

5 02. 80 1 9⁰⁰ 2⁰⁰
Экз ШК-ИВК.

Утверждаю

Главный инженер СКТВ СПИ

Н.В.Деркач

" " _____ 1980г.

Промежуточный отчет
по научно - исследовательской работе
Программируемый источник
калиброванных напряжений и токов

Руководитель темы
Начальник отдела ЦПИ

В.И.Полствин
Г.В.Мирошников

В работе принимали участие:

- 1. Вишневецкий А.Л. — инт. сектор
- 2. Карабак Ю.В. — зав.
- 3. Цыбуленко Н.И. — зам. зав.
- 4. Каспаров И.Н. — зам. зав.
- 5. Смирнов А.А. — ст. науч. сотр.
- 6. Рачин С.А. — " "
- 7. Вальнский А.Е. — " "
- 8. Авербух А.А. — " "
- 9. Мушкин А. — " "
- 10. Сильчев А.Ю. — зав. сект.

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лит.	Лист	Листов
Разраб.					1	2	
Провер.							
Н. контр.							
Утв.							

РЕФЕРАТ

Научно-технический отчет по НИР "Программируемый источник калиброванных постоянных напряжений и токов" содержит материалы по первой стадии работ.

Он содержит теоретические основы и обзор методов, построения импульсных делителей напряжения с целью определения возможности построения прецизионного широкодиапазонного источника калиброванных постоянных напряжений и токов с ручным и программным управлением, имеющего высокую точность и достаточное для практических целей быстродействие, предназначенного для поверки, калибровки вольтметров и амперметров постоянного тока.

В работе содержится подробное описание принципа работы и анализ погрешностей структурной схемы ШИМ-делителя, принятой за основу при построении ИКНТ.

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

- ИКН-источник калиброванных напряжений
ИКТ -источник калиброванных токов
ИКНТ-источник калиброванных напряжений и токов (калибратор)
ИОН- источник опорного напряжения
УПТ -усилитель постоянного тока
ЦАП- цифро-аналоговый преобразователь
АЦП-аналого-цифровой преобразователь
ШИДН-широтно-импульсный делитель напряжения
ШИМ- широтно-импульсная модуляция
ПКИ-преобразователь код-интервал

Министерство приборостроения, средств автоматизации и систем
управления

Утверждаю

З Начальник ВПО

"Союзэлектроприбор"

Н.И. Гореликов
Н.И. Гореликов

" 8 " 7 1979г.

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК
КАЛИБРОВАННЫХ ПОСТОЯННЫХ
НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ
НА НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКУЮ РАБОТУ

ДЖЦ.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

" 28 " 05 1979г.



I. ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

- I.1. Наименование темы: "Программируемый источник калиброванных постоянных напряжений и токов" (в дальнейшем изделие).
- I.2. Шифр темы - 0473 901010
- I.3. Работа выполняется в соответствии с решением комиссии Совета Министров СССР № 13 от 11.01.78г.
- I.4. Начало работы - январь 1979 год.
Окончание работы - июнь 1980 год.
- I.5. Организация исполнитель: Специальное конструкторско-технологическое бюро средств представления информации (СКТБ СПИ) г. Невинномысск.

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.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 трудоёмкостью.
- 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, *ref*

2.2.3. Статья *"Pulsewidth Modulation DC Potentiometer"*
43, Transaction on Instrumentation and Measurement, Nov 1978

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 1

Наименование параметра	Ед. изм.	Величина
1	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	%	0,002
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, простым в обслуживании, 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.

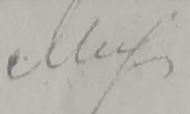

III. СОДЕРЖАНИЕ И ПРОГРАММА ПРОВЕДЕНИЯ РАБОТ

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

Таблица 2

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

СОДЕРЖАНИЕ

1. Введение	стр.
2. Аналитический обзор	
2.1 ШИДН с пассивной фильтрацией	
2.2 Многофазный ШИДН	
2.3 Итерационный ШИДН	
3. Выбор структуры ИСН	
3.1 Функциональная схема	
4. Анализ погрешностей	
5. Вывод	
6. Список используемой литературы	

					Лист
Лист	№ докум.	Подп.	Дата		9

1. ВВЕДЕНИЕ

1.1 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 [1],[2],[5], 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 наладке ИКН. Кроме того, получение долговременной стабильности резистивных ЦАП возможно путем старения и отбора, на что затрачиваются месяцы, а то и годы.

Настоящей революцией в получении высокостабильных и высокоточных преобразователей кода в напряжение стало применение для этих целей широтно-импульсных делителей напряжения (ШИДН). Принцип работы такого делителя был известен давно, но сложность построения схем управления не позволяла реализовать его. Бурное развитие цифровой техники, существенное снижение габаритов и потребляемой мощности цифровых устройств позволило в настоящее время построить ШИДН, которые свободны от недостатков, присущих резистивным делителям.

2. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

2.1. ШИДН с пассивной фильтрацией

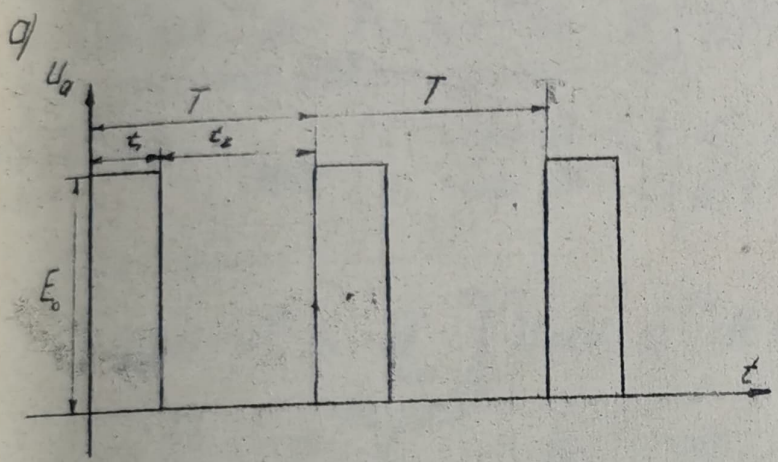
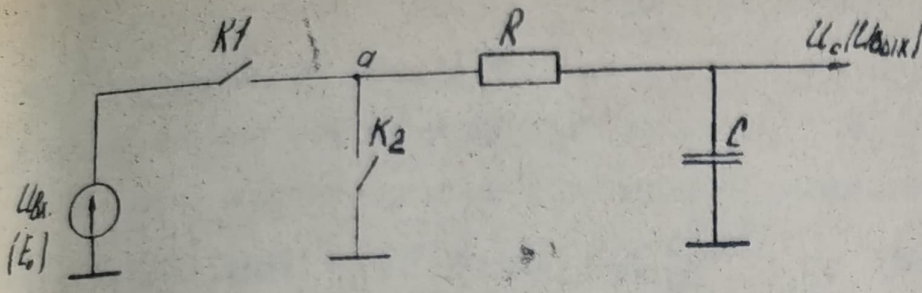
1. ОДНОФАЗНЫЙ ШИМ-ДЕЛИТЕЛЬ

Рассмотрим работу цепи представленной на рис. 1 а. Ключ К1 замыкается на время t_1 , а ключ К2 - на время

t_2 .

Причем: $t_1 + t_2 = T = const$

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



б)

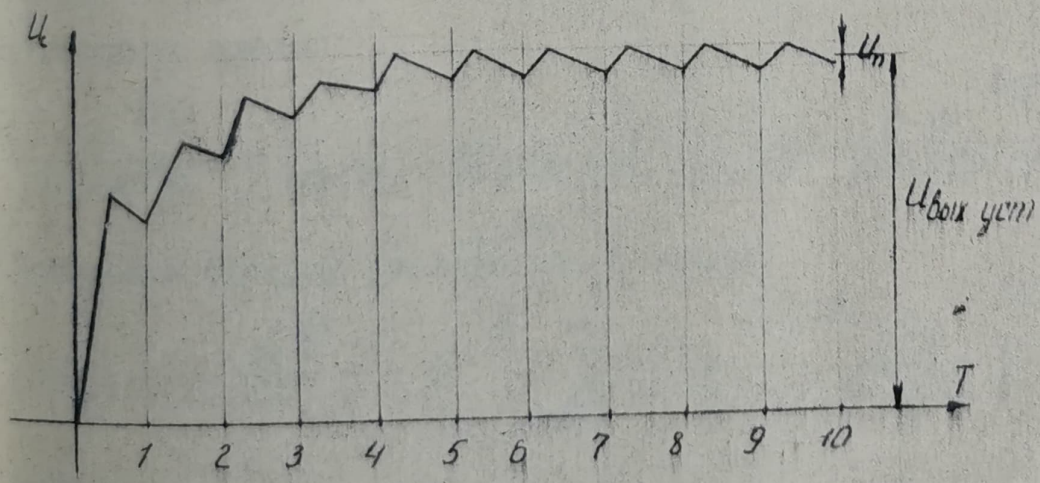


Рис. 1

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					11

При такой работе схемы в точке а мы будем наблюдать импульсы представленные на рис. 1.б

В общем случае $U_{вх}$ есть функция времени, т.е. $U_{вх}(t)$.

В любой момент времени справедливо равенство:

$$U_a = U_{вх}(t) = U_c(t) + R \cdot J(t) = U_c(t) + RC \frac{dU_c(t)}{dt}; \text{ т.е. } U_{вх}(t) = U_c(t) + RC \frac{dU_c(t)}{dt} \quad (1)$$

Найдем выражение напряжения на емкости C 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,

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

Тогда имеем:

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

По определению изображения имеем:

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

и далее:

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

Окончательно имеем

$$\frac{1 - e^{-t_1 p}}{p(1 - e^{-Tp})} = U_c(p) + RC p U_c(p), \quad U_c(p) = \frac{1 - e^{-t_1 p}}{p(1 + RCp)(1 - e^{-Tp})} \quad (2)$$

Используя формулу разложения, получим:

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

или

$$U_c(t) = \frac{t_1}{T} - \frac{e^{\frac{t_1}{T}} - 1}{e^{\frac{T}{T}} - 1} e^{-\frac{t}{T}} - \sum_{n=0}^{\infty} |U_n| \sin(2\pi n \frac{t}{T} + \varphi) \quad (3)$$

Лист				
Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

Выражение (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

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

$$= \frac{\sqrt{(1 - \cos 2\pi n \frac{t_1}{T})^2 + \sin^2 2\pi n \frac{t_1}{T}}}{2\pi n \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi n \tau}{T}\right)^2}} = \frac{\sqrt{2(1 - \cos 2\pi n \frac{t_1}{T})}}{2\pi n \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi n \tau}{T}\right)^2}} =$$

$$= \frac{\sin \pi n \frac{t_1}{T}}{\pi n \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi n \tau}{T}\right)^2}}.$$

Оценим амплитуду первой гармоники. Обычно принимают $\tau = RC \Rightarrow T$

Тогда имеем:

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

для $n = 1$

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

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

$$U_{1\max} = \frac{T}{2\pi^2 \tau} \quad (4)$$

Проанализируем выражение (3) с учетом того, что $U_{вх} = E_0$ (рис. 1.6)

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

$$= A - B(t) - C(t),$$

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

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

$$C(t) = E_0 \sum_{n=0}^{\infty} |U_n| \sin(2\pi n \frac{t}{T} + \varphi),$$

Выражение $V(t)$ стремится к нулю.

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

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

Если принять $\tau \gg T$ и, тем более, $\tau \gg t_1$, то $\frac{e^{\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{t}{\tau}} - 1} \approx 1$
тогда: $e^{-\frac{t}{\tau}} = 10^{-5}$

$$\frac{t}{\tau} = 5 \ln 10 = 5 \cdot 2,3 = 12, \text{ т.е. } t_{\text{уст.}} = 12 \tau \quad (5)$$

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

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

Пусть величина пульсации на выходе фильтра равна погрешности установления выходного напряжения (0,001%) Используя выражение (4), найдем период преобразования широтно-импульсного делителя T :

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

Что нереально из соображений, приведенных ниже.

Согласно [3] температурная нестабильность фронтов импульсов Δt_{Φ} на входе фильтра делителя не превышает 5 нс на каждые $10^{\circ}C$ изменения температуры окружающей среды. По указанным параметрам может быть найдено наименьшее значение периода преобразования широтно импульсного делителя T_{min} из выражения:

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

$$T_{\text{min}} = \frac{\Delta t_{\Phi}}{10^5} = \frac{5 \cdot 10^{-9}}{10^5} = 5 \cdot 10^{-4}C$$

Принимаем $T = 1\text{мC} = 10^{-3}C$

Тогда используя выражение (4) получим минимальную необходимую постоянную цепи фильтра:

$$\tau \geq \frac{T}{2\pi^2 10^5} = \frac{10^{-3}}{2 \cdot 3,14^2 \cdot 10^5} = \frac{10^{-3}}{2 \cdot 10^4} = 5C$$

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Лист

14

Формат 11

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:

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

Если в фильтре применять конденсаторы типа К72П-6 (с наименьшим коэффициентом абсорбции), то нужно будет 50 конденсаторов емкостью 1 мкФ каждая из которых имеет существенные размеры (габаритная длина $\ell = 100$ мм, диаметр $d = 60$ мм).

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

$$\tau = n^2 \tau_0 \quad (1)$$

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

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Лист

15

Формат А

выражения (4) и выражения (5) будет:

$$t_y = 12\tau = 12 \frac{T}{2\pi^2 \cdot 10^{-4}} = 12 \frac{10^3}{2 \cdot 3,14^2 \cdot 10^{-4}} = 12 \frac{10^{-3}}{20 \cdot 10^{-4}} = 60$$

Уменьшить время установления выходного напряжения можно путем использования быстродействующего ЦАП (рис. 2). Выходное напряжение ЦАП ($U_{\text{цап}}$) включается последовательно с $U_{\text{вых}}$. Поэтому конденсаторы фильтра заряжаются не до $U_{\text{вых}}$, а до $U_c = U_{\text{вых}} - U_{\text{цап}}$. Но при этом уменьшается величина зарядного тока и существенное уменьшение времени установления выходного напряжения возможно при соизмеряемых точностях ШИМ- делителя и ЦАП.

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

2.2 МНОГОФАЗНЫЙ ШИДН

Способ многофазного широтно-импульсного преобразования напряжения основан на формировании нескольких периодических последовательностей широтно-модулированных импульсов фиксированной амплитуды и частоты повторения, сдвинутых друг относительно 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 [9], [10] представляет собой устройство, где способ последовательного замещения резисторов сочетается с широтно-импульсной модуляцией напряжения.

На рис. 3 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 U_B , приведена на рис. 4. В данном случае на RC-фильтр через открытый (в течение $t_1 = \frac{T_{\text{ШИМ}}}{12}$) транзистор Т1 подается опорное напря-

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

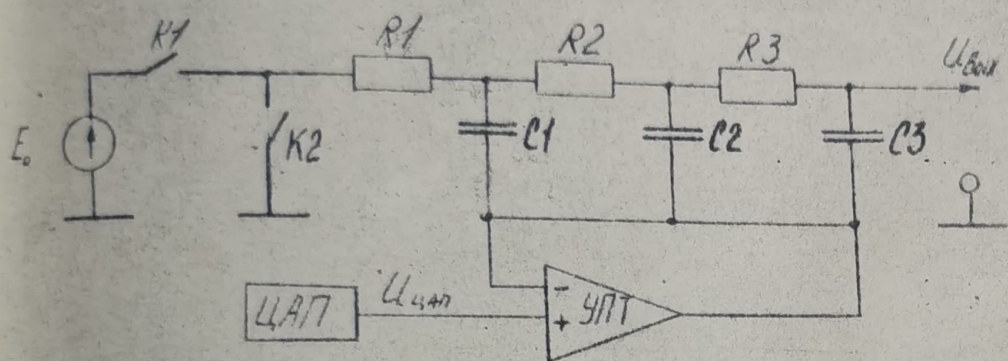
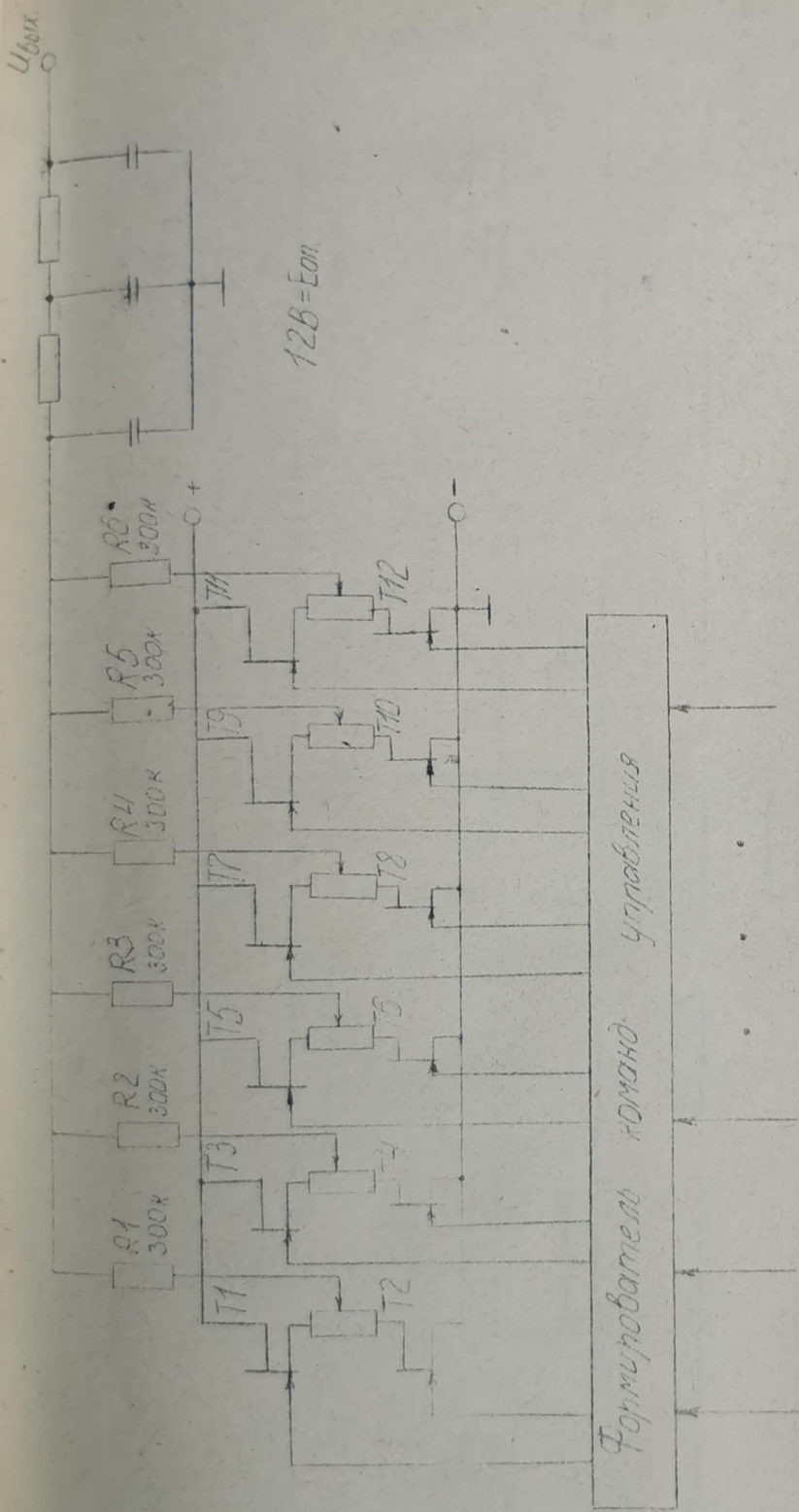


Рис. 2

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					17



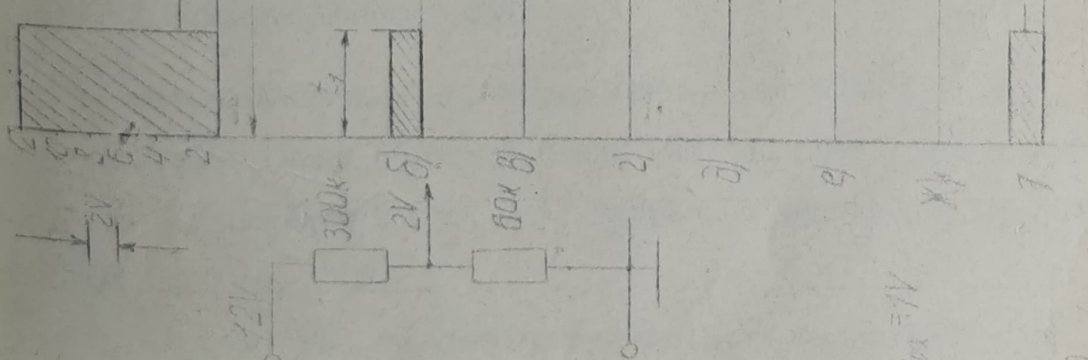
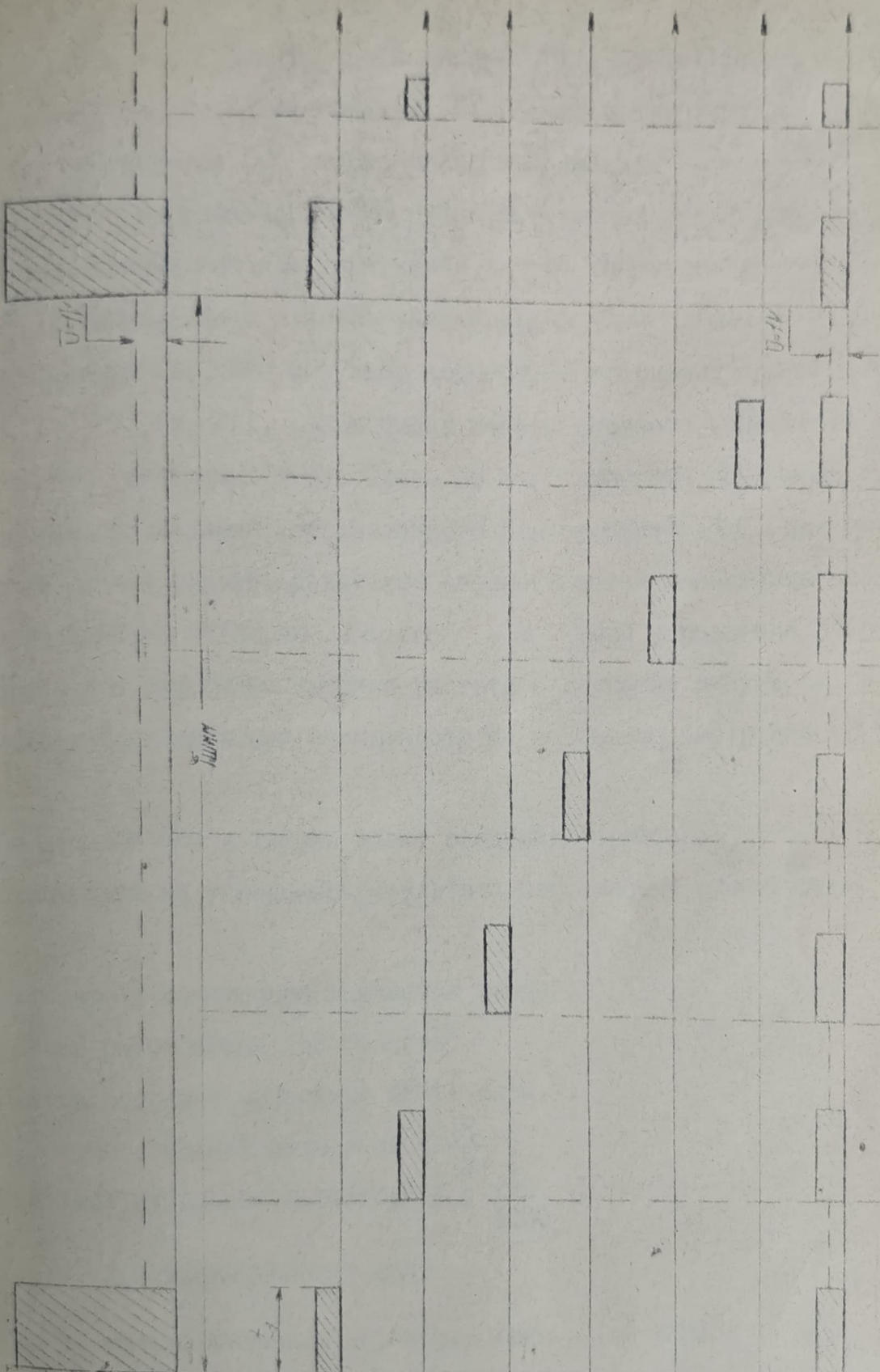
N - код управления

Рис. 3.

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Лист

18



$U_{\text{вых}} = 1V$

Лист 4

№ докум.	Подп.	Дата

Копировал:
Копировал:

Формат 11
Формат 11

Лист 10

жение ($12 V$). Остальную часть периода ($T_{шии}$) вход фильтра замкнут с общей шиной. Таким образом, из импульсов амплитудой $12 V$ в фильтре формируется $1 V$ постоянного напряжения.

При работе шестифазного ШИДН схема управления формирует для каждой пары ключей команды управления в виде импульсов длительностью $\frac{t}{n}$ сдвинутых друг относительно друга на время $T_{шии}/n$, где n — число фаз делителя. Эти импульсы поочередно открывают транзисторы $T1, T3, T5, T7, T9, T11$, 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 $E_{оп}/n$, а схемой управления обеспечивается в n раз более высокая частота следования импульсов. Все это создает благоприятные возможности по повышению быстродействия ШИДН.

Многофазный ШИМ делитель имеет следующие свойства:

исключаются из усредненного результата погрешности суммирующей сетки;

усредняются остаточные параметры ключей;

высокая разрешающая способность;

частота основной пульсации nF (1 гарм.);

амплитуда основной пульсации $\leq \frac{E}{n}$;

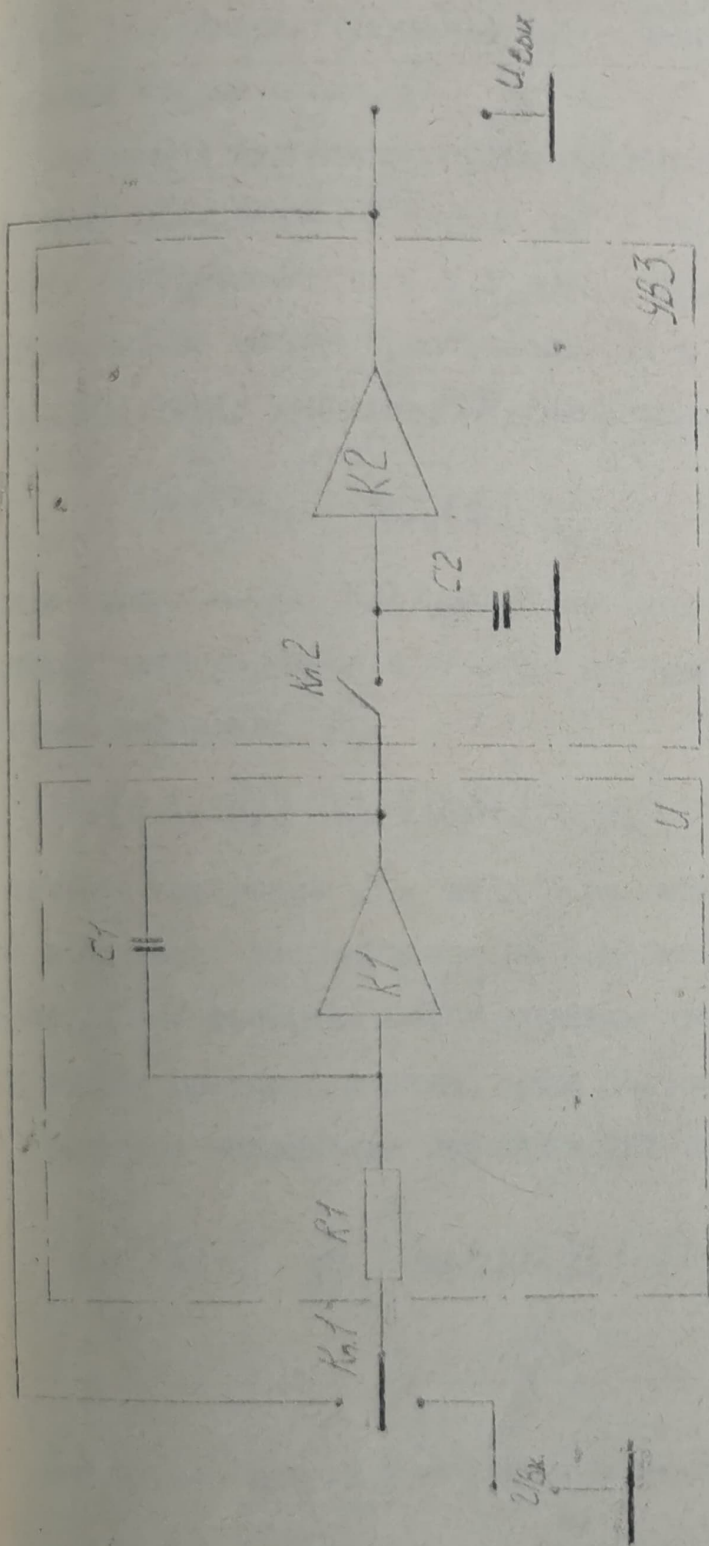
амплитуда пульсации частотой $F < \frac{E}{1000}$;

2.3 ИТЕРАЦИОННЫЙ ШИДН

Высокие метрологические характеристики имеют ШИДН с периодическим замыканием цепи обратной связи (ИП) по схеме, предложенной Найденом и Брикманом (рис. 5). Подробный анализ погрешности такого ШИДН приведен в [8].

Аналоговая часть ИП, структурная схема которой приведена на

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					20



Структурная схема многокаскадного широкополосного преобразователя с перекрестным замыканием цепи обратной связи.

Рис 5

рис. 5, состоит из электронного интегратора (И) с постоянной времени $T = R_1 C_1$, имеющего на входе трехпозиционный переключатель Кл1 и устройства выборки и запоминания (УВЗ) на основе усилителя памяти (коэффициент усиления K_2) с запоминающим конденсатором C_2 и ключом Кл2 на входе.

Временная диаграмма работы представлена на рис. 6. Устройство работает циклически. В первом цикле переключатель Кл1 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 $\varepsilon + \varepsilon_1$ напряжение на выходе

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

Затем переключатель Кл1 подает на вход И входной сигнал $U_{\text{вх}}(t)$, который интегрируется в течение интервала ε_2 . Выходное напряжение в конце интервала ε_2

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

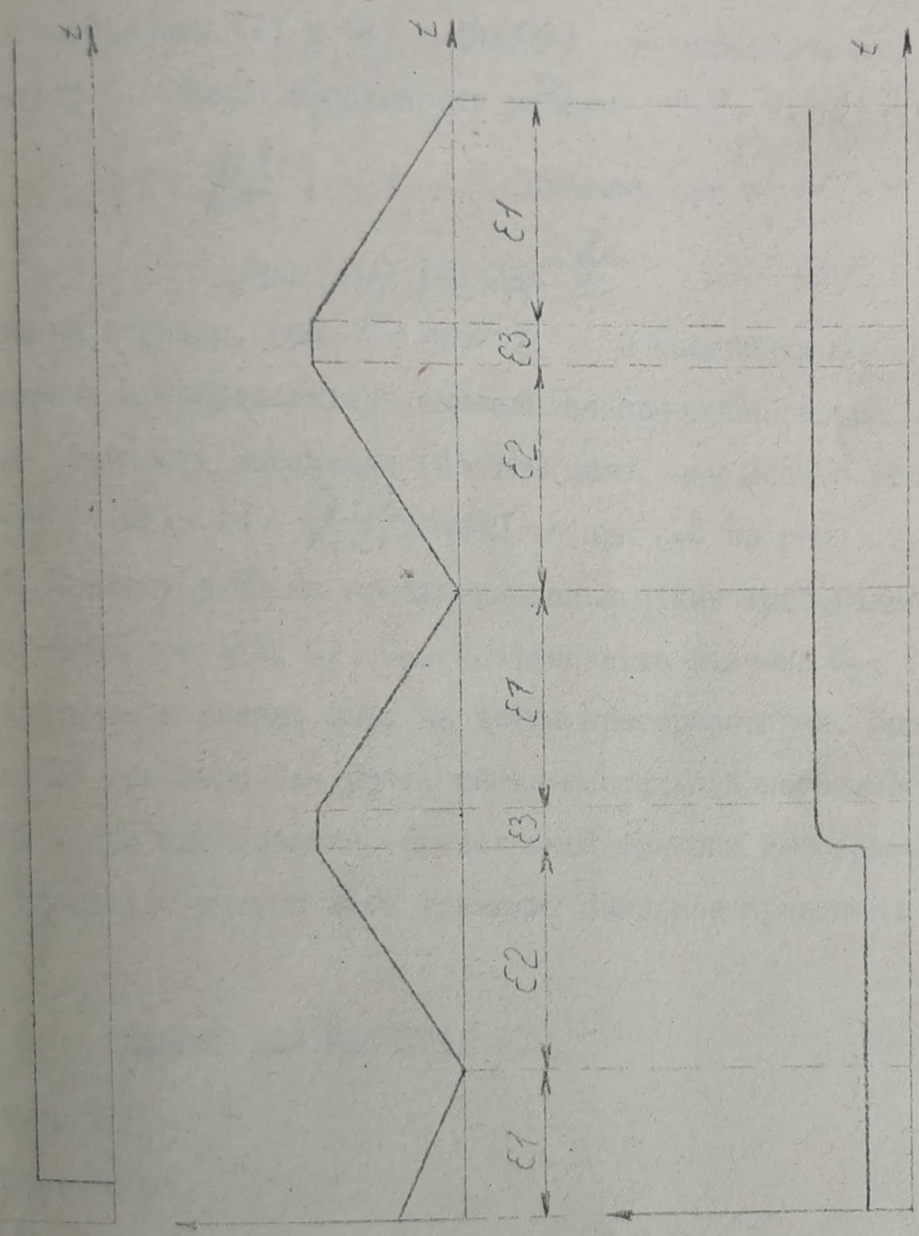
В течение интервала ε_2 вход И разомкнут, замкнут ключ Кл2 и входное напряжение запоминается на конденсаторе C_2 . Первый цикл заканчивается Кл2 размыкается, и переключатель Кл1 присоединяет вход И к выходу преобразователя, цикл повторяется.

Выходное напряжение преобразователя по окончании второго цикла

$$U_{\text{вых}}[2, 0] = \left[- \frac{1}{\varepsilon_1} \int_0^{\varepsilon_2} U_{\text{вх}}(t) dt \right] \left[1 - \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right)^2 \right] + U_{\text{вых}}[0] \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right)^2$$

Для любого n -го цикла справедливо соотношение

$$U_{\text{вых}}[n, 0] = U_{\text{вых}}[n-1, \varepsilon_1] = - \left[\frac{1}{\varepsilon_1} \int_0^{\varepsilon_2} U_{\text{вх}}(t) dt \right] \left[1 - \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right)^n \right] + U_{\text{вых}}[0] \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right)^n \quad (1)$$



Временная спецификация работы ИЛ

рис. 0

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

при $U_{вх}(t) = U_{вх} = const$

$$U_{вых}[n, \varepsilon] = U_{вых}[n, 0] = \frac{U_{вх} \varepsilon_2}{\varepsilon_1} \left[1 - \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right)^n \right] + U_{и}[0] K_2 \left(1 - \frac{K_2 \varepsilon_1}{R_1 C_1} \right)^n \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) $U_{и}[0]$ - начальное напряжение на выходе И. Обычно выполняется условие $K_2 \varepsilon_1 \approx R_1 C_1$, т.е.

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

$$U_{вых}[n, \varepsilon] \approx U_{вх} \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \quad (3)$$

Таким образом, при $\varepsilon = const$ и изменении ε_2 выходное напряжение преобразователя изменяется пропорционально ε_2

Причем точность выражения (4) 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 $n=2$ 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 (2) и (3) выведены без учета инструментальной погрешности элементов ИП и при идеализации передаточной функции интегратора. Результаты расчета с учетом всех влияющих факторов приведены в таблице I.

ДАНИЕ ДЛЯ РАСЧЕТА:

$$U_{вх} = 10В,$$

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_{2m} = 20 мс,$$

$$R_1 = 20 кОм,$$

$$C_1 = C_2 = 1 мкФ,$$

допустимые изменения температуры $20 \pm 2^\circ C$

В интеграторе использован усилитель К816УД2А ($\frac{\Delta U_{см}}{\Delta T} \leq 20 мкВ/^\circ C$, $I_{см} \leq 0, I_{на}, K_u > 3 \cdot 10^5$), конденсаторы C_1, C_2 - полистироловые ($R_2 = 72 МОм, C_2 = 200 пФ [6]$). При расчете не учитывается временной

				Лист
Лист	№ докум.	Подп.	Дата	24

дрейф усилителей.

Результаты расчета показывают, 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 [2]. Составляющие погрешности $\beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$, носят случайный характер, в то время как α_5 и α_6 - систематический.

ТАБЛИЦА I

Влияющие факторы	Погрешность		
	Аддитивная, %	Мульти- плика- тивная, %	Нелиней- ная, %
I	2	3	4
Дрейф нуля усилителя по напряже- нию	$\beta_3 \leq 4 \cdot 10^{-4}$	$\alpha_2 \leq 4 \cdot 10^{-4}$	
Дрейф нуля усилителя по току	$\beta_4 \leq 2 \cdot 10^{-4}$	$\alpha_3 \leq 2 \cdot 10^{-4}$	
Дрейф нуля усилителя УВЗ по напряжению	$\beta_1 = 0$		
Дрейф нуля усилителя УВЗ по току	$\beta_2 \leq 5 \cdot 10^{-5}$		
Изменение длительности ин- тервалов	$\beta_5 \leq 5 \cdot 10^{-5}$	$\alpha_1 = 0$	
Погрешности от изменения паразитных напряжений пере- ключателя		$\alpha_4 \leq 10^{-5}$	
Паразитные выбросы по цепи управления переключателя	$\beta_6 \leq 5 \cdot 10^{-5}$		

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

Лист

25

I	2	3	4
Разряд конденсатора		$\alpha_6 \leq 6 \cdot 10^{-4}$	
Изменение переходного сопротивления ключей переключателя		$\alpha_5 \leq 3 \cdot 10^{-4}$	
Конечность коэффициента усиления и полосы усилителя И			$\gamma \approx 0$
Абсорбция конденсатора			$\delta_2 \leq 10^{-2}$

Как видно из приведенного выше анализа, итерационный ШИДН обладает рядом преимуществ. В частности, они обладают более высоким быстродействием, не требуют прецизионного усилителя на выходе и гальванически развязанного управления ключами. Однако в структурах данного вида предъявляются очень высокие требования к стабильности выходного напряжения аналогового запоминающего устройства (АЗУ) в течении цикла преобразования (перезаряд накопительного элемента вызывает пульсацию на выходе калибратора). Кроме того остается влияние абсорбции интегрирующего конденсатора, а также необходимо использование прецизионного усилителя в интеграторе, 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%).

Изм. № подл. | Подпись и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					26

3. ВЫБОР СТРУКТУРЫ ИКН

Наиболее перспективной является структура, предложенная в [11] и представленная на рис. 7. ИКН состоит из цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), преобразователя код-интервал (ПКИ), аналогового сумматора (АС) первого и второго блоков интегрирования (ИБИ, ПБИ), причем второй состоит из ключа КЗ, интегратора (И) и аналогово-запоминающего устройства (АЗУ), аналоговых ключей К1, К2 и блока управления БУ.

Блок-схема алгоритма работы представлена на рис. 8. Устройство работает следующим образом. При установлении на цифровом коде устройства N входного кода на выходе ЦАП устанавливается напряжение E_1 пропорциональное числу N , 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 $U_{\text{вых}}(t) = -V_1 E_1 - V_2 U_{\text{ИБИ}}$, где V_1, V_2 - коэффициенты передачи АС по соответствующим входам.

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

Итерационный процесс установления выходного напряжения устройства осуществляется за p циклов. В начале i -го цикла производится сброс ИБИ. Затем через К1 подключается опорное напряжение E_0 и интегрируется в течении интервала T_x пропорционального N . 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 течении постоянного интервала времени T_1 . По окончании интервала T_1 напряжение на выходе ИБИ $U_{\text{ИБИ}}$ имеют вид:

$$U_{\text{ИБИ}}[i] = -\frac{1}{T_1} (E_0 T_x - U_{\text{вых}}[i-1] T_1), \quad (2)$$

где T_1 - постоянная времени ИБИ.

Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
				27

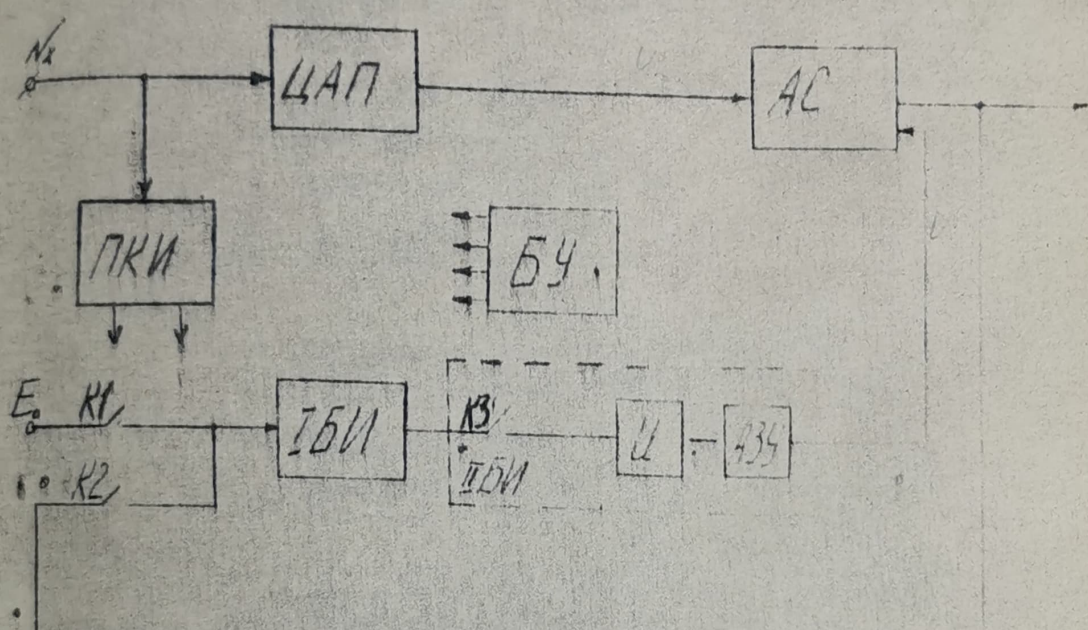


Рис. 7

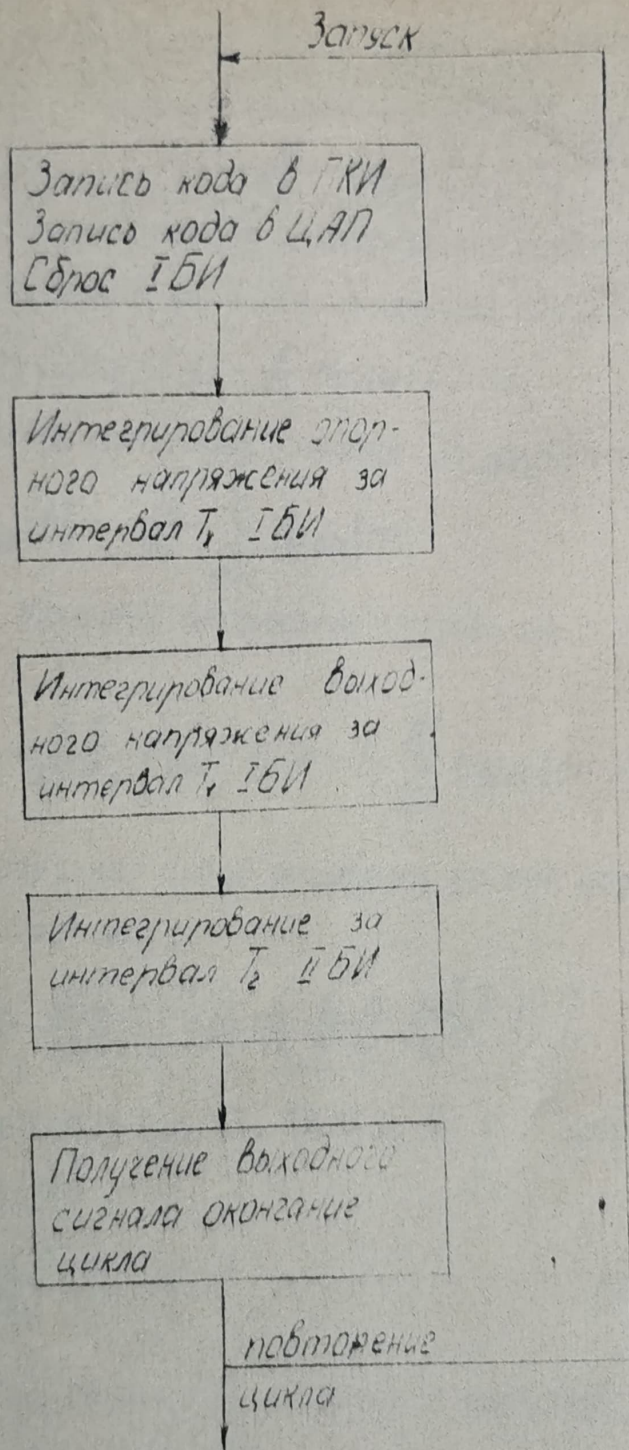


Рис. 8 (Алгоритм к рис. 7)

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

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Это напряжение подается на вход ПВИ и интегрируется в течении интервала времени T_2 . Выходное напряжение ПВИ $U_{\text{ПВИ}}$ равно:

$$U_{\text{ПВИ}}[i] = U_{\text{ПВИ}}[i-1] - \frac{1}{\tau_2} U_{\text{ПВИ}}[i] \cdot T_2 \quad (3)$$

На этом i -ый цикл заканчивается и напряжение определяемое (1) с учетом выражения (3) можно записать следующим образом:

$$U_{\text{вых}}(t) = -V_1 E_1 - V_2 (U_{\text{ПВИ}}[i-1] - \frac{1}{\tau_2} U_{\text{ПВИ}}[i] \cdot T_2) \quad (4)$$

Выражение (3) с учетом начальных условий $U_{\text{ПВИ}}[0]$ можно записать:

$$U_{\text{ПВИ}}[i] = U_{\text{ПВИ}}[0] - \frac{T_2}{\tau_2} \sum_{m=1}^i U_{\text{ПВИ}}[m] \quad (5)$$

С учетом (4) и (5) выходное напряжение устройства в последнем n -ом цикле примет вид:

$$U_{\text{вых}}[n] = U_{\text{вых}}[0] - \frac{V_2 T_2}{\tau_2 \tau_1} \left\{ E_0 - T_x \cdot n - T_1 \sum_{m=1}^n U_{\text{вых}}[m-1] \right\} \quad (6)$$

Выражение (6) представляет собой разностное ур-ние первого порядка, решение которого имеет вид:

$$U_{\text{вых}}[n] = U_{\text{вых}}[0] \left(1 - \frac{V_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1} \right)^n - E_0 \frac{T_1}{\tau_1} \left[1 - \left(1 - \frac{V_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1} \right)^n \right] \quad (7)$$

Если параметры устройства $V_2, T_1, T_2, \tau_1, \tau_2$ выбрать таким образом, чтобы величина

$$\left| 1 - \frac{V_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1} \right| \ll 1 \quad (8)$$

тогда при $n \rightarrow \infty$ выражение (7) сходится к выражению

$$\lim_{n \rightarrow \infty} U_{\text{вых}}[n] = -E_0 \frac{T_x}{T_1} \quad (9)$$

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 $\alpha = 1 - \frac{V_2 T_2 T_1}{\tau_2 \tau_1}$, $\beta = E_0 \frac{T_x}{T_1} - E_1 V_1$ тогда

выражение (7) можно представить в виде:

$$U_{\text{вых}}[n] = -E_0 \frac{T_x}{T_1} + \beta \alpha^n + V_2 U_{\text{ПВИ}}[0] \alpha^n \quad (10)$$

Последнее выражение показывает, что скорость с которой устанавливается выходное напряжение $U_{\text{вых}}[n]$ зависит от величин α и β . Величину β , которая зависит от точности ЦАП, можно сделать достаточно малой величиной. Чтобы оценить скорость сходимости итерационного процесса в соответствии с выражением (10) примем $|\beta| \ll 10$ ма, что соответствует погрешности ЦАП 0,1% при номинальности сигнала 10В, $V_1=1$, $V_2=0,01$, $U_{\text{ПЕИ}}[0]=1В$, $T_x=T_1$, $E_0=10В$.

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

$U_{\text{вых}}[n] |_{n=2} = -9,999998В$, 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, с сигналом 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 [13]).

Можно показать, что как и в случае итерационного преобразователя по структуре [13] аддитивные погрешности ИЧ и АС корректируются.

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

Развитием описанной структуры является схема, представленная на рис. 9, в которой введены два дополнительных ключа и инвертирующий вход ИВИ.

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 10. Использование этой структуры и алгоритма позволяет устранить погрешность, связанную с дрейфом ИВИ, а также погрешность, обусловленную паразитными зарядами, поступающими из цепей управления ключами. В соответствии с

					Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	31

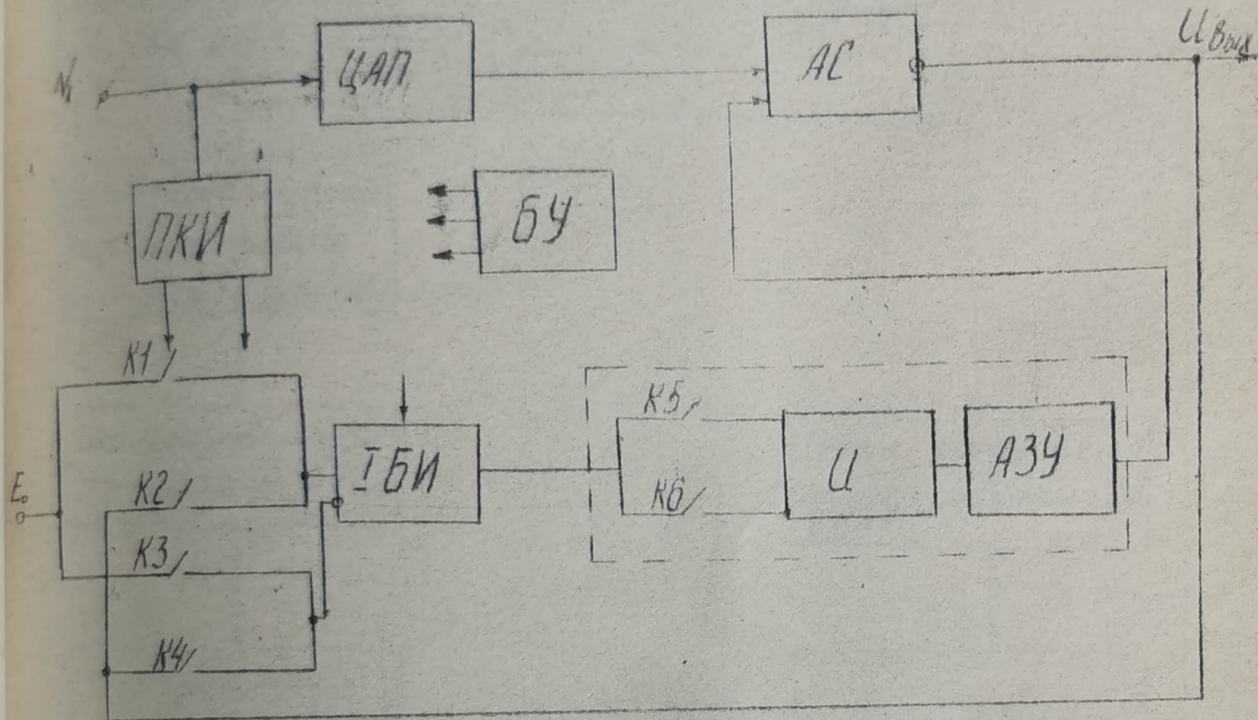


Рис. 9

Запуск

Запись кода в ПЖИ
Запись кода в ЦАП
Сброс ИБИ
Установка прямого
интегрирования
ИБИ, ИБИ

Интегрирование опорного
напряжения
за интервал T_1 в ИБИ

Интегрирование за
интервал T_2 в ИБИ

Интегрирование
за интервал T_3 в ИБИ

Правильно
направление интегри-
рования ИБИ

да

нет

Получение выходно-
го сигнала, оконча-
ние цикла

Реверс напряжения
интегрирования ИБИ
ИБИ

Сброс ИБИ

Рис.10 Блок-схема последовательной работы
Алгоритма ИКН по схеме рис.3

приведенным алгоритмом рабочий процесс в цикле преобразования состоит из ряда последовательных операций. По сигналу запуска производится запись входного кода в регистры памяти ПКИ и ЦАП, производится обнуление ИБИ (сброс), а также подается разрешение на работу ключей К1, К4, К5 (режим прямого интегрирования ИБИ, ПБИ). 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 смещением ИБИ e_0 .

$$U_{ИБИ} [n, 1] = \frac{T_x}{2T_1} (E_0 + e_0)$$

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

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

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

$$U_{ПБИ} [n, 2] = -\frac{T_2}{T_2} U_{ИБИ} [n, 2] + U_{ПБИ} [n-1] \quad (11)$$

Далее производится сброс ИБИ, запрещается работа ключей К1, К4, К5 и подается разрешение на работу ключей К2, К3, К6 (режим обратного интегрирования ИБИ, ПБИ). Последовательно производится интегрирование в ИБИ опорного напряжения E_0 за $T_x/2$ и $U_{ВЫХ} [n-1]$ за $T_1/2$. Затем в ПБИ за время T_2 интегрируется выходное напряжение блока ИБИ.

$$U_{ПБИ} [n, 4] = U_{ПБИ} [n] = U_{ПБИ} [n, 2] + \frac{T_2}{T_2} \left\{ \frac{T_x}{2T_1} (E_0 - e_0) + \frac{T_1}{2T_1} (-U_{ВЫХ} [n-1] + e_0) \right\}$$

С учетом (11) последнее выражение примет вид:

$$U_{ПБИ} [n] = U_{ПБИ} [n-1] - \frac{T_2}{2T_1} (T_x E_0 - T_1 U_{ВЫХ} [n-1]) \quad (12)$$

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

$$U_{\text{ПБИ}}[n] = U_{\text{ПБИ}}[0] + \frac{T_2 T_X}{T_2 T_1} \cdot n E_0 - \frac{T_2 T_1}{T_2 T_1} \sum_{m=1}^n U_{\text{ВЫХ}}[m-1] \quad (13)$$

Т.к. выходное напряжение ИКН также как и в предыдущей структуре определяется выражением (1), то можно записать для n-го цикла:

$$U_{\text{ВЫХ}}[n] = U_{\text{ВЫХ}}[0] + \frac{T_2 V_2}{T_2 T_1} \left\{ E_0 T_X n - T_1 \sum_{m=1}^n U_{\text{ВЫХ}}[m-1] \right\}, \text{ т.е.}$$

имеем полное соответствие с выражением (6) решение которого дает установившееся решение

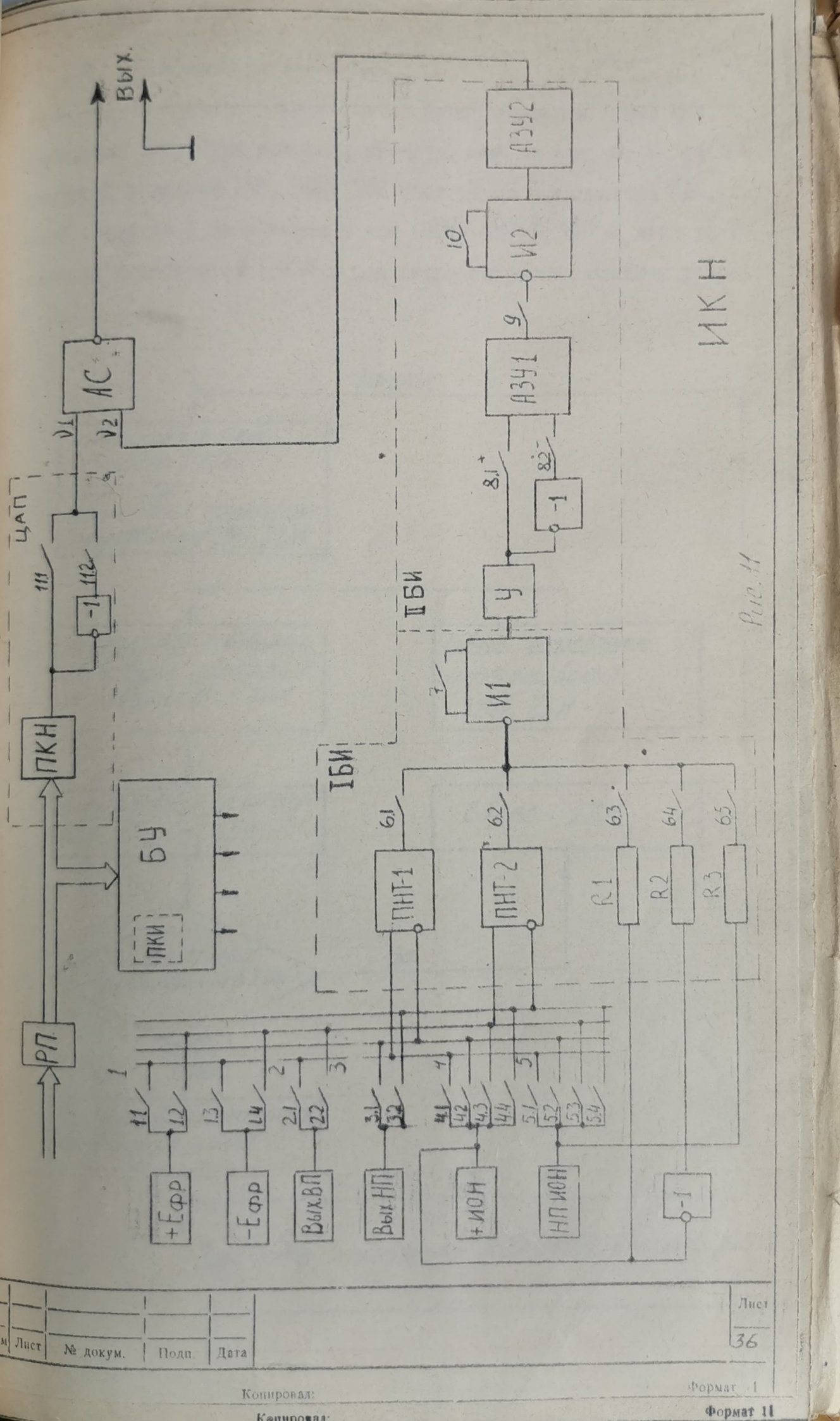
$$U_{\text{ВЫХ. уст.}} = -E_0 \frac{T_X}{T_1} \quad \text{т.е. выходное}$$

напряжение устройства совпадает с выражением (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 позволит использовать в ИБИ интегральные усилители.

Однако приведенный на рис. 8 и рис. 10 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. 12. Таким образом, приведенная структура, позволит устранить недостатки, свойственные описанным выше активным ШИМ-калибраторам и, следовательно, является наиболее перспективной структурой для построения требуемого по заданию ИКН класс 0,002.

				Лист
Лист	№ докум.	Подп.	Дата	35



ИКН

Рис. 11

Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Лист
36

Копировал:

Формат 1

Копировал:

Формат 11

3.1. Функциональная схема ИКН

На рис. 11 приведена развернутая функциональная схема ИКН, обобщенная структура которого представлена на рис. 9. На рис. 11 пунктиром обведены ИБИ, ПБИ. ИБИ состоит из интегратора ИГ, двух преобразователей напряжения в ток (ПНТ)-ПНТ-1, ПНТ-2, двух токо-задающих резисторов R_1, R_2 и резистора коррекции младших разрядов R_3 .

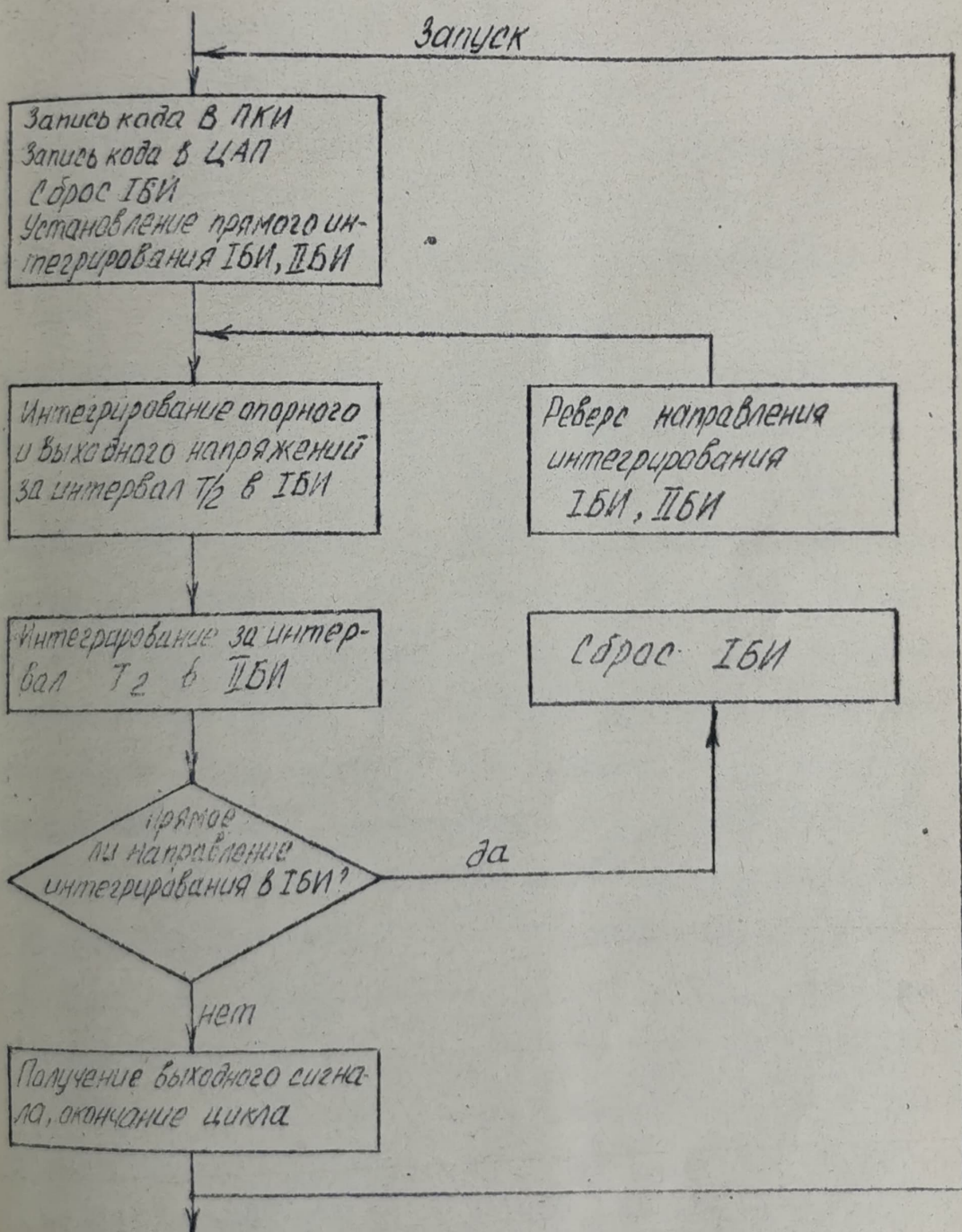
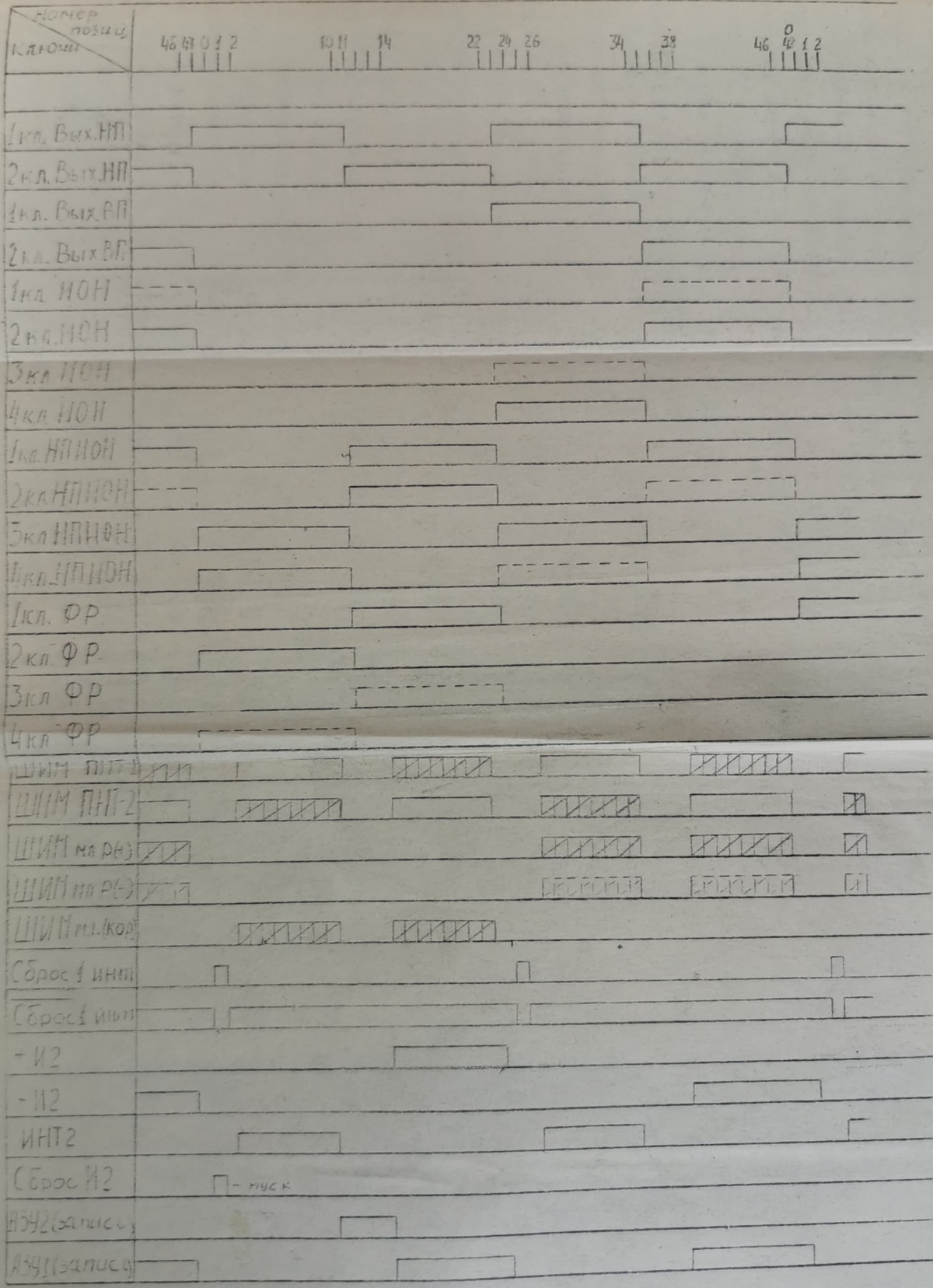


Рис. 12 Блок-схема параллельной работы ИКН по схеме рис. 11

Наличие двух ПНТ позволяет обеспечить одновременное интегрирование выходного и опорного сигналов, что уменьшает погрешность из-за абсорбционных свойств конденсатора и конечности коэффициента усиления усилителя интегратора. Процесс интегрирования в ИИ состоит из четырех тактов. В каждом такте интегрирования в И1 происходит алгебраическое суммирование зарядов, обусловленных токами ПНТ и токозадающего резистора. Временная диаграмма работы представлена на рис. 13. По сигналу "Пуск", поступающему из заземленной части ИКН, производится сброс U_2 , АЗУ2, распределителя временных интервалов в "0" позиции счетчика циклов, U_1 , АЗУ1.

Поз. "0" начинается первый полуинтервал интегрирования. Согласно алгоритму включаются соответствующие ключи 1, 3 и 5 группы, подключающие входы ПНТ к низкопотенциальным выводам выхода ИКН и ИОН, кроме того подается разрешение на ключ 6.5. На выходе ПНТ устанавливается напряжение соответствующее трем старшим разрядам входного кода N . Это напряжение в зависимости от полярности выходного напряжения поступает на выход ИКН либо через ключ 11.1 и аналоговый сумматор АС при отрицательной полярности, либо через инвертор, ключ 11.2 и АС при положительной полярности. За время с "0" по "2" позиции происходит установление выходных токов ПНТ. В течении интервала 20 мс (2...10 поз.) происходит 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 $U_1 - e_3$, протекающего через корректирующий резистор $R_3 = R_1 = R_2$. Неинвертирующий вход в ПНТ-2 через соответствующий ключ 1 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 интегриро-



1. Полнотиром отмечена работа калибратора при - полярности сигнала
 2. ШИМ - последовательность ШИМ
 Рис. 13 Диаграмма работы ЦКН

вания. Суммируемые на входе $И_1$ токи коммутируются быстродействующими время-задающими ключами 6 группы. Через ключ 6.1 на вход $И_1$ 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 6.5 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:

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

где e_4 - эд.с. компенсирующего источника, C - емкость U_1 , R', R'' - коэффициенты передачи ПНТ-1, ПНТ-2.

По окончании первого такта в счетчик циклов записывается единица, а выходное напряжение U_2 запоминается в АЗУ2, но т.к. по сигналу "пуск" были обнулены U_2 и АЗУ2, то операция запоминания не изменяет величину выходного напряжения ИКН. Далее через 10 мс с 14 по 23 позицию (20 мс) производится второй такт интегрирования также как и в первом - одновременное интегрирование выходных токов ПНТ и тока через резистор R_3 . Отличие от первого такта состоит в том, что входы ПНТ-2 закорачиваются через ключи 5 группы на низкопотенциальном вводе выхода ИОН, а неинвертирующий вход ПНТ-1 через соответствующий ключ 1 группы подключается к одному из источников компенсирующего напряжения. Кроме того, через ключ 6.1 на вход $И_1$ 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 $И_1$ поступает импульс тока длительностью 20 мс. Последовательность импульсов тока через ключ 6.5 такая же как и в первом такте.

Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
				40

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

$$U_{IBИ} [1,2] = U_{IBИ} [1,1] - [(e_1 + e_4) \frac{n \cdot T_x'}{R' C} + e_2 \frac{T_1}{R'' C} + e_3 \frac{n T_x''}{R_3 C}] =$$

$$= \left\{ e_1 \cdot \frac{1}{R' C} (T_1 + n T_x') + e_2 \frac{1}{R'' C} (T_1 + n T_x') + 2e_3 \frac{n T_x''}{R_3 C} + e_4 \frac{n T_x''}{C} \frac{R' + R''}{R' \cdot R''} \right\}$$

С окончанием второго такта заканчивается первый полуинтервал интегрирования. Выходное напряжение ИБИ поступает на вход ИБИ, состоящего из интегратора I_2 , двух аналоговых запоминающих устройств АЗУ1, АЗУ2, усилителя $У$, инвертора и двух ключей 8.1, 8.2. По окончании первого полуинтервала интегрирование напряжения $U_{IBИ} [1,2]$ через $У$, ИИВ и ключ 8.1 запоминается в АЗУ1 в течении интервала 14...23 поз., после чего в течении 2,5 мс (24) поз. ИБИ сбрасывается в ноль. Далее выходное напряжение АЗУ1 в течении интервала 20 мс (26...34 поз.) интегрируются I_2 , на выходе которого формируется напряжение $U_{U_2} [1]$:

$$U_{U_2} [1] = \frac{T_2}{\tau_2} U_{IBИ} [1,2] \cdot K$$

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 течении 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 ИИВ $U_{вых}$, выходной ток ПНТ-2 пропорционален опорному напряжению E_0 .

Входные токи I_1 коммутируются быстродействующими время-задающими ключами в группы через ключ 6.1 на вход I_1 поступает импульс тока с выхода ПНТ-1 длительностью 20 мс, а через ключ 6.2 поступает последовательность "л" 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:

$$U_{\text{ИБИ}} [1,3] = n E_0 \left(\frac{T_x'}{R_1 C} + \frac{T_x''}{R_1(R_2)C} \right) - U_{\text{вых}} [0] \frac{T_1}{R_1 C} - \left[e_1 \frac{T_1}{R_1 C} + e_2 \frac{n T_x'}{R_1 C} + e_3 \frac{n T_x''}{R_3 C} + e_4' \frac{n T_x'}{R_1 C} \right], \text{ где}$$

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 $R_1(R_2)$. Отличие состоит в том, что выходной ток ПНТ-1 пропорционален E_0 , а ПНТ-2 $-U_{\text{вых}}$. Через ключ 6.1 поступает последовательность "п" 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:

$$U_{\text{ИБИ}} [1,4] = U_{\text{ИБИ}} [1,3] + n E_0 \left(\frac{T_x'}{R_1 C} + \frac{T_x''}{R_1(R_2)C} \right) - U_{\text{вых}} [0] \frac{T_1}{R_1 C} - \left[e_2 \frac{T_1}{R_1 C} + e_1 \frac{n T_x'}{R_1 C} + e_3 \frac{n T_x''}{R_3 C} + e_4 \frac{n T_x'}{R_1 C} \right] = U_{\text{ИБИ}} [1,2] + n E_0 T_x' \cdot \frac{R' + R''}{R' R'' C} - U_{\text{вых}} [0] T_1 \cdot \frac{R' + R''}{R' R'' C} + 2 n E_0 \frac{T_x''}{R_1(R_2)C} =$$

$$= U_{\text{ИБИ}} [1,2] + E_0 n \frac{T_x'}{\tau_1} - U_{\text{вых}} [0] \frac{T_1}{\tau_1} + 2 n E_0 \frac{T_x''}{R_1(R_2)C};$$

где $\tau_1 = \frac{R' + R''}{R' R''} C$. Условия интегрирования E_0 и $U_{\text{вых}}$ одинаковые, они масштабируются через один эквивалентный резистор с сопротивлением $\frac{R' \cdot R''}{R' + R''}$, т.е. мультипликативная погрешность, определяемая неидеальностью 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 токозадающих

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

резисторов R_1 и R_2 ослабляется в 1000 раз, 46 поз. заканчивается второй полуинтервал интегрирования, в результате которого на выходе ГБИ формируется напряжение, определяемое напряжениями смещения и разностью ΔU выходного напряжения АС и желаемого напряжений, определяемого входным кодом N . Выходное напряжение ГБИ через U и ключ 8.2 поступает на вход АЗУ1 и запоминается в АЗУ1 в течении интервала 38... 47 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 ($T_{\text{поз.}}$) сбрасывается ГБИ. Далее начинается первый такт интегрирования во втором цикле работы ИКН. Одновременно с первым тактом (2...10 поз.) производится интегрирование в И2 выходного напряжения АЗУ1, т.е. формирование конечного результата первого цикла совмещено по времени с началом второго. По окончании 20 мс интервала выходное напряжение U_2

$$U_{U_2}'' [1] = U_{U_2} [1] \quad \text{равно:}$$

$$U_{U_2} [1] = U_{U_2} [1] - U_{\text{ГБИ}} [1,4] \cdot \frac{T_2}{\tau_2} \cdot K = \frac{T_2}{\tau_2} \cdot K [U_{\text{ГБИ}} [1,2] - U_{\text{ГБИ}} [1,4]] =$$

$$= \frac{T_2}{\tau_2} K \left\{ U_{\text{вых}} [0] \frac{T_1}{\tau_1} - E_{\text{ои}} \left[\frac{T_x'}{\tau_1} + 2 \frac{T_x''}{R_1/R_2/C} \right] \right\}$$

В последнем выражении отсутствуют члены, зависящие от напряжений смещений, т.е. алгоритмически устранены аддитивные погрешности ГБИ. В результате последней операции на выходе И2 сформировано напряжение пропорциональное разности ΔU выходного напряжения АС и желаемого напряжений, определяемого входным кодом N . Далее в течение интервала длительностью 10 мс (поз. 10... 14) происходит запоминание выходного напряжения U_2 в АЗУ2, выход которого суммируется в АС с выходным напряжением ГБИ. В итоге уменьшается разность между реальным и желаемым напряжениями на выходе устройства. На этом заканчивается первый итерационный цикл формирования

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

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 "ГСТОВ", 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 формирование выходного сигнала, соответствующего новому значению входного кода К.

Но оказалось, что рассмотренная структура ИСН, представленная рис. 11 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 ИСН, представленный на рис. 14, имеет узел, устраняющий влияние этого смещения на результат интегрирования. Направление интегрирования в И2 в режиме коррекции изменяется путем инверсного подключения интегрирующей емкости С4. Для этого используются ключи 10.1-10.12.

Подробный алгоритм работы схемы ИСН рис. 14 изображен на рис. 15.1 и 15.2.

Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
				44

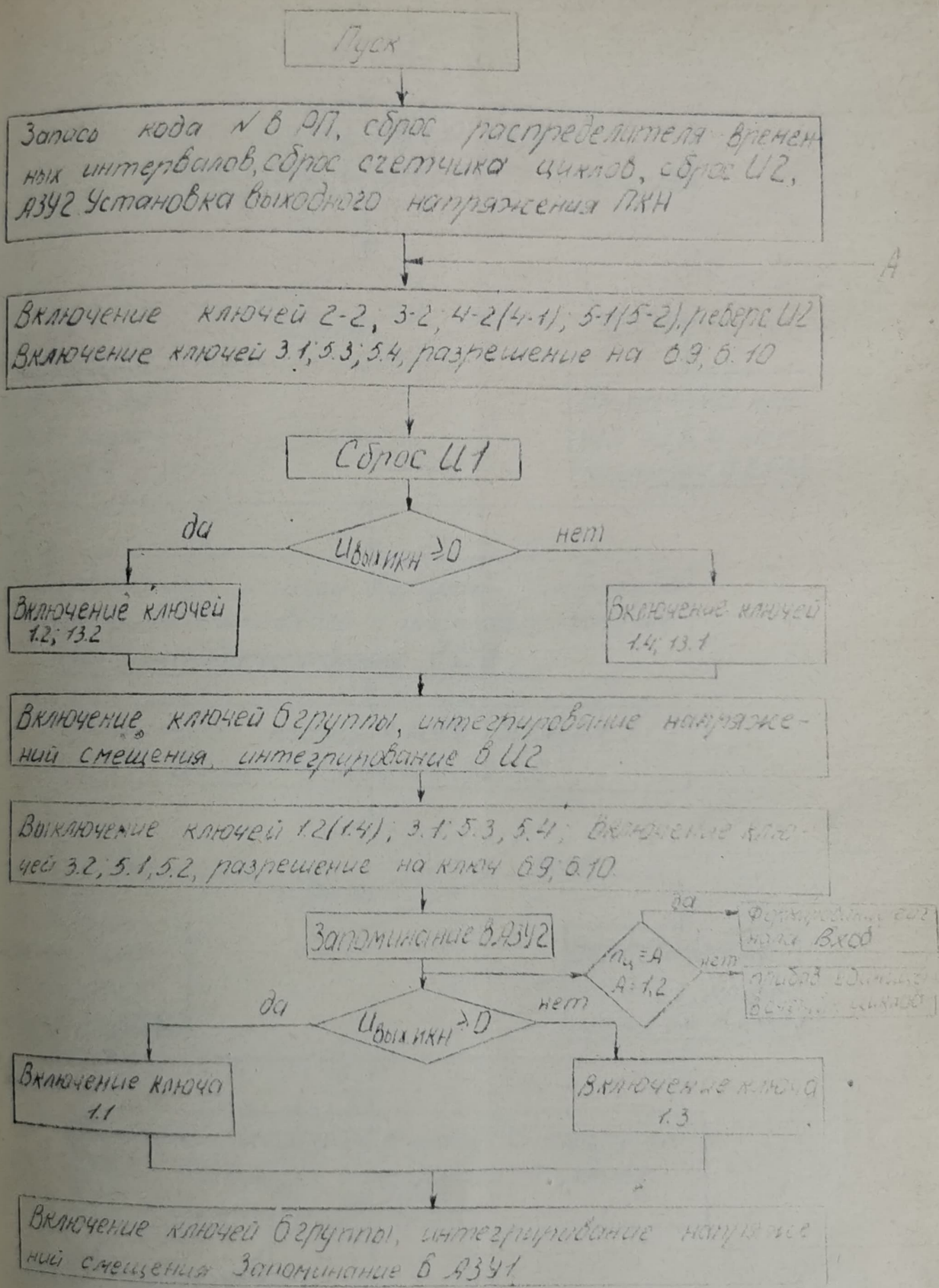


Рис. 15.1. Блок-схема алгоритма. (Продолжение см. на рис. 15.2)

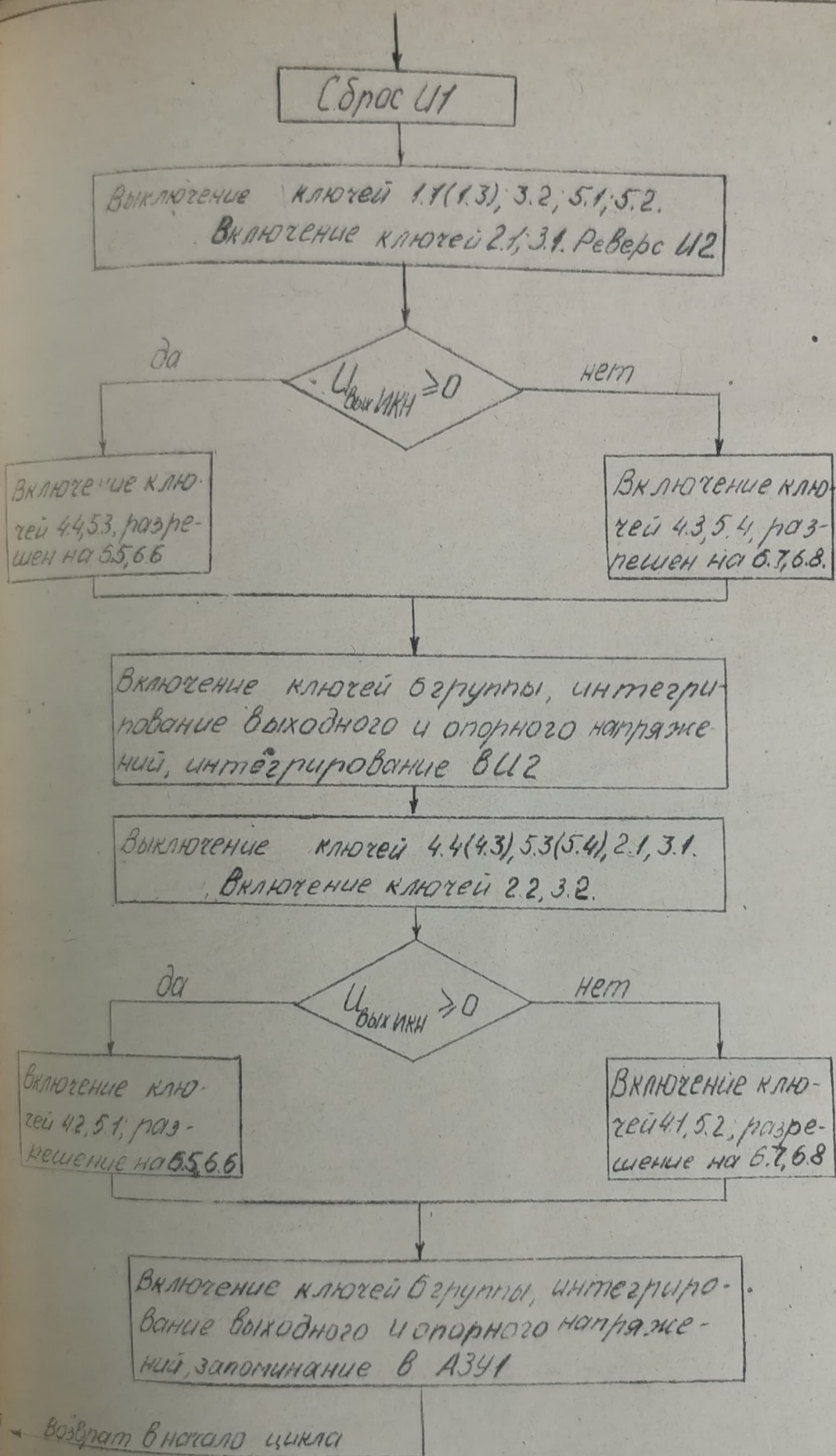


Рис. 15.2 Блок-схема алгоритма. (Начало см. на рис. 15.1)

4. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ

По функциональной схеме ИКН (рис. 14) и в соответствии с описанием его работы на рис. 16 приведено выражение в форме графа для выходного напряжения устройства U_{n+1} в " $n+1$ " цикле преобразования; в данном изображении использованы следующие обозначения:

$N_{хст} = N_{хст} + N_{хмл}$ - входной код ИКН, являющийся суммой старших $N_{хст}$ и младших $N_{хмл}$ разрядов соответственно;

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

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

- E - опорное напряжение;

- $I_{вх}$ - 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 ИВИ выходного напряжения ИКН;

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

- $\Delta \phi_{р1}$ и $\Delta \phi_{р2}$ - погрешности формирования импульсов тока в первом и втором каналах (ПНТ-1 и ПНТ-2);

- $U_{комп.р1}$ и $U_{комп.р2}$ - соответствующие напряжения компенсации влияния данных погрешностей;

- $U_{смещ. ИНТ-1}$, $U_{смещ. АЗУ-1}$, $U_{смещ. ИНТ-2}$, $U_{смещ. АЗУ-2}$ - приведенные ко входу

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					48

Граф погрешностей

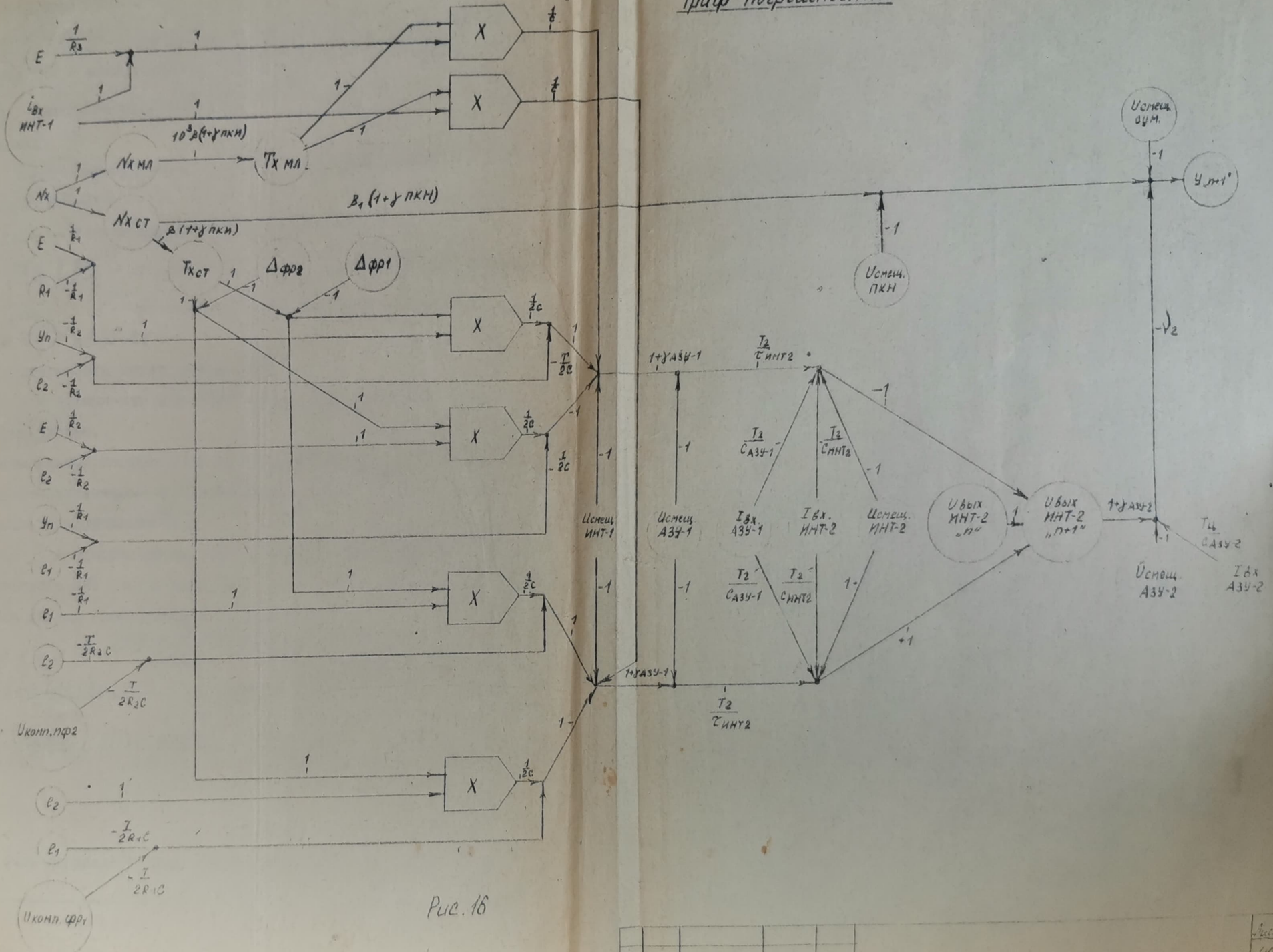


Рис. 16

Изм.	Исполн.	Изм.	Исполн.	Подп.	Дата

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

- $\sum_{\text{ПКН}} U_{\text{смещ.}}$ и $\sum_{\text{сумм}} U_{\text{смещ.}}$ - приведенные к выходам соответствующих блоков смещения нуля ПКН и аналогового сумматора.

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

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

- $C_{\text{АЗУ-1}}$, $C_{\text{АЗУ-2}}$ - заголяющие емкости АЗУ-1 и АЗУ-2;

$I_{\text{ВХ.}}^{\text{АЗУ-1}}$, $I_{\text{ВХ.}}^{\text{АЗУ-2}}$ - входные токи соответствующих устройств;

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

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

- V_1 и V_2 - коэффициенты передачи аналогового сумматора по первому и второму входам.

- β_1 - номинальный коэффициент преобразования ПКН;

- $K_{\text{ПКН}}$ - мультипликативная составляющая погрешности ПКН, включающая погрешность коэффициента V_1 ;

- $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ - относительные приведенные погрешности первого, второго и третьего ПИТ соответственно.

Описанное данным графом выражение имеет вид:

$$\begin{aligned}
 & \sum_{\text{ПКН}} u_{\text{н.н.}} - \sum_{\text{сумм}} u_{\text{н.н.}} \left\{ 1 - \frac{(1 + K_{\text{АЗУ-1}})(1 + K_{\text{АЗУ-2}}) V_1 T^2}{2 T_{\text{ИНТ-2}} C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right\} = \\
 & = V_2 \frac{(1 + K_{\text{АЗУ-1}})(1 + K_{\text{АЗУ-2}}) T^2}{T_{\text{ИНТ-2}}} \left\{ - \frac{U_{\text{компл.Т}}}{2 R_1 C} - \frac{U_{\text{компл.Т}}}{2 R_2 C} - \right. \\
 & \left. - \frac{E(T_{\text{хст}} + \Delta \text{ФРР1})}{2 R_1 C} - \frac{E(T_{\text{хст}} + \Delta \text{ФРР2})}{2 R_2 C} - \frac{E I_{\text{х.мд}}}{R_3 C} \right\} \quad (1)
 \end{aligned}$$

т.е. может быть записано в виде рекуррентного уравнения первого по-

рядка:

$$y_{n+1} - y_n \rho + Q = 0 \quad (2)$$

решения которого

$$y_n = y_0 \rho^n - Q \frac{1 - \rho^n}{1 - \rho} \quad (3)$$

где

$$y_0 = U_{\text{смещ}}^{\text{сум}} + V_1 [U_{\text{смещ}}^{\text{ПКН}} + \beta_1 (1 + \gamma_{\text{ПКН}}) N_{\text{хст}}]$$

напряжение на выходе ИКН перед началом работы интеграционного корректирующего устройства, а коэффициенты ρ и Q находятся из сопоставления (1) и (3).

Преобразуя полученное выражение и пренебрегая величинами высших порядков ($\rho^n \approx 0$) и учитывая, что $U_{\text{компл}} \text{ ф.р. } jT = \Delta \text{ ф.р. } jE \cdot j = \sqrt{2}$, получим

$$y_n = -\frac{E\beta}{T} N_x \left\{ 1 - \frac{1}{\beta N_x} \left[T (U_{\text{смещ}}^{\text{сум}} + V_1 U_{\text{смещ}}^{\text{ПКН}}) \rho^n \right] \cdot \gamma_{\text{ПКН}} + \frac{N_{\text{КМЛ}}}{N_x} \left(\frac{\delta_1}{2} + \delta_3 \right) + \frac{N_{\text{хст}}}{N_x} \rho^n \right\} \quad (4)$$

где $R_1 = R_2 (1 + \delta_1)$, $R_3 = 10^3 R_2 (1 + \delta_3)$, а

$$\rho = 1 + \frac{V_2 (1 + \gamma_{\text{АЗЧ-1}}) (1 + \gamma_{\text{АЗЧ-2}}) T_2 T_1}{2 \tau_{\text{инт-2}} C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \approx 0 \quad (5)$$

выражение для коэффициента "P" можно упростить, записав реальные значения параметров V_2 , $\tau_{\text{инт-2}}$, C и R_2

через их номинальные значения $V_{2\text{ном}}$, $\tau_{\text{инт-2, ном}}$

$$C_{\text{ном}} \text{ и } R_{2\text{ном}}; V_2 = V_{2\text{ном}} (1 + \gamma_{V_2}), \tau_{\text{инт-2}} = \tau_{\text{инт-2, ном}} (1 + \delta_{\tau_{\text{инт-2}}}),$$

$$C = C_{\text{ном}} (1 + \delta_C); R_2 = R_{2\text{ном}} (1 + \delta_2).$$

Подставив полученное выражение в (5) и, учитывая, что расчетом задано:

$$\frac{V_{2\text{ном}} T_2 T_1}{R_2 C_{\text{ном}} \tau_{\text{инт-2, ном}}} = -1 \quad (6)$$

получим:

$$\rho = 1 - \frac{(1 + \gamma_{\text{АЗЧ-1}}) (1 + \gamma_{\text{АЗЧ-2}}) (1 + \gamma_{V_2}) (1 + \frac{\delta_1}{2})}{(1 + \delta_C) (1 + \delta_{\tau_{\text{инт-2}}}) (1 + \delta_2) (1 + \delta_1)}$$

$$\approx \gamma_{V_2} + \gamma_{\text{АЗЧ-1}} + \gamma_{\text{АЗЧ-2}} - \delta_C - \delta_{\tau_{\text{инт-2}}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2}, \text{ т.е. оконча-}$$

$$\text{тельно: } y_n = -\frac{E\beta}{T} N_x \left\{ 1 - \frac{1}{\beta N_x} \left[T (U_{\text{смещ}}^{\text{сум}} + V_1 U_{\text{смещ}}^{\text{сум}}) (\gamma_{V_2} + \gamma_{\text{АЗЧ-1}} + \gamma_{\text{АЗЧ-2}} - \delta_C - \delta_{\tau_{\text{инт-2}}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2}) \rho^n \right] \right\} \quad (7)$$

Из данного выражения найдем аддитивную, мультипликативную и нелинейную составляющие погрешности ИКН:

$$\delta_{\text{общ}} = \frac{1}{N_x} \left\{ -\frac{T}{\beta} \left(U_{\text{сумм.}} + V_2 U_{\text{ПКН}} \right) \left(\gamma V_2 + \gamma_{\text{АЗУ-1}} + \gamma_{\text{АЗУ-2}} - \delta_c - \delta \tau_{\text{инт-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2} \right)^n \right\} \quad (8)$$

$$\delta_{\text{линейн.}} = \gamma_{\text{ПКН}} \quad (9)$$

$$\delta_{\text{нел.}} = \frac{N_{\text{мин}}}{N_x} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right) + \frac{N_{\text{хст}}}{N_x} \left(\gamma V_2 + \gamma_{\text{АЗУ-1}} + \gamma_{\text{АЗУ-2}} - \delta_c - \delta \tau_{\text{инт-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2} \right)^n \quad (10')$$

$$\text{или} \quad \left| \delta_{\text{нел.}} \right|_{\text{привед}} \cong 10^{-3} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right) \quad (10)$$

Проанализируем выражения (8), (9), (10). Для этого оце-

ним составляющие этих выражений:

- $U_{\text{сумм.}} = 10^{-3}$ В - $U_{\text{сумм}}$ микросхемы МАА725;
- $U_{\text{сум.}} = 20 \cdot 10^{-3}$ В - $U_{\text{сум}}$ микросхемы К140УД8А, используемой 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;
- $\gamma V_2 = 0,02 \cdot 10^2 = 2 \cdot 10^{-4}$ - обусловлена применением резисторов С5-27 для получения коэффициента V_2 ;
- $\gamma_{\text{АЗУ-1}} = \gamma_{\text{АЗУ-2}} = 10^{-2}$ - обусловлена абсорбцией конденсатора типа К71-4;
- $\delta_c = 5\% = 5 \cdot 10^{-2}$ - погрешность интегрирующей ёмкости типа К72П-6;
- $\delta \tau_{\text{инт-2}} = 1\% = 10^{-2}$ - грубо подстраивается при настройке;
- $\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = 0,05\% = 5 \cdot 10^{-4}$ - погрешность, обусловленная токозадающими резисторами типа МРХ;
- $V_2 = 100$;
- $\gamma_{\text{ПКН}} = \gamma_{\text{точ}} = 10^{-8}$ - определяется лишь нестабильностью генератора опорной частоты при наличии схемы синхронизации.

Подставляем полученные выше значения составляющих аддитивной погрешности в выражение (8)

$$\sigma_{\text{agg}} = \frac{1}{N_x} \left\{ -\frac{\pi}{\beta} \left(\text{Целень}_{\text{супл.}} - \frac{1}{2} \text{Целень}_{\text{ПКН}} \right) (\gamma_{1/2} + \gamma_{\text{АЗЧ-1}} + \gamma_{\text{АЗЧ-2}} - \delta_c - \delta_{\text{Тимп-2}} - \delta_2 - \frac{\delta_1}{2})^n \right\} = \frac{1}{10^6} \left\{ -\frac{20 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-5}} (10^{-3} + 10^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}) (10^{-2} + 10^{-2} + 2 \cdot 10^{-4} - 5 \cdot 10^{-2} - 10^{-2} - 5 \cdot 10^{-4} - \frac{5 \cdot 10^{-4}}{2})^n \right\} = \frac{1}{10^6} \left\{ -10^3 (2) (-4 \cdot 10^{-2})^n \right\}$$

При $n=1$

$$\sigma_{\text{agg}}^I = \frac{1}{10^6} 8 \cdot 10 = 8 \cdot 10^{-5}$$

При $n=2$

$$\sigma_{\text{agg}}^{II} = \frac{1}{10^6} 3,2 = 3,2 \cdot 10^{-6}$$

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

Мультипликативная составляющая погрешности определяется погрешностью формирования 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.:

$$\sigma_{\text{мулт.}} = 10^{-8}$$

Нелинейная составляющая погрешности, полученная из выражения (10), равна:

$$|\sigma_{\text{нел.}}| \cong 10^{-3} \left(\frac{\delta_1}{2} - \delta_3 \right) = 10^{-3} \left(\frac{5 \cdot 10^{-4}}{2} - 5 \cdot 10^{-4} \right) = 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-4} = 2,5 \cdot 10^{-7}$$

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

5. ВЫВОД

Рассмотренные в разделах 2.1 и 2.2 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 2.3). Но и эта структура имеет ряд недостатков, затрудняющих построение высокоточных ШИДН. Однако то, что в итерационных ШИДН на погрешность преобразователя 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 выходного напряжения ШИДН на основном пределе с целью получения как более низковольтных пределов, так и более высоковольтных (с произвольным коэффициентом деления). Применение микропроцессорной техники

№	Лист	№ докум	Подп.	Дата

позволит значительно расширить возможности ИИИ.

Кроме резистивных и импульсных делителей напряжения для цепей масштабного преобразования напряжения применяются индуктивные и емкостные делители. Анализ этих делителей сделан в [10].

В масштабных преобразователях на основе индуктивного делителя коэффициент передачи задается отношением числа витков обмоток трансформатора, которое остается неизменным. Это является основным преимуществом индуктивных делителей. Проблемы создания таких устройств связаны с необходимостью двойного преобразования постоянного напряжения и трансформации плоской части вершины импульсов без искажения. Применение магнитных материалов с высококачественной прямоугольной характеристикой и с высокой магнитной проницаемостью в сочетании с технологическими и конструктивными приемами получения высокой степени канализации магнитных потоков, (создающими трудности при серийном производстве), исполнение строго симметричных обмоток и применение методов компенсации погрешности индуктивных делителей, позволили создать высокоточные индуктивные меры отношения. Большая трудоемкость при изготовлении самих трансформаторов, сложность компенсации погрешности индуктивных делителей, применение стабилизированных усилителей не позволяет их широко использовать для построения ИИИ.

Емкостные делители не нашли применение в приборах постоянного тока из-за сложности, низкой нагрузочной способности, применения воздушных конденсаторов с пластинами и подвесками из инвара в кварцевых держателях.

				Лист
Лист	№ докум.	Подп.	Дата	55

6. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.

1. Шляндин В.М. "Цифровые измерительные преобразователи и приборы", "Высшая школа", Москва, 1973г.
2. Смолон В.В. "Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации", "Энергия", Ленинград, 1976г.
3. Розенблат М.Г., Михайлов Г.Х. "Источники калиброванных напряжений постоянного тока", "Энергия", Москва, 1976г.
4. Гутников В.С. "Интегральная электроника в измерительных приборах", "Энергия", Ленинград, 1974г.
5. Нетробенко К.А. "Цифровые делители напряжения", "Энергия", Москва, 1970г.
6. Ивашев Р.Д. и др. "Преобразователь код-напряжение с промежуточным преобразователем в ШИМ-сигнал", "Труд ВНИИЭП", вып. 17, 1973
7. Г.Корн и Т.Корн "Справочник по математике", "Наука", Москва, 1977г.
8. Рачин С.А. "Анализ погрешностей итерационного широтно-импульсного преобразователя". - "Труд ВНИИЭП", вып. 31, 1976г.
9. Научно-технический отчет Я610.019.041-045 шифр "Введение I" Таллинское КБ радиоаппаратуры.
10. Научно-технический отчет по НИР шифр "Витязь", ККБРА.
11. А.Е. Вольнский, С.А. Рачин, А.А. Смирнов "Авторское свидетельство № выданное по заявке 2744404/24-07, решение о выдаче от 31.5.79
12. Sugiyama Takachi, Yamaguchi Keiki.
Pulse with modulation DC potentiometer. -
"IEEE Trans. Instrum. and Measur." 1970, v.19, N4,
p. 286-290.
13. Naydan B., Brinkman J. Ladderless Digital-to-analog converter, nam США, N. 3, 646, 545, 1972г.
14. Yamaguchi K. DC. Standard Voltage Generator using PWM, "Yokogawa Technical Report",
VI7, 1973г.

Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
				56