУ типа I40УД14. Тогда из соответствующего графа (рис. 8.5,а) найдем:

Имя	Дата	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					136
Контроль:					Формат 1
					Формат 11

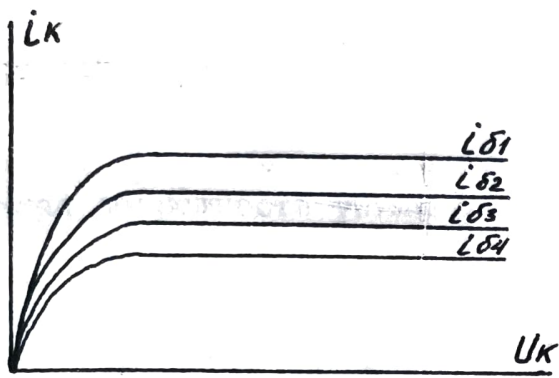


Рис. 8.3

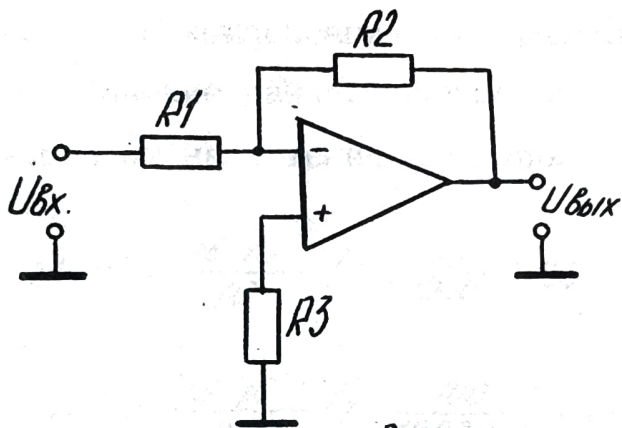


Рис. 8.4

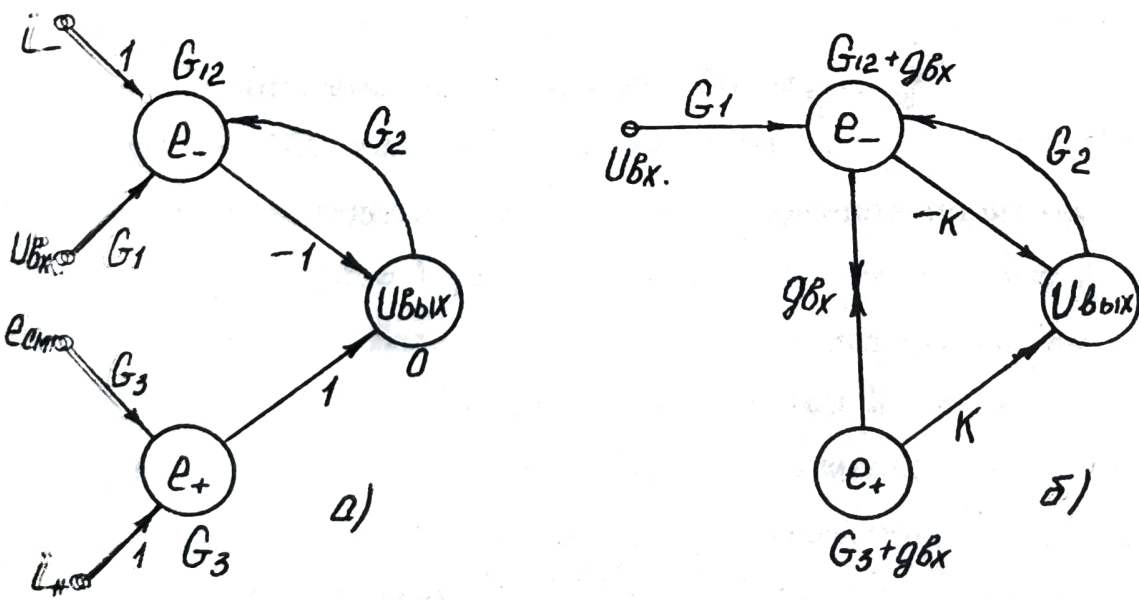


Рис. 8.5

$$U_{\text{вых}} = \frac{[U_{\text{вх}} G_1 (-1) + I_- (-1)] G_3 + [\bar{I}_+ + e_{\text{см}} G_3] G_{12}}{G_{12} \cdot G_{13} \cdot 0 + G_2 \cdot G_3} =$$

$$= -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1} + e_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \bar{I}_- R_2 + \bar{I}_+ \frac{R_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}, \quad (8.6)$$

Приведенная погрешность усилителя, вызванная наличием $e_{\text{см}}$,

будет

$$\gamma_{\text{пр}} [e_{\text{см}}] = \frac{\Delta U_{\text{вых}} [e_{\text{см}}]}{U_{\text{вых.н}}} = \frac{e_{\text{см}} (R_1 + R_2)}{R_1} \cdot \frac{R_1}{U_{\text{вх.н}} \cdot R_2} = \frac{e_{\text{см}}}{U_{\text{вх.н}}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right), \quad (8.7)$$

где $U_{\text{вх.н}}$ и $U_{\text{вых.н}}$ — номинальное значение входного и выходного сигналов усилителя.

С помощью схемы компенсации напряжения смещения нуля усилителя уменьшаем значение данного параметра до величины ≤ 15 мкВ. Тогда погрешность от напряжения смещения составит

$$\gamma'_{\text{пр}} [e_{\text{см}}] = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{10} \left(1 + \frac{100}{1000}\right) \cdot 100\% = 1,65 \cdot 10^{-4} \%,$$

$$\gamma''_{\text{пр}} [e_{\text{см}}] = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{10} \left(1 + \frac{100}{10000}\right) \cdot 100\% = 1,52 \cdot 10^{-4} \%,$$

где γ' — погрешность на пределе 100 В, а γ'' — на пределе 1000 В ($R_2' = 1000$ кОм; $R_2'' = 10000$ кОм).

Изменение выходного напряжения, вызванное наличием тока i_- , в соответствии с (8.6) равно произведению этого тока и сопротивления резистора R_2 . Если сопротивление резистора R_3 равно сопротивлению параллельно соединенных резисторов R_1 и R_2 , то ток i_+ будет вызывать такое же по модулю, но противоположное по знаку смещение напряжения. Следовательно, входные токи будут изменять выходное напряжение лишь тогда, когда они неодинаковы.

Найдем соответствующую приведенную погрешность усилителя,

обусловленную разностью входных токов Δi . Для ОУ типа 1450Д14 разность входных токов составляет 0,2 нА. Тогда получим:

$$\gamma_{пр}[\Delta i] = \frac{\Delta U_{вых}[\Delta i]}{U_{выхн}} = \Delta i R_2 \frac{R_1}{U_{выхн} \cdot R_2} = \frac{\Delta i R_1}{U_{выхн}}, \quad (8.8)$$

$$\gamma_{пр}[\Delta i] = \frac{0,2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^5}{10} \cdot 100\% = 2 \cdot 10^{-4} \%$$

Рассмотрим влияние на выходное напряжение усилителя входного сопротивления и коэффициента усиления ОУ. Исходя из графа рис. 8.5, б найдем К ос (граф содержит четыре элементарных графа, один из которых составлен из взвешенных вершин, второй включает в себя контур - К, G₂, третий - контур g_{bx}, g_{bx} и четвертый - контур g_{bx}, К, G₂):

$$K_{ос} = \frac{U_{вых}}{U_{bx}} = \frac{G_1(-K)(G_3 + g_{bx}) + G_1 g_{bx} K}{(G_{12} + g_{bx})(G_3 + g_{bx}) + K G_2(G_3 + g_{bx}) - g_{bx}^2 - g_{bx} K \cdot G_2}$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{K} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{2g_{bx}} + \frac{R_3}{2g_{bx}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K \cdot \beta}{K\beta + 1}, \quad (8.9)$$

где β - коэффициент обратной связи:

$$\beta = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{2g_{bx}} + \frac{R_3}{2g_{bx}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]^{-1}. \quad (8.10)$$

Формула (8.9) показывает, что коэффициент усиления реально-инвертирующего усилителя меньше идеального значения R₂/R₁. Поскольку разность реального и идеального коэффициентов усиления зависит от таких непостоянных параметров, как коэффициент уси-

ние и входное сопротивление ОУ, это приводит к возникновению погрешностей усилителя. Эти погрешности можно найти, проводя дифференцирование правой части равенства (8.9). В результате получим для погрешности, обусловленной нестабильностью коэффициента усиления ОУ,

$$\gamma_{отн. [K]} = \frac{\Delta K}{K} \cdot \frac{1}{K\beta + 1} \quad (8.11)$$

Как видно из соотношения (8.11), изменение коэффициента усиления ОУ будет вносить тем меньшую погрешность, чем больше усиление по замкнутому контуру усилителя $K\beta$.

Определим минимальный коэффициент ВУПТ по замкнутому контуру $K\beta$, необходимый для обеспечения $\gamma_{отн. [K]} = 0,001\%$ при 100% нестабильности коэффициента усиления ВУПТ с разомкнутой цепью обратной связи (K).

Из выражения (8.11) получим:

$$K\beta = \frac{1 - \gamma_{отн. [K]}}{\gamma_{отн. [K]}} \quad (8.12)$$

$$K\beta = \frac{1 - 10^{-5}}{10^{-5}} = 10^5$$

Из выражения (8.12) находим необходимый коэффициент усиления ВУПТ K при выходном напряжении блока 100 В ($\beta' = 0,1$) и при выходном напряжении блока 1000 В ($\beta'' = 0,01$).

$$K' = 10^6; \quad K'' = 10^7.$$

Минимальный коэффициент усиления ВУПТ на рис. 8.1 с разомкнутой цепью обратной связи составляет $3,5 \cdot 10^7$. При этом по-

лучшим:

$$\gamma_{отн}^I [K] = 100 \% \cdot \frac{1}{3,5 \cdot 10^7 \cdot 0,1 + 1} = 3 \cdot 10^{-5} \% ;$$

$$\gamma_{отн}^{II} [K] = 100 \% \cdot \frac{1}{3,5 \cdot 10^7 \cdot 0,01 + 1} = 3 \cdot 10^{-4} \% .$$

Для погрешности, обусловленной нестабильностью входного сопротивления ОУ $Z_{вх}$, исходя из (8.9), получим следующую формулу:

$$\gamma_{отн} [Z_{вх}] = \frac{\Delta Z_{вх}}{Z_{вх}} \cdot \frac{1}{K\beta + 1} \cdot \frac{R_3 + (R_1 \parallel R_2)}{R_3 + (R_1 \parallel R_2) + Z_{вх}} \quad (8.13)$$

где $R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Так как $R_3 \approx R_1 \parallel R_2$ то из (8.13) получаем

$$\gamma_{отн} [Z_{вх}] = \frac{\Delta Z_{вх}}{Z_{вх}} \cdot \frac{1}{K\beta + 1} \cdot \frac{2R_3}{2R_3 + Z_{вх}} \quad (8.14)$$

Минимальное входное сопротивление ОУ А1 типа I40УД14 составляет 30 МОм. Тогда при 100 % нестабильности входного сопротивления ОУ $Z_{вх}$, исходя из (8.14), находим:

$$\gamma_{отн}^I [Z_{вх}] = 100 \% \cdot \frac{1}{3,5 \cdot 10^7 \cdot 0,1 + 1} \cdot \frac{2 \cdot 0,1}{2 \cdot 0,1 + 30} = 2 \cdot 10^{-7} \% ;$$

$$\gamma_{отн}^{II} [Z_{вх}] = 100 \% \cdot \frac{1}{3,5 \cdot 10^7 \cdot 0,01 + 1} \cdot \frac{2 \cdot 0,1}{2 \cdot 0,1 + 30} = 2 \cdot 10^{-6} \% .$$

Лист

141

№ докум.

Подп.

Дата

Копировал:

Копировал:

Формат 1

Формат 1

Формат 1

Найдем результирующую относительную приведенную погрешность ЭУИТ при нормальных условиях:

$$\gamma = \sqrt{\gamma_{пр}^2 [e_{см}] + \gamma_{пр}^2 [\Delta l] + \gamma_{отн}^2 [K] + \gamma_{отн}^2 [Z_{вх}] + \gamma^2 [R_{oc}]}$$

Так как вес погрешности от входного сопротивления ОУ $\gamma_{отн} [Z_{вх}]$ значительно меньше по сравнению с другими составляющими погрешности, что в расчете этой погрешностью пренебрегаем. При этом имеем:

$$\gamma' = \sqrt{(1,65 \cdot 10^{-4})^2 + (2 \cdot 10^{-4})^2 + (3 \cdot 10^{-5})^2 + (2 \cdot 10^{-3})^2} = 2,02 \cdot 10^{-3} \%$$

$$\gamma'' = \sqrt{(1,52 \cdot 10^{-4})^2 + (2 \cdot 10^{-4})^2 + (3 \cdot 10^{-4})^2 + (2 \cdot 10^{-3})^2} = 2,04 \cdot 10^{-3} \%$$

Определим погрешность, вызываемую температурным дрейфом напряжения смещения и разности входных токов ОУ А1, которые для ОУ типа I40УД14 составляют [19] 3,5 мкВ/°К и 2,5 пА/°К соответственно. Погрешность от температурного дрейфа будет определяться по формуле:

$$\gamma_{пр} [\Delta t^{\circ}] = \frac{e_{др}}{U_{вх.н}} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \Delta t^{\circ} + \frac{I_{др} \cdot R1}{U_{вх.н}} \cdot \Delta t^{\circ} + \frac{\Delta R1}{R2} \cdot \Delta t^{\circ} \quad (8.15)$$

Согласно формуле (8.15) при $\Delta t^{\circ} = 10^{\circ} \text{C}$ получим

$$\gamma'_{пр} [\Delta t^{\circ}] = \left[\frac{3,5 \cdot 10^{-6}}{10} \left(1 + \frac{100}{1000}\right) \cdot 10 + \frac{2,5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5}{10} \cdot 10 + 2 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \right] \cdot 100\% = 2,4 \cdot 10^{-3} \%$$

$$\gamma''_{пр} [\Delta t^{\circ}] = \left[\frac{3,5 \cdot 10^{-6}}{10} \left(1 + \frac{100}{10000}\right) \cdot 10 + \frac{2,5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5}{10} \cdot 10 + 2 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \right] \cdot 100\% = 2,3 \cdot 10^{-3} \%$$

Лист № 142, Подпись и дата

Изд.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

8.5 Выводы

1. Результатом проведенных исследований явилась разработка прецизионного высоковольтного усилителя постоянного тока.
2. Расчетные данные, приведенные в анализе выбранной схемы, доказали возможность построения ВУПТ, удовлетворяющего требованиям технического задания.

9. ИСТОЧНИК КАЛИБРОВАННЫХ ТОКОВ

9.1. Выбор и обоснование общей структурной схемы

В настоящее время в нашей стране выпускается большое количество цифровых измерительных приборов среднего класса точности $0,05 \div 0,1$, большинство из которых измеряют силу постоянного тока. Создание средств поверки цифровых измерительных приборов является важнейшей задачей в области электроизмерительной техники. Поверка приборов по источнику калиброванных токов, представляющему собой переключаемую многозначную меру тока с достаточным для поверки классом точности и диапазоном выходных токов, относится к одной из наиболее производительных и эффективных видов поверки. Создание источников калиброванных токов с ручным и программным управлением позволяет повысить степень автоматизации поверочных работ. Кроме того, применение источников калиброванных токов снижает трудоемкость при поверке приборов в процессе их выпуска и аттестации после ремонта.

Несмотря на эти достоинства, выпуск источников калиброванных токов для широкого применения их в государственной и ведомственной метрологической службе до настоящего времени не налажен.

Выбор структурной схемы источника калиброванных токов определяется особенностями применения их для целей поверки приборов и теми требованиями, которые к ним предъявляются. Основными из этих требований являются:

1. Необходимость изменения выходного тока в широком диапазоне значений, начиная от нуля.
2. Сохранение заданного класса точности выходного тока калибратора при работе в широком диапазоне температур.

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					1

3. Получение необходимого количества дискретных значений выходного тока на каждом пределе.

4. Обеспечение достаточного времени установления выходного тока.

5. Необходимость работы источника калиброванных токов в ручном режиме и в режиме программного управления.

6. Необходимость питания источника калиброванных токов от сети переменного тока.

Для выбора структурной схемы, удовлетворяющей указанным требованиям, проведем обзор существующих схем источников тока.

Первая из предлагаемых схем показана на рис. 9.1 .

В данной схеме нагрузка включена в цепь отрицательной обратной связи усилителя А1. Ток в нагрузке определяется по формуле

$$I_H = \frac{U_{вх}}{R1} \quad , \quad (9.1)$$

где $U_{вх}$ - входное напряжение, В;

$R1$ - образцовое сопротивление, Ом.

Исходя из требований технического задания, источник калиброванных токов должен иметь 5 пределов выходного тока и 10^6 дискретных значений в каждом пределе.

Для реализации данного требования из формулы (9.1) видно, что выходной ток можно регулировать изменением или $U_{вх}$ или $R1$. Поскольку разрабатывается источник калиброванных напряжений и токов, то проще выбрать за регулируемую величину $U_{вх}$, взяв ее с источника калиброванных напряжений, таким образом, легко реализуется требование по количеству дискретных значений выходного тока на каждом пределе. Переключение пределов проще реализуется изменением $R1$, т.к. при постоянном $R1$ необходимо было бы переключать пределы выходного напряжения, включая пределы 100 и

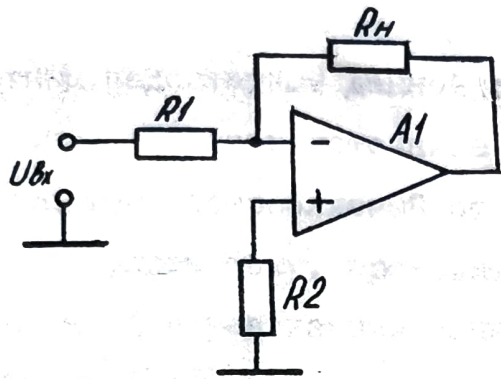


Рис. 9.1

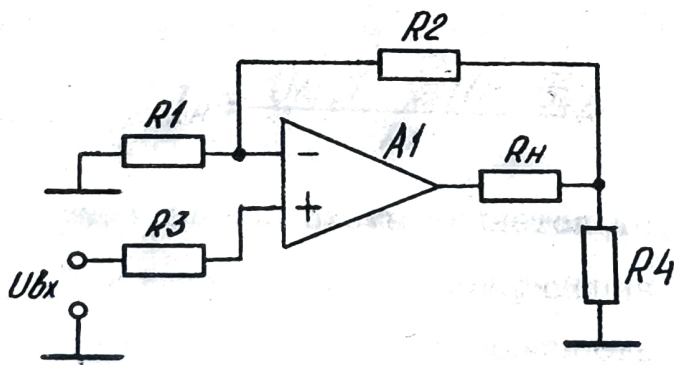


Рис. 9.2

Лист № 146 / Форма, тип, № / Подпись и дата

№ докум.	Подп.	Дата

1000 В, что привело бы к огромным потерям мощности на резисторе R_1 ($P_p = 1$ кВт, при $I_H = 1$ А и $U_{bx} = 1000$ В), при классе точности 0,01, это реализовать невозможно.

Рассматриваемая схема, исходя из формулы (9.1), имеет две составляющие погрешности δU_{bx} и δR_1 , что является несомненным ее достоинством.

Основным недостатком данной схемы, благодаря чему она не может быть использована в источнике калиброванных напряжений, является то, что ток, потребляемый от источника калиброванных напряжений U_{bx} , равен току, проходящему по сопротивлению нагрузки. Таким образом, для реализации данной схемы источника тока необходима доработка схемы источника калиброванных напряжений для увеличения выходного тока до 1 А, что противоречит техническому заданию на разработку.

Рассмотрим схему, показанную на рис. 9.2, позволяющую снизить мощность, потребляемую от источника калиброванных напряжений.

Ток, протекающий через нагрузку, в данной схеме определяется выражением

$$I_H = \frac{U_{bx} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right)}{R_1} \quad (9.2)$$

Достоинством данной схемы является то, что ток, потребляемый от источника калиброванного напряжения небольшой. Однако, как видно из формулы (9.2), на погрешность установления тока нагрузки влияют погрешности трех резисторов (δR_1 , δR_2 , δR_4) и погрешность источника опорного напряжения (δU_{bx}).

Данную схему нецелесообразно использовать в качестве источника калиброванных напряжений из-за большого числа источников погрешностей.

№ докум.			Подп.	Дата	Лист
					147
Копирован					Формат 1
					Формат 1

Рассмотрим схему, показанную на рис. 9.3 .

Достоинством данной схемы является заземленная нагрузка.

Ток через нагрузку определяется формулой

$$I_H = \frac{R_1(R_4+R_5)R_2R_4}{[R_1(R_4+R_5)-R_2R_3]R_H+R_1R_5(R_3+R_4)} U_{BX} . \quad (9.3)$$

Для того, чтобы I_H не зависел от R_H , нужно, чтобы выполнялось равенство

$$R_1(R_4+R_5)-R_2R_3=0 . \quad (9.4)$$

Тогда получим

$$I_H = \frac{U_{BX}R_2}{R_1R_5} . \quad (9.5)$$

Из приведенных соотношений видно, что в частном случае в данной схеме можно принять $R_4 = 0$.

Недостатком данной схемы также является наличие большого числа составляющих погрешности (δR_1 , δR_2 , δR_5 , δU_{BX}).

Следующая схема, показанная на рис. 9.4, несколько отличается от предыдущих схем.

В данной схеме падение напряжения на образцовом резисторе R_1 поддерживается усилителем А I, равным образцовому напряжению U_{BX} . Ток стока транзистора VT1 будет равен

$$I_C = \frac{U_{BX}}{R_1} . \quad (9.6)$$

Поскольку токи стока и истока этого транзистора одинаковы, то, следовательно, и ток в нагрузке R_H будет определяться тем же выражением (9.6). Погрешность рассматриваемой схемы, как следует из выражения (9.6), состоит только из двух составляющих

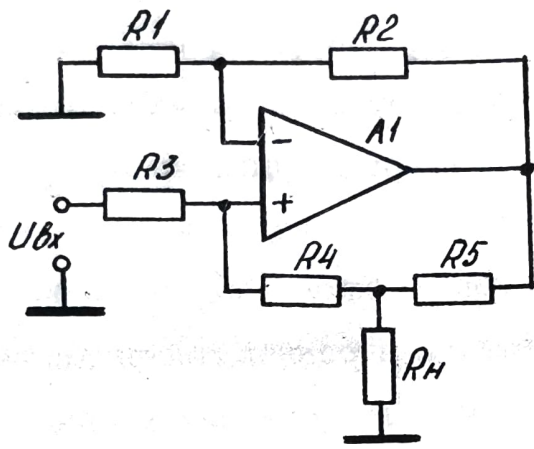


Рис. 9.3

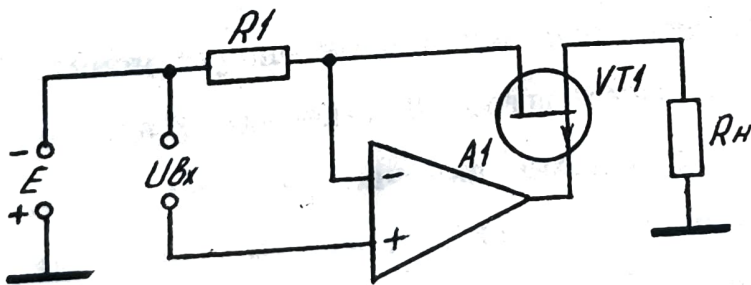


Рис. 9.4

(δR_1 , δU_{bx}), что является достоинством схемы.

Однако к регулируемому элементу V_{TI} предъявляются довольно высокие требования. Во-первых, при работе на старшем пределе транзистор V_{TI} должен регулировать ток величиной I А. Во-вторых, чтобы ток утечки затвора на младшем пределе не вносил погрешности более, чем единица младшей декады, его величина должна быть не более 10^{-10} А. Обзор существующих полевых транзисторов показывает, что отечественная промышленность не выпускает полевых транзисторов с вышеуказанными характеристиками. Поэтому данную схему реализовать нельзя.

Рассмотрим схему источника тока, показанную на рис. 9.5.

Ток нагрузки в данной схеме определяется формулой

$$I_H = \frac{U_{bx}}{R_1} \quad (9.7)$$

Как видно из формулы (9.7) данная схема обладает двумя составляющими погрешности (δU_{bx} , δR_1), что является достоинством этой схемы.

Однако в данном случае необходимо провести определение необходимых параметров усилителя. В соответствии с техническим заданием допустимое изменение значения выходного тока не должно превышать основной погрешности при изменении температуры на 10°C . Исходя из этого определим погрешности, вносимые в схему усилителем A_1 . Основными причинами появления погрешностей являются:

1. Дрейф напряжения смещения.
2. Конечная величина коэффициента усиления.
3. Конечный коэффициент подавления синфазного сигнала.
4. Напряжение смещения нуля.
5. Конечная величина входного сопротивления.

6. Входные токи.

7. Дрейф разности входных токов.

Кроме того необходимо учесть погрешности $\delta U_{вх}$ и δR_1 .

Общую погрешность схемы можно выразить формулой:

$$\delta = \delta U_{вх} + \delta R_1 + \delta U_{др} + \delta A + \delta K_c + \delta U_{см} + \delta R_{вху} + \delta I_{вх} + \delta \Delta T_{др}, \quad (9.8)$$

где $\delta U_{вх}$ - погрешность установки образцового напряжения;

δR_1 - погрешность от изменения образцового сопротивления;

$\delta U_{др}$ - погрешность, вносимая дрейфом выходного напряжения усилителя, при изменении внешней температуры на 10°C ;

δA - погрешность от конечной величины коэффициента усиления усилителя;

δK_c - погрешность от конечной величины коэффициента подавления синфазного сигнала усилителем;

$\delta U_{см}$ - погрешность от напряжения смещения усилителя;

$\delta R_{вху}$ - погрешность от конечной величины входного сопротивления усилителя;

$\delta I_{вх}$ - погрешность, вносимая входным током усилителя;

$\delta \Delta T_{др}$ - погрешность от дрейфа разности входных токов усилителя при изменении внешней температуры на 10°C .

Из технического задания известно, что $\delta \leq 0,02\%$,

$\delta U_{вх} \leq 0,003\%$. В качестве образцового сопротивления R_1 выбран печатный резистор, помещенный в активный термостат с точностью поддержания температуры $\pm 1^\circ\text{C}$, при этом погрешность от изменения образцового сопротивления $\delta R_1 \leq 0,002\%$. Таким образом, на составившие составляющие погрешности остается в сумме $0,015\%$ или каждая составляющая погрешности не должна превышать $0,001\%$.

Исходя из этого условия, определим требования к усилителю.

Дрейф выходного напряжения усилителя при условии изменения

температуры окружающей среды на 10°C определяется по формуле:

$$\Delta U_{др} = \delta U_{вх} \quad (9.9)$$

На пределе 1 A входное напряжение $U_{вх} = 0,1 \text{ В}$, при этом смещение выходного напряжения равно $\Delta U_{др} = 10^{-6} \text{ В}/10^{\circ}\text{C}$ или на 1°C получаем $\Delta U_{др} \leq 0,1 \text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$.

Коэффициент усиления можно приблизительно определить по формуле:

$$A = \frac{1 + \frac{R_H}{R_I}}{\delta} \quad (9.10)$$

откуда $A \geq 10^5$.

Коэффициент подавления синфазного сигнала равен

$$K_c = 20 \lg \frac{U_{вх.с}}{U_{вых.с}} \quad (9.11)$$

откуда $K_c \geq 100 \text{ дБ}$.

Напряжение смещения не должно превышать

$$U_{см} = \frac{\delta U_{вх}}{100} \quad (9.12)$$

или $U_{см} \leq 1 \text{ мкВ}$.

Входное сопротивление разомкнутого усилителя при выходном сопротивлении источника сигнала 100 Ом и коэффициенте усиления разомкнутого усилителя 10^5 можно определить по формуле:

$$R_{вх.у} = \frac{R_c(1-\delta)}{\delta(1+A)} \quad (9.13)$$

где R_c - выходное сопротивление источника сигнала.

Проведя расчет получаем $R_{вх.у} \geq 10^2 \text{ Ом}$.

Входной ток усилителя не должен превышать

$$I_{вх} = \frac{\delta U_{вх}}{R_c} \quad (9.14)$$

откуда $I_{вх} \leq 10^{-8} \text{ А}$.

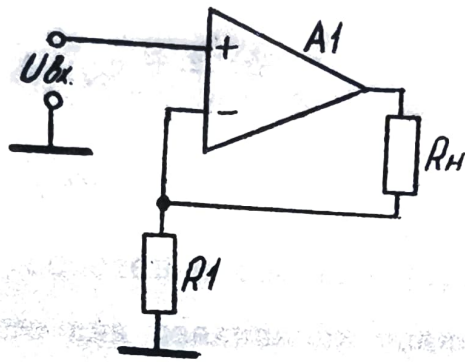


Рис. 9.5

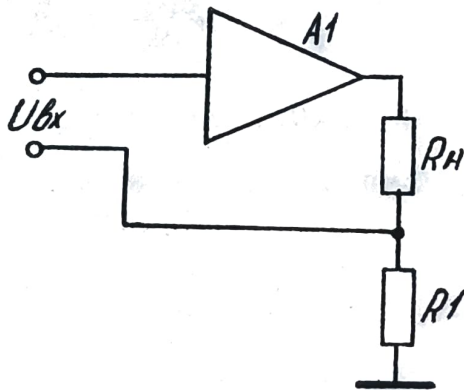


Рис. 9.6

Лист 1. Подпись в левом нижнем углу. Подпись в правом нижнем углу. Подпись в левом верхнем углу. Подпись в правом верхнем углу.

№ докум.	Подп.	Дата

Определим дрейф разности входных токов на пределе 0,1 мА, когда значение образцового сопротивления максимально ($R_1 = 10^4 \text{ Ом}$), а выходное сопротивление источника образцового напряжения близко к нулю:

$$\Delta I_{др} = \frac{\delta U_{вх}}{R_1} \quad (9.15)$$

откуда $\Delta I_{др} \leq 10^{-10} \text{ А/}^\circ\text{С}$.

Из приведенных расчетов и анализа характеристик аналоговых микросхем следует, что для реализации усилителя с вышеприведенными параметрами необходима разработка дифференциального МДМ усилителя, т.к. ни одна из выпускаемых серийно микросхем не обладает необходимыми характеристиками. Разработка дифференциального МДМ усилителя представляет трудности. В связи с этим данная схема реализована быть не может.

Рассмотрим схему, показанную на рис. 9.6, которая выбрана для реализации источника тока.

Ток нагрузки в данной схеме определяется формулой:

$$I_H = \frac{U_{вх}}{R_1} \quad (9.16)$$

В данной схеме в качестве усилителя А1 используется МДМ усилитель с параллельным каналом. Данный усилитель имеет следующие характеристики:

дрейф выходного напряжения	$\leq 0,05 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$;
коэффициент усиления	$\geq 10^8$;
напряжение смещения	$\leq 5 \text{ мкВ}$;
входной ток	$\leq 300 \text{ пА}$;
дрейф входного тока	$\leq 2 \text{ пА/}^\circ\text{С}$;
входное сопротивление	10^6 Ом .

Общую погрешность схемы определим по формуле:

$$\delta = \delta_{U_{вх}} + \delta_{R_1} + \delta_{U_{др}} + \delta_A + \delta_{U_{см}} + \delta_{R_{вх.у}} + \delta_{I_{др}} + \delta_{I_{др}} \quad (9.17)$$

Поскольку в схеме усилителя предусмотрена регулировка величины входного тока и напряжения смещения, то данные погрешности можно не учитывать. Тогда

$$\delta = \delta_{U_{вх}} + \delta_{R_1} + \delta_{U_{др}} + \delta_A + \delta_{R_{вх.у}} + \delta_{I_{др}} \quad (9.18)$$

В соответствии с изложенным выше $\delta_{U_{вх}} = 0,003 \%$,
 $\delta_{R_1} = 0,002 \%$.

Погрешность от дрейфа выходного напряжения усилителя определим при изменении температуры на 10°C :

$$\delta_{U_{др}} = \frac{\Delta U_{др}}{U_{вх}} \cdot 10 \quad (9.19)$$

откуда $\delta_{U_{др}} = 0,0005 \%$.

Погрешность от конечной величины коэффициента усиления равна:

$$\delta_A = \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_1 + R_H}{R_1} \right) \quad (9.20)$$

при этом $\delta_A = 10^{-6} \%$.

Погрешность от конечной величины входного сопротивления усилителя равна:

$$\delta_{R_{вх.у}} = \frac{R_c}{R_c + R_{вх.у} \left(1 + A \frac{R_1 + R_H}{R_1} \right)} \quad (9.21)$$

откуда $\delta_{R_{вх.у}} = 10^{-10} \%$.

Погрешность от дрейфа входного тока усилителя определяется при изменении температуры на 10°C :

$$\delta_{I_{др}} = \frac{I_{др} \cdot R_c}{U_{вх}} \cdot 10 \quad (9.22)$$

получаем $\delta_{I_{др}} = 10^{-6} \%$.

Таким образом, общая погрешность источника тока не превышает:

$$\delta \leq 0,006 \%$$

что не превышает требований технического задания.

№ докум.	Подп.	Дата	Лист
			156

10. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеенко А.Г. Основы микросхемотехники, "Советское радио", Москва, 1977.
2. Волюнский А.Е., Рачин С.А., Смирнов А.А. Авторское свидетельство № _____, выданное по заявке 2744404/24-07, решение о выдаче от 31.05.79 г.
3. Волюнский А.Е., Рачин С.А., Смирнов А.А. Авторское свидетельство № 619927 "Время-импульсное устройство для умножения".
4. Волюнский А.Е., Рачин С.А., Смирнов А.А. Авторское свидетельство № 621024 "Аналоговое запоминающее устройство".
5. Волюнский А.Е., Рачин С.А., Смирнов А.А. Авторское свидетельство № 666584 "Аналоговое запоминающее устройство".
6. Гутников В.С. Применение операционных усилителей в измерительной технике, "Энергия", Ленинград, 1975.
7. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах, "Энергия", Ленинград, 1980.
8. Гершунский Б.С. Расчет основных электронных и полупроводниковых схем в примерах, изд. Киевского университета, 1968.
9. Под ред. Додика С.Д. и Гальперина Е.И. Источники электропитания на полупроводниковых приборах, "Советское радио", 1969.
10. Иванов Р.А. и др. Преобразователи код-напряжение с промежуточным преобразованием в ШИМ-сигнал, "Труды ВНИИЭП", вып. 17, 1973 г.
11. Кори Г. и Корн Т. Справочник по математике, "Наука", Москва, 1977.
12. Нетребенко К.А. Цифровые делители напряжения, "Энергия", Москва, 1970.

Всего листов: _____
Получено в дата: _____
Всего листов: _____
Получено в дата: _____

№ докум.	Подп.	Дата	Лист
			157

13. Научно-технический отчет Я610.019.041-045 шифр "Бываждение I", Таллинское КБ радиоаппаратуры.
14. Научно-технический отчет по НИР шифр "Витязь", ККБРА.
15. Научно-технический отчет по НИР "Исследование возможностей повышения метрологических и эксплуатационных характеристик высоковольтных выходных устройств", 371/73, инв. № 74017986, СФ ВНИИ, Лейтман М.Б., Смоленск, 1975.
16. Розенблат М.Г., Михайлов Г.Х. Источники калиброванных напряжений постоянного тока, "Энергия", Москва, 1976.
17. Рачин С.А. Анализ погрешностей итерационного широтно-импульсного преобразователя, "Труды ВНИИЭП", вып. 31, 1976 г.
18. Смоллов В.Б. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации, "Энергия", Ленинград, 1976.
19. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы, "Советское радио", Москва, 1979.
20. Шляндин В.М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы, "Высшая школа", Москва, 1973.
21. *Naydan B., Brinkman J., Ladderless Digital - to - analog converter*, пат. США, № 3, 646, 545, 1972.
22. *Sugiyuma Takachi, Yamaguchi Keiki. Pulse with modulation DC potentiometer.* "IEEE Trans. Instrum. and Measur." 1970, 19, № 4, p. 286-290.
23. *Yamaguchi K. DC. Standard Voltage Generator using PWM,* "Yokogawa Technical Report", 17, 1973.

ПРИЛОЖЕНИЕ I

Основная погрешность ИКН
на пределе 10 В

Проверяемые точки, В	Показания потенциометра, В	Погрешность, мкВ	
		Фактическая	Допустимая
0,00000	0,00003	30	
0,00100	0,00103	30	
0,00400	0,00402	20	
0,00800	0,00802	20	
0,01000	0,01003	30	
0,04000	0,04003	30	
0,08000	0,08002	20	
0,10000	0,10004	10	
0,20000	0,20002	20	
0,30000	0,30002	20	
0,40000	0,40002	20	
0,50000	0,50003	30	
0,60000	0,60002	20	200
0,70000	0,70003	30	
0,80000	0,80002	20	
0,90000	0,90003	30	
1,00000	1,00004	40	
2,00000	2,00003	30	
3,00000	3,00004	40	
4,00000	4,00003	30	
5,00000	5,00004	40	
6,00000	6,00004	40	
7,00000	7,00004	40	
8,00000	8,00003	30	
9,00000	9,00003	30	
9,99000	9,99003	30	

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Основная погрешность ИКН
на пределе 100 В

Поверяемые точки, В	Показания потенциометра, В	Погрешность, мВ	
		Фактическая	Допустимая
00,0000	0,0005	0,5	
00,1000	0,1006	0,6	
00,2000	0,2005	0,5	
00,3000	0,3005	0,5	
00,4000	0,4005	0,5	
00,5000	0,5006	0,6	
00,6000	0,6006	0,6	
00,7000	0,7005	0,5	
00,8000	0,8004	0,4	
00,9000	0,9005	0,5	
01,0000	1,0006	0,6	
04,0000	4,0007	0,7	
08,0000	8,0009	0,9	2,5
10,0000	10,0010	1,0	
12,0000	12,0011	1,1	
14,0000	14,0013	1,3	
18,0000	18,0015	1,5	
20,0000	20,0014	1,4	
30,0000	30,0015	1,5	
40,0000	40,0016	1,6	
50,0000	50,0017	1,7	
60,0000	60,0016	1,6	
70,0000	70,0017	1,7	
80,0000	80,0017	1,7	
90,0000	90,0018	1,8	
100,0000	100,0018	1,8	

Основная погрешность ИКН
на пределе 1000 В

Поверяемые точки, В	Показания потен- циометра, В	Погрешность, мВ	
		Фактическая	Допустимая
0,000	0,005	5	
0,100	0,106	6	
0,400	0,406	6	
0,800	0,806	6	
1,000	1,005	5	
4,000	4,006	6	
8,000	8,007	7	
10,000	10,006	6	
20,000	20,007	7	
30,000	30,007	7	
40,000	40,008	8	
50,000	50,008	8	
60,000	60,007	7	25
70,000	70,008	8	
80,000	80,009	9	
90,000	90,010	10	
100,000	100,010	10	
200,000	200,012	12	
300,000	300,014	14	
400,000	400,013	13	
500,000	500,016	16	
600,000	600,016	16	
700,000	700,018	18	
800,000	800,019	19	
900,000	900,018	18	
1000,000	1000,021	21	

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Основная погрешность ИКТ.

Предел вых. тока	Поверяемые точки, мА	Показания по- тенциометра, В	Погрешность, мкВ	
			факт.	допуст.
II	2	3	4	5
	0,0000000	0,000015	I5	
	0,0000010	0,000018	I7	
	0,0000040	0,000018	I4	
	0,0000080	0,000022	I4	
	0,0000100	0,000116	I6	
	0,0000200	0,000217	I7	
	0,0000400	0,000417	I7	
	0,0000800	0,000818	I8	
	0,0001000	0,001018	I8	
	0,0002000	0,002016	I6	
0,01 мА	0,0004000	0,004016	I6	200
	0,0008000	0,008014	I4	
	0,0010000	0,010016	I6	
	0,0020000	0,020015	I5	
	0,0030000	0,030017	I7	
	0,0040000	0,040016	I6	
	0,0050000	0,050018	I8	
	0,0060000	0,060016	I6	
	0,0070000	0,070016	I6	
	0,0080000	0,080018	I8	
	0,0090000	0,090018	I8	
	0,0100000	1,000016	I6	
	0,0000000	0,000020	20	
	0,0001000	0,000120	20	
	0,0004000	0,000430	30	
II мА	0,0008000	0,000820	20	100
	0,0010000	0,001030	30	
	0,0020000	0,002030	30	
	0,0040000	0,004030	30	
	0,0080000	0,008040	40	
	0,0100000	0,010040	40	

Продолжение
приложения 3

I	2	3	4	5
	0,020000	0,020030	30	
	0,040000	0,040040	40	
	0,080000	0,080030	30	
	0,100000	0,100040	40	
	0,200000	0,200030	30	
	0,300000	0,300040	40	
II mA	0,400000	0,400020	20	100
	0,500000	0,500020	20	
	0,600000	0,600040	40	
	0,700000	0,700030	30	
	0,800000	0,800050	50	
	0,900000	0,900040	40	
	I,000000	I,000040	40	
	0,000000	0,000020	20	
	0,000100	0,000030	20	
	0,000400	0,000060	20	
	0,001000	0,000120	20	
	0,004000	0,000410	10	
	0,008000	0,000810	10	
	0,010000	0,001010	10	
	0,040000	0,004020	20	
	0,080000	0,008020	20	
10 mA	0,100000	0,010020	20	100
	0,400000	0,040000	0	
	0,800000	0,080020	20	
	I,000000	0,100030	30	
	2,000000	0,200030	30	
	3,000000	0,300040	40	
	4,000000	0,400030	30	
	5,000000	0,500030	30	
	6,000000	0,600020	20	
	7,000000	0,700020	20	
	8,000000	0,800030	30	
	9,000000	0,900020	20	
	10,000000	I,000040	40	

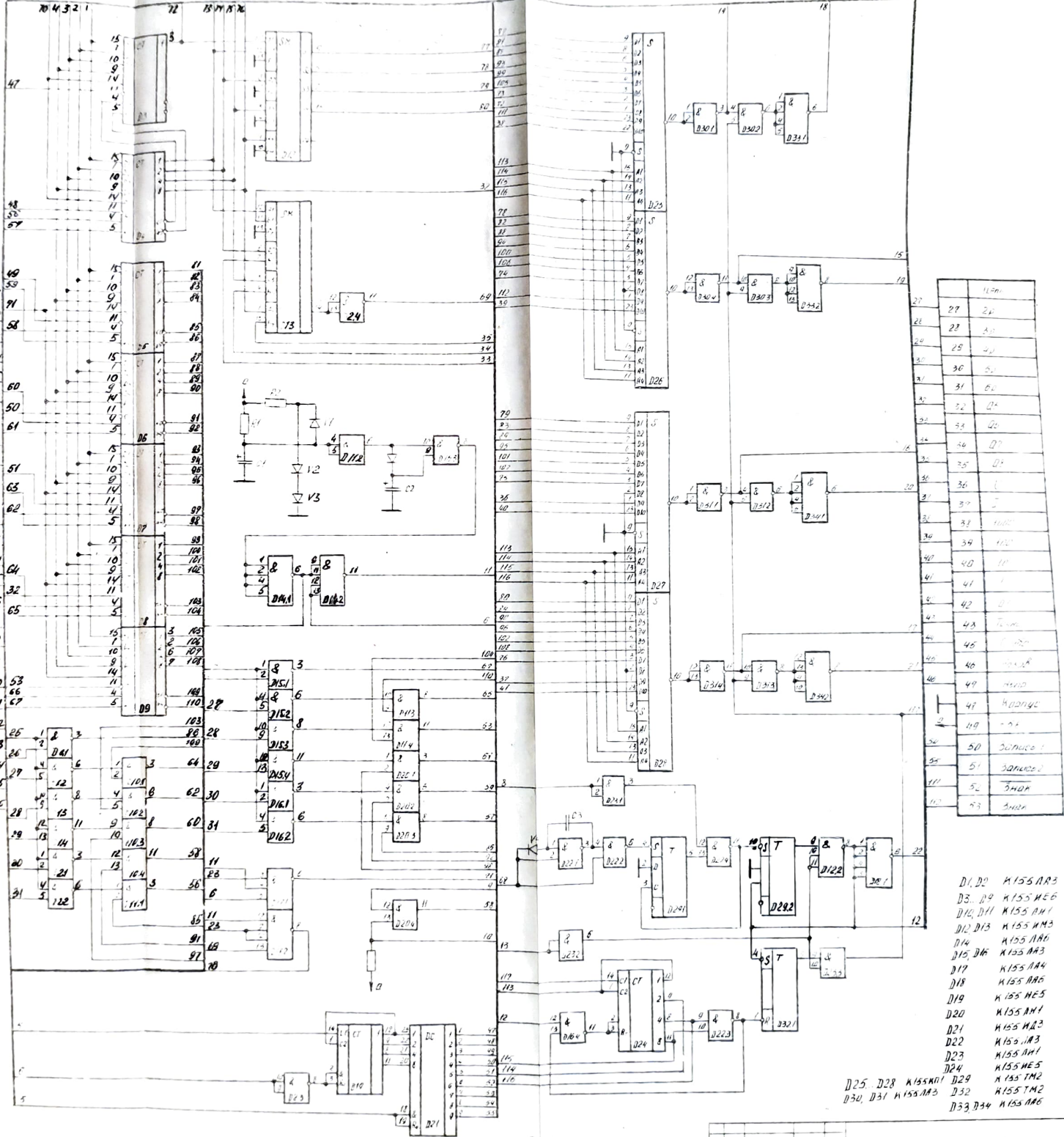
Продолжение
приложения 3

I	2	3	4	5
	0,0000	0,000010	10	
	0,0010	0,000020	10	
	0,0040	0,000060	20	
	0,0100	0,000110	10	
	0,0400	0,000410	10	
	0,0800	0,000800	0	
	0,1000	0,001010	10	
	0,4000	0,004010	10	
	0,8000	0,008020	20	
	1,0000	0,010010	10	
1000 мА	4,0000	0,040010	10	200
	8,0000	0,080010	10	
	10,0000	0,100000	0	
	20,0000	0,200010	10	
	30,0000	0,300000	0	
	40,0000	0,400010	10	
	50,0000	0,500010	10	
	60,0000	0,600020	20	
	70,0000	0,700000	0	
	80,0000	0,800020	20	
	90,0000	0,900020	20	
	100,0000	1,000010	10	
	0,000	0,000020	20	
	0,010	0,000040	30	
	0,040	0,000060	20	
	0,100	0,000120	20	
	0,400	0,000410	10	
1000 мА	0,800	0,000810	10	200
	1,000	0,001020	20	
	4,000	0,004020	20	
	8,000	0,008030	30	
	10,000	0,010020	20	
	40,000	0,040020	20	
	80,000	0,080040	40	

Продолжение
приложения 3

1	2	3	4	5
	100,000	0,100030	30	
	200,000	0,200030	30	
	300,000	0,300040	40	
	400,000	0,400040	40	
10000 MA	500,000	0,500040	40	200
	600,000	0,600050	50	
	700,000	0,700050	50	
	800,000	0,800060	60	
	900,000	0,900050	50	
	1000,000	1,000050	50	

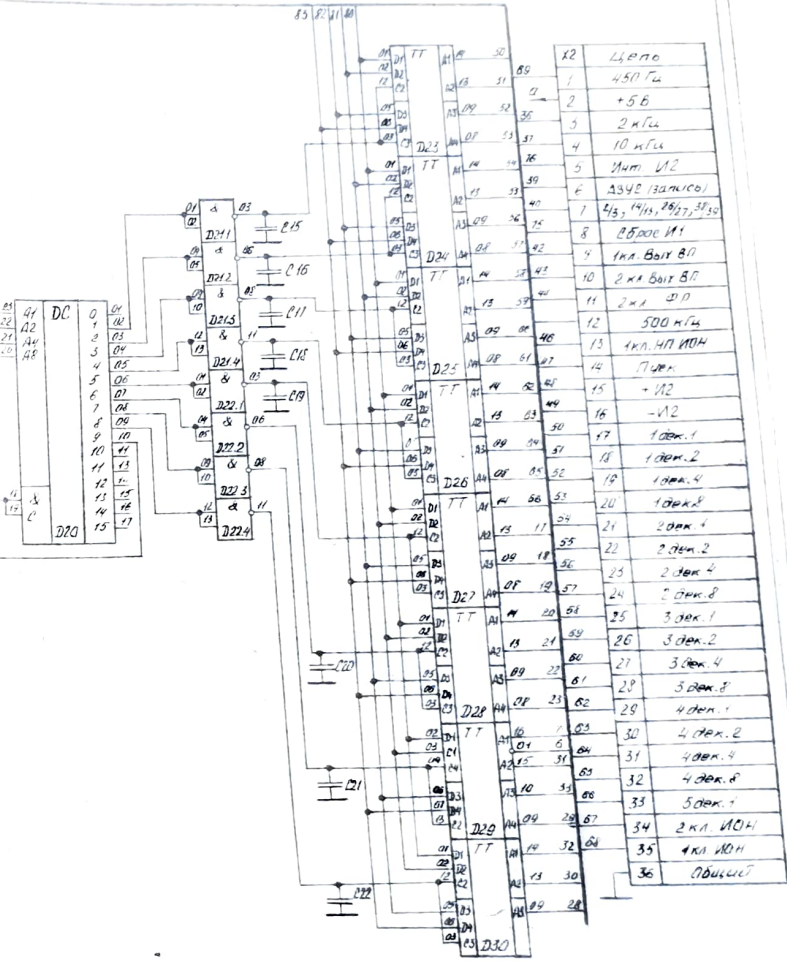
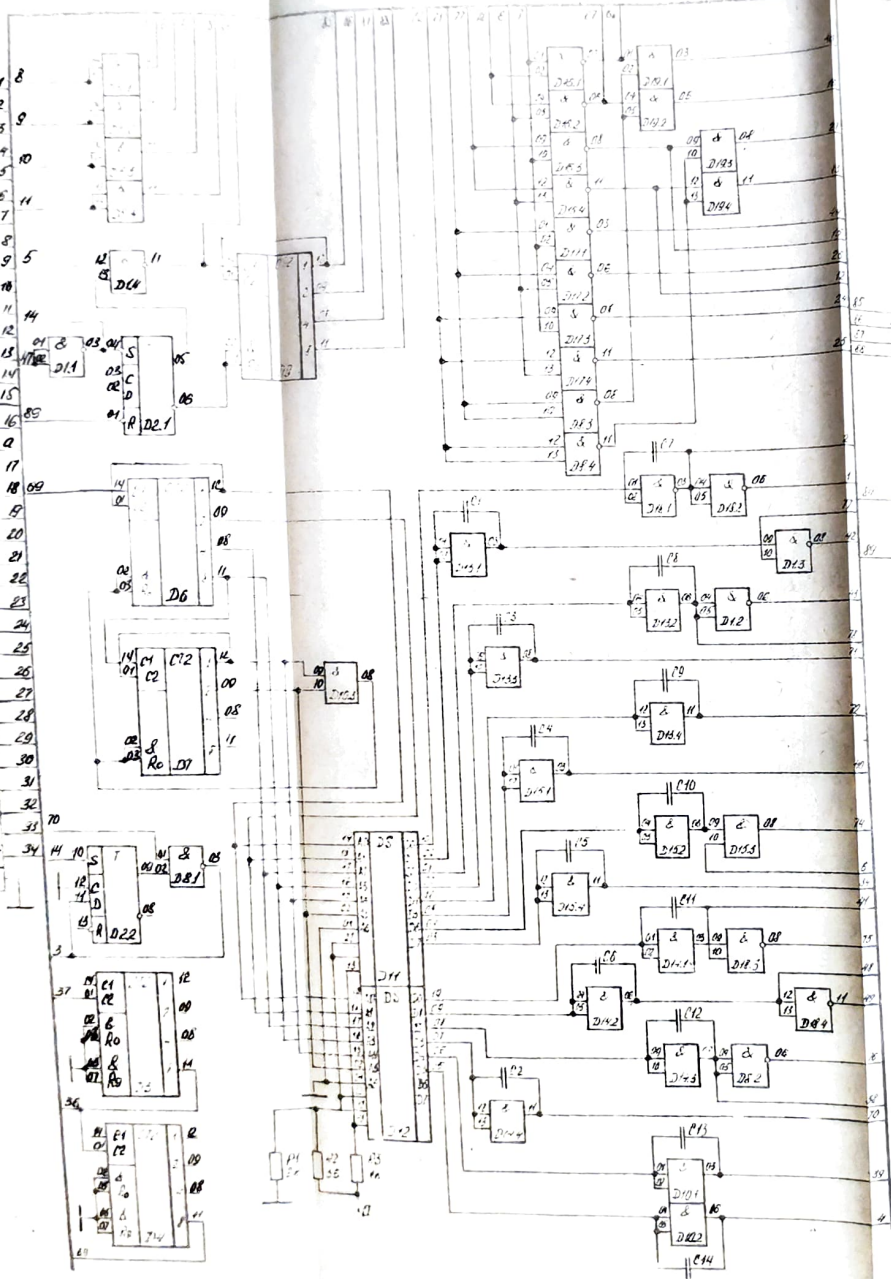
1.0.0.6	
0.0.6.1	1
0.0.6.2	2
0.0.6.3	3
0.0.6.4	4
0.0.6.5	5
0.0.6.7	6
0.0.6.8	7
Σ 4.8	8
ПУСК	9
ЗОН ВН	10
доп	11
ПУСК1	12
250.0.0.4	13
Q1	14
Q2	15
Q3	16
Q4	17
TQ1	18
TQ2	19
TQ3	20
TQ4	21
С.т.р.о.б	22
С.б.о.о.с. В.Н	23
"1"	24
"1"	25
1.0	26



11.0.0.	
2.7	2.7
2.8	2.8
2.9	2.9
3.0	3.0
3.1	3.1
3.2	3.2
3.3	3.3
3.4	3.4
3.5	3.5
3.6	3.6
3.7	3.7
3.8	3.8
3.9	3.9
4.0	4.0
4.1	4.1
4.2	4.2
4.3	4.3
4.4	4.4
4.5	4.5
4.6	4.6
4.7	4.7
4.8	4.8
4.9	4.9
5.0	5.0
5.1	5.1
5.2	5.2
5.3	5.3

- D1, D2 K155AR3
- D3, D9 K155HE6
- D10, D11 K155AH1
- D12, D13 K155HM3
- D14 K155AM6
- D15, D16 K155AR3
- D17 K155AA4
- D18 K155AR6
- D19 K155HE5
- D20 K155AH1
- D21 K155AR3
- D22 K155AM3
- D23 K155AH1
- D24 K155HE5
- D25, D28 K155AH1
- D29 K155TM2
- D30, D31 K155AR3
- D32 K155TM2
- D33, D34 K155AR6

- 12n6
- 2KA BAK M1
- 1KA BAK M1
- CG 000 PZ
- ABH (SAMOC)
- Смодс
- Смод. ПОН.
- Смод. ПОН.
- 1
- 2
- 4
- 8
- 4KA M1M
- 4KA M1M1M
- 700K
- 3KA M1M
- 2KA M1M1M
- +5B
- 500K2
- 500K4
- 500K8
- 500K1
- 500K2
- 500K4
- 500K8
- 1KA PP
- 3KA PP
- 4KA PP
- 3KA M1M1M
- 1000
- 1
- 100
- 1/11
- 10
- 0,1
- M1M1M1M
- 0,444

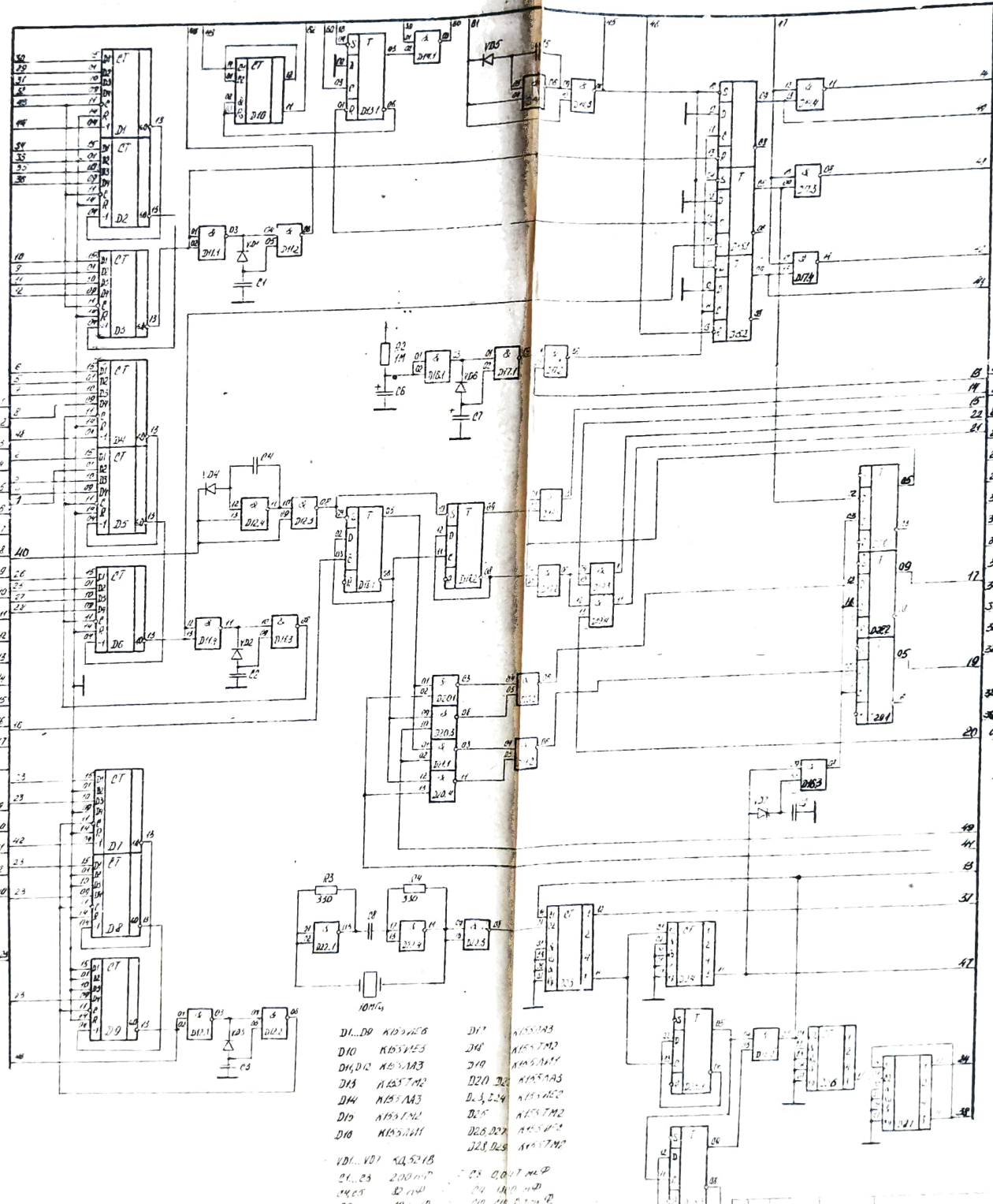


K2	12n6
1	450 Td
2	+5B
3	2 nTca
4	10 nTca
5	M1M1M
6	ABVE (SAMOC)
7	4B, 14H, 20T, 20T50
8	25000 M1
9	1KA BAK B1
10	2KA BAK B1
11	2KA B1D
12	500 nTca
13	1KA M1M1M
14	700K
15	+12
16	-12
17	100K.1
18	100K.2
19	100K.4
20	100K.8
21	200K.1
22	200K.2
23	200K.4
24	200K.8
25	300K.1
26	300K.2
27	300K.4
28	300K.8
29	400K.1
30	400K.2
31	400K.4
32	400K.8
33	500K.1
34	2KA M1M1M
35	4KA M1M1M
36	0,444

- C1...C14 1500 nD
- C15...C22 150 nD
- D1 K155M3
- D2 K155M2
- D3,D4 K155M2
- D5 K155M1
- D6,D7 K155M2
- D8 K155M3
- D9 K155M5
- D10 K155M1
- D11,D12 K505PP1
- D13,D15 K155M1
- D16,D17 K155M3
- D18 K155M3
- D19 K155M1
- D20 K155M4,3
- D21,D22 K155M3
- D23...D28 K155M5
- D29 K155M7
- D30 K155M5

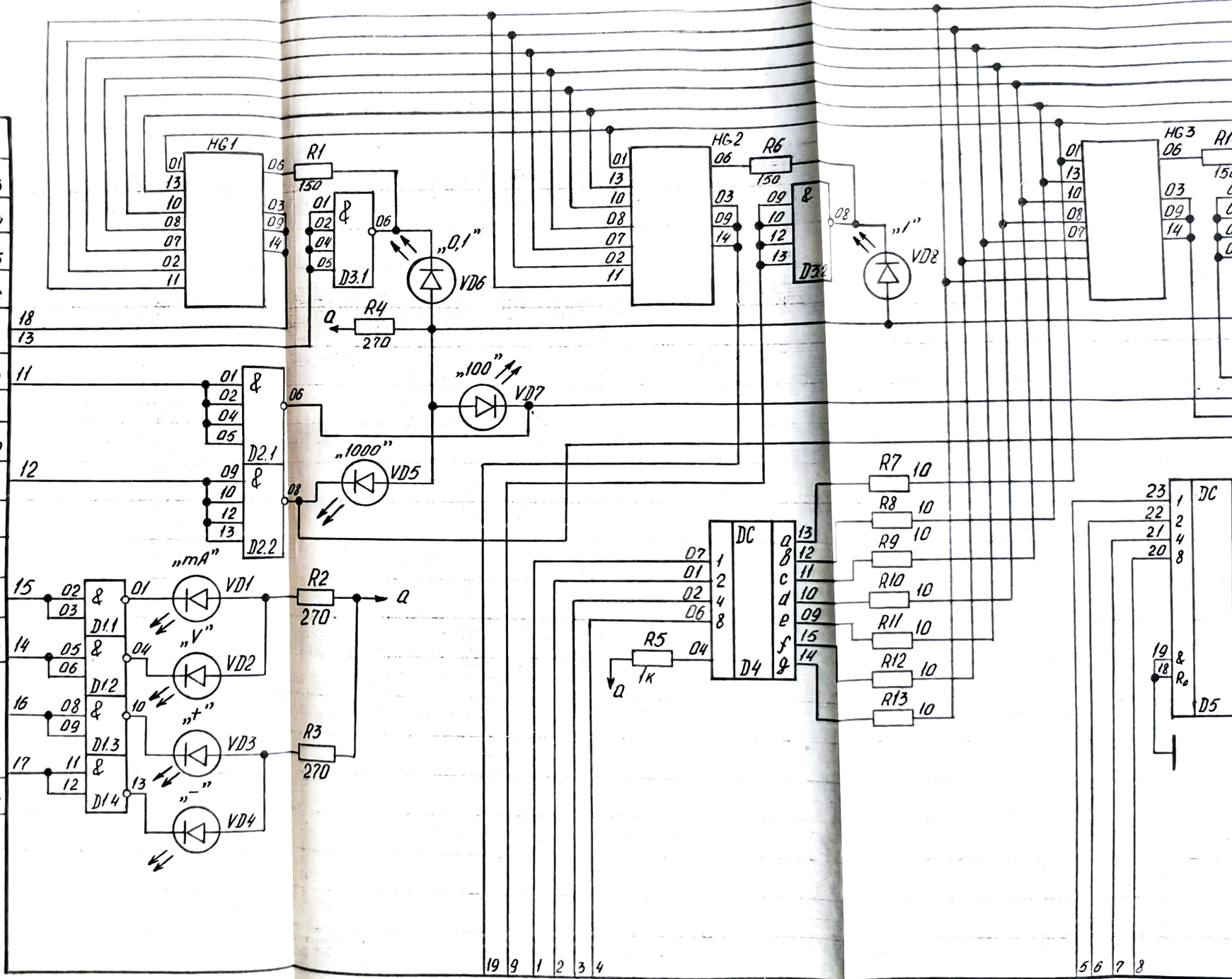
Линия	№
Сектор 2	1
Сектор 1	2
Сектор 4	3
Сектор 3	4
Сектор 2	5
Сектор 1	6
Сектор 4	7
Сектор 3	8
Сектор 2	9
Сектор 1	10
Сектор 4	11
Сектор 3	12
Сектор 2	13
Сектор 1	14
Сектор 4	15
Сектор 3	16
Сектор 2	17
Сектор 1	18
Сектор 4	19
Сектор 3	20
Сектор 2	21
Сектор 1	22
Сектор 4	23
Сектор 3	24
Сектор 2	25
Сектор 1	26
Сектор 4	27
Сектор 3	28
Сектор 2	29
Сектор 1	30
Сектор 4	31
Сектор 3	32
Сектор 2	33
Сектор 1	34
Сектор 4	35
Сектор 3	36
Сектор 2	37
Сектор 1	38
Сектор 4	39

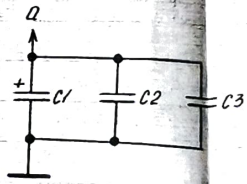
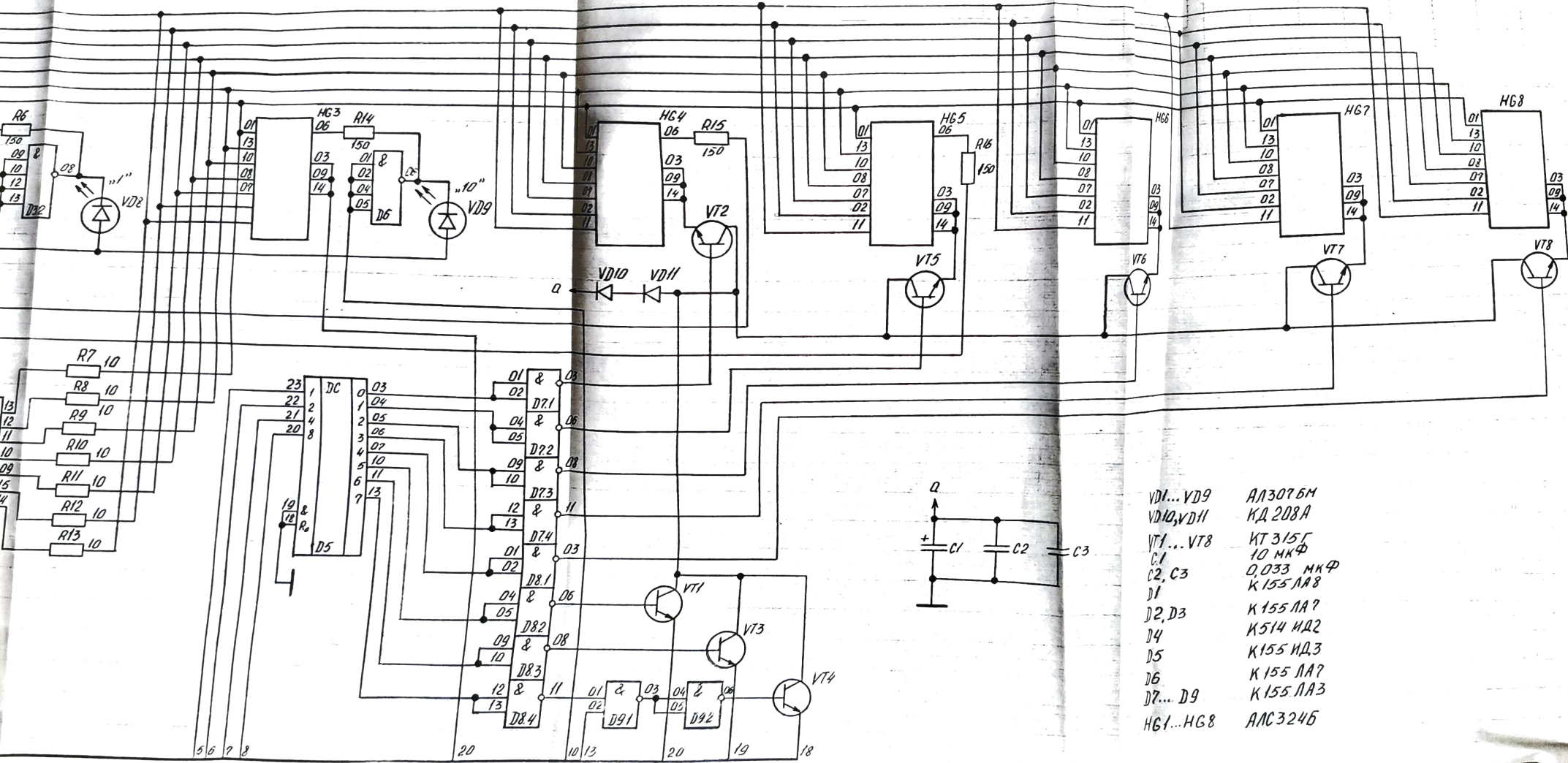
31	24
32	25
33	26
34	27
35	28
36	29
37	30
38	31
39	32
40	33
41	34
42	35
43	36
44	37
45	38
46	39
47	40
48	41
49	42
50	43
51	44
52	45
53	46
54	47
55	48
56	49
57	50
58	51
59	52
60	53
61	54
62	55
63	56
64	57
65	58
66	59
67	60
68	61
69	62
70	63
71	64
72	65
73	66
74	67
75	68
76	69
77	70
78	71
79	72
80	73
81	74
82	75
83	76
84	77
85	78
86	79
87	80
88	81
89	82
90	83
91	84
92	85
93	86
94	87
95	88
96	89
97	90
98	91
99	92
100	93



- D1...D9 K105T102
- D10 K105T103
- D11, D12 K105T103
- D13 K105T102
- D14 K105T103
- D15 K105T102
- D16 K105T101
- D17 K105T103
- D18 K105T102
- D19 K105T102
- D20, D21 K105T103
- D22, D23 K105T102
- D24, D25 K105T102
- D26, D27 K105T102
- D28, D29 K105T102
- V01...V07 K105T103
- C1, C2 200 мкФ
- C3, C4 10 мкФ
- C5 10 мкФ
- C6 10 мкФ
- C7 1 мкФ
- R1, R2 10 кОм
- R3 330
- R4 330
- R5 10
- R6 10
- R7 10
- R8 10
- R9 10
- R10 10
- R11 10
- R12 10
- R13 10
- R14 10
- R15 10
- R16 10
- R17 10
- R18 10
- R19 10
- R20 10
- R21 10
- R22 10
- R23 10
- R24 10
- R25 10
- R26 10
- R27 10
- R28 10
- R29 10
- R30 10
- R31 10
- R32 10
- R33 10
- R34 10
- R35 10
- R36 10
- R37 10
- R38 10
- R39 10
- R40 10
- R41 10
- R42 10
- R43 10
- R44 10
- R45 10
- R46 10
- R47 10
- R48 10
- R49 10
- R50 10
- R51 10
- R52 10
- R53 10
- R54 10
- R55 10
- R56 10
- R57 10
- R58 10
- R59 10
- R60 10
- R61 10
- R62 10
- R63 10
- R64 10
- R65 10
- R66 10
- R67 10
- R68 10
- R69 10
- R70 10
- R71 10
- R72 10
- R73 10
- R74 10
- R75 10
- R76 10
- R77 10
- R78 10
- R79 10
- R80 10
- R81 10
- R82 10
- R83 10
- R84 10
- R85 10
- R86 10
- R87 10
- R88 10
- R89 10
- R90 10
- R91 10
- R92 10
- R93 10
- R94 10
- R95 10
- R96 10
- R97 10
- R98 10
- R99 10
- R100 10

Цепь	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	
Q1	1																			
Q2	2																			
Q3	3																			
Q4	4																			
A1	5																			
A2	6																			
A3	7																			
A4	8																			
1	9																			
10	10																			
100	11																			
1000	12																			
0,1	13																			
U	14																			
I	15																			
Корпус	16																			
+5В	17																			
ЗНАК	18																			
ЗНАК	19																			





- VD1...VD9 АЛ3076М
- VD10,VD11 КД 208А
- VT1...VT8 КТ 315Г
- C1 10 МКФ
- C2, C3 0,033 МКФ
- D1 К155 ЛА8
- D2, D3 К155 ЛА7
- D4 К514 ИД2
- D5 К155 ИД3
- D6 К155 ЛА7
- D7...D9 К155 ЛА3
- HG1...HG8 АЛС324Б

Рис 5