

Инд. № Отр. рег. № " " 1974 г.

Утверждаю
Главный инженер предприятия

Мисин (Х. Гидра)

" 14 " Июль 1974 г.

Исследование точных цепей,
цифровых делителей напряжения
и принципов построения автома-
тических калибраторов, вольт-
метров отношения и разностей
постоянного тока.

Научно-технический отчет ,

ИЮ.019.045

Цифр "Введение-I"

Научный руководитель

Рыбане (Р. Рыбане)

" 14 " Июль 1974 г.

Начальник сектора

Саятпалу (В. Саятпалу)

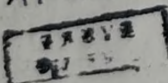
" 14 " Июль 1974 г.

Начальник отдела

Лауд (Т. Лауд)

" 14 " Июль 1974 г.

AT-2222



СПИСОК ИСПОЛБИТЕЛЕЙ

Непосредственное творческое участие отражено в:

АЛЕРСЕЕВ П.П.	инженер	ЯМО.019.045 - 4.5.3,
АДУН Р.О.	инженер конструктор II кат.	ЯМО.019.042,
ВАССЕР Р.Г.	ст. инженер	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.3.3, 4.5.2,
КИВШАКЕР А.И.	инженер	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.3.2, 4.3.3, 4.3.5,
ЛАДУДЬЕВ В.М.	инженер	ЯМО.019.042,
ЛАУД Т.А.	нач. отдела	ЯМО.019.042,
ПЕЛЬЕВ М.А.	ст. инженер	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.5.3,
РЕБАНЕ И.Б.	ведущий конструктор темы	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.3.6, 4.5.3,
РЕБАНЕ Р.-В.П.	научный руководитель	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - за искл. 4.5.3,
РИЙТСААР М.Х.	ведущий инженер	ЯМО.019.042,
РИННЕ В.Е.	инженер	ЯМО.019.042,
РОСТЕРН Э.А.-А.	ведущий инженер темы	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.3.3, 4.3.4, 4.3.6, 4.3.7, 4.3.5,
САМУОКС М.А.	нач. сектора	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.3.6,
УЙБУ А.А.	инженер	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.3.1, 4.3.4, 4.3.5,
ХУНТ Д.К.	ведущий инженер	ЯМО.019.042, ЯМО.019.045 - 4.6.

Примечание. ЯМО.019.042 - отчет по подготовительной стадии НИР "Введение-I".

ЯМО.019.045

"Введение-I"
Научно-технический
отчет

Лист	Лист	Листов
	2	197

Перв. примен.

Справ. №

Подп. и дата

Всего листов №

Подп. и дата

Лист №

Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Ростерн	Ростерн	Ростерн	Ростерн	Ростерн
Уйоу	Уйоу	Уйоу	Уйоу	Уйоу
Хунт	Хунт	Хунт	Хунт	Хунт

РЕФЕРАТ

Научно-технический отчет по НИР "Исследование точных цепей, цифровых делителей напряжения и принципов построения автоматических калибраторов, вольтметров отношения и разностей постоянного тока" содержит сообщения по всей НИР, а также результаты исследований, проведенных на II этапе. Для подробного ознакомления материалами НИР совместно с научно-техническим отчетом должны рассматриваться три части отчета по подготовительной стадии данной НИР [2,3,4], а также отчет по подготовительной стадии НИР "Исследование схемных и структурных способов построения пассивных частей точных аналоговых цепей" [1].

В ходе НИР проанализированы способы построения пассивных частей точных аналоговых цепей (ТАЦ) на постоянном токе, без применения высокостабильных резистивных элементов, а также электронный способ деления напряжения с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Напомнены некоторые усовершенствования этих способов. Далее рассмотрены схемные и конструктивные вопросы построения РИИ с применением вышеуказанных ТАЦ. В ходе НИР также исследованы некоторые вопросы повышения производительности поверки цифровых вольтметров, которые могут быть полезными и при проверке РИИ других видов.

В результате предлагается использование:

- делителей напряжения с широтно-импульсной модуляцией в качестве делителей в образцовых РИИ;
- делителей с предварительной калибровкой и делителей с биполярными транзисторами в качестве средств переключения поддиапазонов в образцовых РИИ;
- дуально-реверсивных делителей для построения поверочных средств образцовых РИИ;
- допускowego и "интегрирующего" способов производительной поверки цифровых вольтметров.

Указываются конкретные типы Р.И. с применением ТАЦ.

В дальнейшем предложено исследовать построение высоковольтных делителей с ПИМ, конструктивных вопросов построения образцовых делителей Д-В типа и с предварительной калибровкой как на переменном токе, так и с устранением влияния остаточных параметров переключающих элементов. Также необходимы дальнейшие исследования точных детекторных и модуляторных схем для построения РИИ переменного тока с использованием точного регулируемого (также дистанционно) опорного напряжения постоянного тока.

В наем научно-исследовательский отчет совместно с отчетами по подготовительной стадии НИР может использоваться как пособие при проектировании узлов образцовых РИИ.

Работы, предусмотренные техническим заданием на НИР выполнены полностью.

Копия

Утверждено

Главный инженер организации
п/и

12 января 1973 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

на научно-исследовательскую работу

"Исследование точных цепей, цифровых делителей
напряжения и принципов построения автоматичес-
ких калибраторов, вольтметров отношения и раз-
ностей постоянного тока"

Выпр "Введение-1"

Согласовано

Главный инженер
предприятия
п/и

"46" 06 1973 г.

ЛЮ.019.045

Лист
5

Подп и дата

Взам инд № инд № судл.

Подп и дата

Инв № инв

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

1.1. Целью настоящей работы является исследование структурных (схемных) путей снижения погрешности точных управляемых аналоговых цепей (ТАЦ) и выработка методики их проектирования для калибраторов, измерителей отношения и вольтметров постоянного тока, при использовании в последних серийных комплектующих изделиях, не обеспечивающих в обычных схемах необходимой точности прибора.

Исследование структурных способов повышения точности и стабильности цепей приборов, применения средств самокалибровки имеет также цель увеличения межповерочного периода приборов в органах Комитета Стандартов и упрощения самого процесса поверки.

1.2. Целью работы является также исследование способов построения автоматических средств поверки цифровых вольтметров постоянного тока для производственных условий.

2. ВОЗНИКА РАБОТЫ

2.1. Одним из основных источников погрешности в точных электронных измерительных приборах являются временная и температурная нестабильности, а также необратимые изменения под влиянием климатически воздействий параметров комплектующих изделий (например, резисторов и делителей напряжения, используемых в качестве поверочных средств или входящих в цепи обратной связи, входные цепи и цифро-аналоговые преобразователи и др.).

Эти нестабильности вызывают в настоящее время одну из основных трудностей при разработке ряда электронных измерительных приборов (вольтметров, калибраторов и измерителей отношения высокого класса точности $3 \cdot 10^{-4} - 10^{-5}$), в особенности при их работе в полевых условиях, где затруднено проведение поверки и калибровки прибора.

Улучшение стабильности элементов возможно различными металлургическими и технологическими путями (новые сплавы, печатные резисторы и т.п.), однако повышение точности передачи аналоговых цепей возможно и при использовании сравнительно "плохих" элементов, применяя специальные схемные и структурные решения (в т.ч. цифровые

делителя напряжения, различные способы самокалибровки и т.п.). Возможные улучшения точности передачи по сравнению с точностью используемых элементов может достигать одного или нескольких порядков. Некоторые виды ТАЦ используются в калибраторах TR-6120 фирмы TAKEEDA RIKEN и CV-102 фирмы ADRET в измерителях напряжений DM-1000 фирмы Julie Research Lab и др.

Однако ТАЦ в настоящее время изучены недостаточно, нет обобщенной теории проектирования пассивных ТАЦ и ТАЦ для цифро-аналоговых цепей, что ограничивает их применение при выполнении ОКР.

Настоящая НИР направлена на обобщение теории управляемых ТАЦ и выработку основ их проектирования для наиболее острых нужд электронной техники.

2.2. В связи с повышением требований к производству поверки цифровых вольтметров постоянного тока по систематическим погрешностям и характеристикам флуктуации (ГОСТ 8.009.7% и проект ГОСТ "Вольтметры цифровые постоянного тока. Методика и средство поверки" 1972 г.), трудоемкость поверки при использовании образцовых приборов только с ручной регулировкой, существенно возрастает. Для обеспечения качественной поверки ИВ и приемлемой производительности поверки в цеховых условиях, необходимо применение программируемых калибраторов с автоматической выдачей погрешности и характеристик флуктуации ИВ.

В настоящей НИР исследуются принципы построения подобных калибраторов. Результаты НИР могут дать основу также для построения автоматизированных калибраторов аналоговых вольтметров.

3. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

3.1. Исследование и анализ принципов действия управляемых структурных ТАЦ (в т.ч. бистабильных цифровых делителей напряжения). Изяснение особенностей сочетания ТАЦ с усилителями и аналого-цифровыми устройствами. Вывод основ проектирования ТАЦ.

Изыскание оптимальных принципов действия вольтметров относительной разности в А.Д. (классы 10^{-4} - 10^{-5}) с переменным ТАЦ.

Экспериментальные исследования основных узлов точных приборов.

3.2. Исследование оптимальных алгоритмов проверки уровней вольтметров в условиях производства и эксплуатации. Анализ принципов построения автоматических и программируемых калибраторов с высокой точностью и характеристике девиации, масштабы работ по усовершенствованию обработки данных проверки.

Анализ и экспериментальные исследования основ калибровки и аналоговых узлов автоматических калибраторов (классы $1 \cdot 10^{-4}$ - $3 \cdot 10^{-5}$).

4. ЭТАПЫ РАБОТЫ

- I этап - составление, согласование и утверждение ТЗ. Выбор направления работ, предварительный отчет.
- II этап - теоретические и экспериментальные исследования. Обобщение и вывод теоретических основ проектирования. Исследование практических решений для калибраторов, вольтметров отклонения в режиме постоянного тока.
- III этап - составление и оформление научно-технического отчета.
- IV этап - продолжение работы государственной комиссией.

5. ОФОРМЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ

- 5.1. Научно-технический отчет по научно-исследовательской работе.
- 5.2. Методические материалы, протоколы испытаний.
- 5.3. Проект ТЗ на разработку блока и приборов.

6. ПРЕДПРИЯТИЕ-Исполнитель РАБОТЫ

Представитель предприятия
разработчика

Представитель заинтересованного
предприятия:

(подпись)

(подпись)

Копии в архив: *Э. Костин*

СОДЕРЖАНИЕ

Лист

Список исполнителей	2
Реферат	3
Техническое задание (копия)	5
1. Введение	10
2. Аналитический обзор	14
3. Выбор и обоснование направления работы	13
4. Результаты теоретических и экспериментальных исследований	44
4.1. Двухдно-реверсивный способ построения точек аналоговых цепей	44
4.2. Бистабильный способ построения делителей напряжения и тока	54
4.3. Анализ работы делителей с широко-импульсной модуляцией	59
4.4. Высоковольтные делители с предварительной калибровкой	127
4.5. Вопросы построения НИИ с использованием точек аналоговых цепей	135
4.6. Производственные методы поверки цифровых измерительных приборов	166
5. Заключение	174
6. Проекты технических заданий	175
7. Перечень использованных патентных материалов	188
8. Перечень патентно-способных технических решений	189
9. Список использованной литературы	191
10. Справка об отражении результатов проведенной работы в информационных материалах	195
Приложение. Перечень частей технических решений и технических предложений	197

№ 019.045

9

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие измерительного приборостроения в настоящее время идет как в направлении создания простых переносных ИИ и в направлении улучшения технических характеристик ИИ, в т.ч. точности измерений. В то же время появляются приборы с новыми функциональными возможностями, приборы имеющие возможность работать в автоматизированных системах контроля (АСК), появляются настольные комплексы из ИИ и вычислительных средств обработки - испытательные приборы. Все это становится возможным в большой степени благодаря развитию интегральных микросхем.

Вторым фактором, кроме элементной базы, определяющим развитие технических ИИ является возможность осуществления периодической поверки приборов, находящихся в эксплуатации, возможность осуществления контроля эксперимента в ходе проведения разработок ИИ, а также возможность контроля производства ИИ - т.е. наличие образцовых приборов.

Любой измерительный процесс может быть определен как: "измерение есть процесс определения безразмерного отношения двух информативных параметров аналоговых сигналов и выражения этого отношения в форме кода (цифры)". Возможны и другие определения, но данное здесь наиболее подходит для технического рассмотрения вопроса. Процесс генерирования аналоговых сигналов имеет определение, обратное приведенному:

"генерирование есть процесс формирования аналогового сигнала, безразмерное отношение информативного параметра которого к информативному параметру другого аналогового сигнала (например, опорного) равно заданному значению входного кода (цифры)".

Для определения отношения параметров двух аналоговых сигналов (один из которых обычно является опорным) нужно их привести к одинаковому виду, чтобы обеспечить возможность сравнения (для этого служат т.н. преобразователи сигналов). Сравнительным элементом служит в конечном итоге двоичное устройство, работающее по принципу "меньше" - "больше". Также нужно провести изменение информативного параметра одного или обоих аналоговых сигналов (например, провести деление напряжения) до получения решения от

ЛБЮ.019.045

40

сравниваемого элемента о достаточно точном равенстве обоих сигналов.

Если изменение информативного параметра (деление напряжения) производилось квантовыми и закодированными порциями и если известны коэффициенты передачи преобразователей, тогда результат измерения может быть получен. Такое описание процесса измерения является достаточно общим. В случае использования стрелочных или самопишущих приборов в завершении процесса измерения должна всегда участвовать человек, в случае цифровых приборов процесс измерения может протекать автоматически.

Отсюда следует, что основными узлами (в особенности для образцовых приборов), определяющими точность и другие характеристики ИИ, являются:

- преобразователи вида аналоговой величины (детекторы, модуляторы, фильтры, и т.п.);
- регулируемые преобразователи интенсивности информативного параметра аналоговой величины (делители напряжения, аттенюаторы, операционные усилители с точными цепями обратной связи и т.п.);
- сравнивающие устройства (операционные усилители с компараторами, детекторы разности и т.п.).

Одним из основных узлов ИИ является делитель напряжения/тока (или Ц/А преобразователь), который производит изменение напряжения/тока в точном, заданном управляющим кодом отклонения.

В классических резонных регулируемых делителях напряжения состоят из точных резисторов и коммутируемых элементов (переключателей). Коэффициент передачи этих делителей зависит от нестабильности (температурной, временной и пр.) соответствующих резисторов и сопротивлений коммутируемых элементов. Слов службы делителей ограничена извсоустойчивостью переключателей. При автоматизации необходимо введение большого количества реле, что приводит к возможности неидеальности и вносит большие трудности при построении образцовых ИИ.

Повышение стабильности коэффициента передачи возможно путем изготовления резисторов наборных делителей из одного куска проводящего или непроводящего материала с резисторами на одном обмене основания. Оба варианта имеют ряд технологических осложнений, поэтому коммутация при этом сокращается. Препятствует также излучение делителями

связи их использование также сложное, кроме этого затруднено построение этих делителей для приборов постоянного тока и проблема коммутировки сохраняется. На практике применяются также отбор резисторов из каталогов по значениям ИИ и старения.

Целью настоящей НИР является исследование методов получения точного отношения напряжений/токов при помощи структурных - системных методов без использования технологии изготовления приборов и без применения vastных точек для подбора резисторов.

Так, например, рассматривается т.н. цифровой делитель или делитель напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) - в этом случае удается возможно совершенно исключить точные резисторы, определить значения отклонения, также не нужны в измерителе щупой или переключателя - последние управляют только ходовым выходом и могут быть реализованы в направлении повышения живучести не заботясь о сопротивлении и э.д.с. в стартовой цепи. Делитель хорошо подходит для дистанционного управления.

Рассматриваются также другие виды делителей (например дуально-реверсивного А-И типа) в области их применения. Поскольку применение структурно-точных делителей тесно связано с активными элементами (управляемыми), то их сочетание в данной работе называется - точная аналоговая цепь (ТАЦ). В настоящей работе сама ТАЦ рассматривается только с точки зрения постоянного тока, однако их применение обобщается и для приборов переменного тока.

Изучение возможностей применения ТАЦ имеет также целью увеличения межповерочного периода ИИ или упрощения их поверки (например, поверяться только значимыми из ИИ источниками опорного напряжения, делители их либо не требуют поверки, либо их поверка может осуществляться через 1-3 года вместо 3-6 месяцев).

Большое значение имеет применение ТАЦ для повышения метрологической надежности ИИ работающих в полевых условиях или без непосредственного зазора человека.

В ходе НИР рассматривались структурные схемы наиболее типичных ИИ с использованием ТАЦ.

Рассмотрены вопросы автоматизации измерительных работ, проводимых при помощи этих ИИ, в том числе вопросы создания щупой системы для поверки цифровых приборов.

Проведены макетирования различных узлов ТАЦ. Рассмотрены также возможности создания нелинейных делителей напряжения с ПИМ, необходимых, в частности, при построении образцовых измерителей переменного напряжения и сопротивления.

В настоящем научно-техническом отчете приводятся обобщения, результаты дополнительных исследований и окончательные заключения, однако здесь, как правило, не дублируются непосредственные результаты анализа и исследований, выполненных на подготовительном этапе, поэтому для подробного ознакомления с работой необходимо использовать также отчеты [12], [13], [14] и [11].

2. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

2.1. Точные аналоговые цепи (ТАЦ).

2.1.1. Определения и классификация

Под понятие "точные аналоговые цепи" (ТАЦ) могут быть отнесены аналоговые цепи, принадлежащие к одной из следующих четырех групп:

- абсолютно точные цепи - это цепи, выражение погрешности коэффициента передачи которых не содержит погрешностей параметров основных элементов, образующих данную цепь (A0);

- цепи, точные до второго (или высшего) порядка малости - это цепи, выражение погрешности коэффициента передачи которых не содержит первых степеней погрешностей параметров основных элементов, образующих данную цепь (A1);

- цепи с абсолютно инвариантной погрешностью коэффициента передачи - это цепи, для которых выражение погрешности коэффициента передачи, зависящее от погрешностей параметров основных элементов, совершенно не меняется при изменении самого коэффициента передачи (D0);

- цепи с погрешностью коэффициента передачи, инвариантной до второго (или высшего) порядка малости - это цепи, для которых выражение погрешности коэффициента передачи, зависящее от первых степеней погрешностей параметров основных элементов, не меняется при изменении самого коэффициента передачи (D1).

Под "основными элементами, образующими данную цепь" понимаются те элементы, значения параметров и схема соединения которых определяют значение коэффициента передачи цепи, если рассчитать цепь как обобщенную, т.е. без применения тех выд., которые переводят данную цепь в разряд точной. Так, например, для аттенюатора основными элементами являются резисторы, а вспомогательными - переключающие контакты и клеммы. Это означает, что в "точной" аттенюатора влияние погрешностей сопротивлений резисторов будет уменьшено по крайней мере до второго порядка малости, а влияние переходного сопротивления контактов может сохраниться как у обычной цепи. (см. табл. I).

Таблица 1

Тип	Мощность номинальная Рн (Вт)	Номиналы	Рабочее напряжение [В]	Температура в [°C]		Относительная влажность [%]		Допускаемое отклонение [%]		Точность	Стабильность		Дополнительная нагрузка по отношению к Рн	Повышенная влажность	Температура [°C]	Частота номинальная	Примечания	
				Рабочая	Пределъная	Рабочая	Пределъная	Гиперпа	Спротивление		δв	Классификация						Классификация
1С2-29	0,125	10м - 140м	200	-60 до +155	-60 до +155	98% при +30	98% при +35	100 Ом ± 140м	± 0,1	± 0,5	± 10 ⁻⁵	± 25 °C	± 2,5 · 10 ⁻⁵	10 000	± 0,1			
	0,25	10м - 221м	350															
	0,5	10м - 301м	500															
	1	10м - 511м	700															
	2	10м - 101м	750															
2С5-5	1	10м - 13к Ом	400	-60 до +100	от -60 до +100	98% при +40	98% при +40	1к Ом - 75к Ом 110 Ом - 180к Ом 56 Ом - 180к Ом 11 Ом - 180к Ом 1 Ом - 180к Ом	± 0,05 ± 0,1 ± 0,2 ± 0,5 ± 1,0 ± 2,0 ± 5,0	18г 28г 58г 88г 108г	± 10 ⁻⁵ ± 15 · 10 ⁻⁵ ± 15 · 10 ⁻⁵ ± 15 · 10 ⁻⁵ ± 15 · 10 ⁻⁵	> 25 °C	± 2,5 · 10 ⁻⁵	10 000	± 0,1			
	2	20м - 30к Ом	400															
	5	510м - 75к Ом	400															
	8	10 Ом - 100к Ом	400															
	8	10 Ом - 100к Ом	400															
	10	10 Ом - 180к Ом	400															
3МДх	0,05	10к Ом - 2М Ом	200	-60 до +100	от -60 до +100	98% при +40	98% при +40	> 50 к Ом	± 0,02	А	± 10 ⁻⁵	± 50 ± 20	1000 ± 10 ⁻⁵	< 100к Ом > 100к Ом	0,02	6, 5	± 100к Ом 0,1%	
	0,125	10к Ом - 3М Ом	250															
	0,25	10к Ом - 10М Ом	350															
	0,5	50к Ом - 20М Ом	500															
4С3С-10П (полюбой вариант)		5к Ом ± 0,5М Ом	10 ± 100	-30 до +70	-50 до +70	98% при +40	98% при +40	5к Ом ± 0,5М Ом	резистор 0,05% отклонения 0,01%	А Б В	резистор 0,05% отклонения 0,01%	± 10 ⁻⁵	± 30 ± 60	500	-50 °C +70 °C	резистор 0,05% отклонения 0,01%		
5ДММ-5		10 М Ом	1000	-30 до +70	-50 до +70	98% при +40	98% при +40	резистор ± 0,5% коэф. делен ± 0,02%			± 10 ⁻⁵		500	± 0,02	при 1000 В изменение < 0,001%	0,02 (-50 до +70)		
6ДММ-7		10 М Ом	2000	+10 до +40	+40 до +60	95% при +40	95% при +40	резистор ± 0,1% коэф. делен ± 0,002%			± 10 ⁻⁵		5000	± 0,02	при 2000 В изменение < 0,002%	± 0,05 (-40 до +50)		
7ДММ-9		1М Ом, 1М Ом 10 М Ом, 10 М Ом	300, 500 1000, 1000	-30 до +70	-50 до +70	95 ± 3% при +40	95 ± 3% при +40	1М Ом, 1М Ом 10 М Ом, 10 М Ом	резистор ± 0,01%; 0,02% коэф. делен ± 0,01%; 0,02%		± 10 ⁻⁵			-50 °C	коэф. делен ± 0,01	при 1000 В изм. < 0,01%	± 0,01 (-50 до +70)	
8С5-44Т	0,05	100 - 876 Ом 1к Ом - 47,5 к Ом +8к Ом - 100 к Ом		-60 до +85	-60 до +85	98% при +40	98% при +40		резистор ± 0,05% коэф. делен ± 0,01%		± 10 ⁻⁵							
9С5-27	0,05	5к Ом - 1М Ом		-40 до +70	-40 до +70	95% при +40	95% при +40		0,01		± 10 ⁻⁵							
10 Основа	0,125	330м - 140м									± 5 · 10 ⁻⁵							
	0,25	4,7 Ом - 1,5 М Ом																
	0,5	10 Ом - 3,3 М Ом																
	1,0	10 Ом - 22 М Ом																
	2,0	10 Ом - 10 М Ом																
Н. Волхов		1 Ом - 350 к Ом 330м - 140м 4,7 Ом - 1,5 М Ом 10 Ом - 3,3 М Ом 10 Ом - 22 М Ом							резистор ± 10 отклонения ± 0,3		± 5 · 10 ⁻⁵							

Вид 100 мм. Плата и детали. Выходной № 114 № 114. Плат. и детали.

Точные омметровых цепей погрешности измерений от случайных элементов могут быть случайными и, в общем случае, взаимноперпендикулярными, при этом необходимым условием для пассивных ТАИ является постоянство этих погрешностей в течение всего процесса передачи сигнала.

Они могут быть также частично точными - если выведенные условия распространяются не на все основные элементы, а лишь только на часть из них.

Можно показать, что цепи имеющие безразмерные коэффициенты передачи могут быть всех четырех видов, а цепи, коэффициент передачи которых имеет определенную размерность могут иметь только определенную погрешность коэффициента преобразования.

Переходя к точным электрическим аналогам цепей, приведем несколько примеров.

К абсолютно точным цепям (А0) относятся, например, параллельные делители напряжения, состоящие из n резисторов, имеющих равные по номинальному значению сопротивления. Здесь производится n последовательных замера резисторов и n отдельных передач сигнала с последующим усреднением (аналоговым или цифровым) результатов всех n передач [Л5].

К цепям А1 относятся, например, делители напряжения использующие параллельно-последовательные переключения резисторов в плечах делителя при их предварительной калибровке [Л18].

Одним из примеров цепей А1 является т.н. переходные меры сопротивления [Л23].

Пример цепи типа А0 можно представить в виде набора n резисторов с равными по номинальному значению сопротивлениями, из которых составляет рабочий набор из m резисторов ($m < n$) соединенных параллельно. Здесь путем последовательного замера все n резисторов одинаковое количество раз входят в рабочий набор. Среднее значение n передач будет иметь постоянную погрешность, независимую от $\frac{m}{n}$.

Как видно из примеров, для реализации пассивных точных цепей необходимы определенные изменения структуры цепи или в реставрация элементов цепи. При этом в одних случаях производится двух- или более кратная передача сигнала с последующим усреднением результата передач, в других случаях по вспомогательной структуре производится предварительная калибровка цепи, а затем по основной

структуре производятся независимые передачи сигналов без усреднения.

В общем случае точные аналоговые цепи могут быть как пассивными, так и активными линейными цепями.

Классификация пассивных точных аналоговых цепей по видам операции при передаче сигналов (или при измерении) показана на рис. 2.1.

Возможны также гибридные точные цепи, где объединены две или более разновидности точных цепей, например, цепи с последовательным замещением элементов с одновременной широтно-импульсной модуляцией и др.

Общая теория пассивных точных аналоговых цепей в настоящее время практически отсутствует. В отечественных и зарубежных источниках нашли освещение лишь простейшие случаи однородных последовательно-параллельных цепей, цепей с последовательным замещением элементов и цепей с предварительной калибровкой. Тем не менее точные цепи представляют интерес не только для метрологических целей: особенно с развитием полупроводниковых коммутационных элементов с малыми остаточными параметрами, а также надежных магнитоуправляемых контактов, точные цепи могут быть применены в тех случаях, когда отсутствуют достаточно стабильные элементы для построения цепей обыкновенного типа (например, для ВЧ аттенуаторов, цифровых вольтметров для полевых условий работы, телеметрических преобразователей, моделирующих цепей и т.д.).

Поскольку при передаче сигналов (или до их передачи) в ТАЦ необходимо производить определенные переключения, а иногда осуществлять запоминание и усреднение в цифровой форме, то цепи приборов, содержащие ТАЦ, являются в общем аналого-цифровыми устройствами.

В данной работе нас будут в основном интересовать пассивные ТАЦ. Согласование пассивных ТАЦ с усилителями и другими узлами измерительных приборов также рассматривается в последующих разделах.

ТАЦ, где производится устранение влияния погрешностей коэффициентов передачи зависимых источников (например, усилителей или других активных аналоговых или аналого-цифровых узлов), т.е. цепи с т.н. структурной коррекцией $[L_x, L_y]$, в данной работе не анализируются. При рассмотрении структурных схем ТАЦ, некоторые из подобных схем, нашедших применение на практике, будут приняты за основу.

1.1.3. Пассивные ТАЧ с усреднением результатов передачи сигнала.

1.1.3.1. К этому виду относятся также ТАЧ, где производится двух- или более- кратная передача сигнала, причем между отдельными передачами производятся переключения в цепи, а конечный результат передачи получается путем усреднения результатов отдельных передач.

Усреднение результатов отдельных передач и усреднение могут производиться как в аналоговой, так и цифровой форме (в последнем случае в цепи используется ИИ или АИИ). Отдельные передачи следуют друг за другом с перерывами для осуществления переключений в цепи или при использовании быстрореагирующих ключей практически мгновенно. Усреднение может производиться по отдельным "отсчетам" или по интегральным результатам по всему времени отдельных передач.

ТАЧ этого типа были нами подробно рассмотрены в [11] и [12]. Поэтому даем здесь их характеристику весьма кратко.

1.1.3.1. ТАЧ с двухкратной передачей сигнала

Известен способ получения точного усредненного по двум передачам коэффициента деления напряжения с использованием последовательного и параллельного соединения резисторов.

Способ заключается в следующем:

- а) собирается делитель из двух плечей А и В;
- б) оба плеча составляются из одинакового количества резисторов, имеющих одинаковое номинальное значение сопротивления;
- в) резисторы в плече А включаются последовательно, в плече В - параллельно;
- г) производится первое деление напряжения;
- д) затем все резисторы из плеча В переносятся в плечо А и включаются последовательно, все резисторы из плеча А переносятся в плечо В и включаются параллельно;
- е) производится второе деление напряжения;
- в) вычисляется среднее значение по результатам первого и второго деления напряжения.

Поскольку погрешность комплекта параллельно соединенных резисторов почти равна погрешности комплекта тех же резисторов, соединенных последовательно, то происходит взаимная компенсация погрешностей и полученные таким образом усредненные значения выходного напряжения или коэффициента деления имеют погрешность на несколько порядков меньше, чем погрешность отдельных резисторов, входящих в плечи А и В (Погрешность оценивается вольтовой порядка квадрата погрешностей отдельных резисторов [Л6]).

Несмотря на свою простоту, описанный способ имеет ряд недостатков:

а) ограничено количество возможных номинальных значений коэффициентов деления, выражаемых формулами:

$$K_1 = \frac{1}{1+n^2} \quad \text{или} \quad K_2 = \frac{n^2}{1+n^2} \quad (2.1)$$

где n - число резисторов в одном плече.

Возможные коэффициенты передачи показаны в табл. 2.

Таблица 2

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	...
K_1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{17}$	$\frac{1}{26}$	$\frac{1}{37}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{65}$	$\frac{1}{82}$	$\frac{1}{101}$	
K_2	$\frac{1}{2}$	$\frac{4}{5}$	$\frac{9}{10}$	$\frac{16}{17}$	$\frac{25}{26}$	$\frac{36}{37}$	$\frac{49}{50}$	$\frac{64}{65}$	$\frac{81}{82}$	$\frac{100}{101}$...

б) невозможна реализация точного усредненного коэффициента передачи при заданных исходных схемах, где либо:

- плечи А и В имеют неодинаковое количество резисторов (с равными номинальными значениями сопротивлений);
- резисторы в плечах А и В включены смешанным образом (не только последовательно или не только параллельно);
- нет явно выраженных плечей А и В, резисторы образуют любую сложную сеть.

Изм. Листы № докум. Подп. Дата
 Изм. Листы № докум. Подп. Дата
 Изм. Листы № докум. Подп. Дата

Если выходное напряжение снимается от каждого плеча отдельно [Л6] тогда могут быть получены коэффициенты отношения, выражающиеся как:

$$K_1 = \frac{1}{n^2} \quad \text{или} \quad K_2 = n^2 \quad (2.2)$$

При построении подобных ТАЦ особо высокого класса точности ($10^{-6} - 10^{-8}$) принимаются специальные меры, исключающие влияние переходных сопротивлений контактов, соединений и переключателей, сопротивлений утечки, термо ЭДС, нагрева под собственной электрической нагрузкой, [Л6] также [Л7], [Л10].

Достоинством ТАЦ (делителей или мер отношения) данного типа является практическое отсутствие влияния погрешностей резисторов от старения и температурного воздействия, а также от нагрева под собственной электрической нагрузкой, если обе передачи (оба измерения) непосредственно следуют друг за другом.

Например, резисторы МРХ имеют погрешность порядка 10^{-3} после климатических и механических воздействий, что обеспечивает погрешность ТАЦ порядка 10^{-6} . Температурная погрешность МРХ при $+40^\circ\text{C}$ будет порядка $0,6 \cdot 10^{-3}$, что обеспечивает погрешность ТАЦ порядка $0,4 \cdot 10^{-6}$.

Этот вид ТАЦ относится к классу А1, за исключением случая $n = 1$, который относится к классу А0. В дальнейшем этот вид будет обобщен под названием ТАЦ с дуально-реверсивным преобразованием.

2.1.2.3. ТАЦ с многократной передачей сигнала

Здесь производится последовательное замещение резисторов (равных по номинальному значению) при сохранении общей структуры цепи. Из литературы известны однородные ТАЦ с последовательным или параллельным [Л8] соединением резисторов в двухплечих делителях напряжения. Поскольку все резисторы одинаковое число раз входят в верхнее плечо делителя и одинаковое число раз в нижнее плечо делителя, то усредненные погрешности обоих плечей равны между собой и происходит их компенсация. Число передач равно общему числу резисторов. ТАЦ этого типа относится к классу А0 (абсолютно точные). В ряде случаев происходит также усреднение остаточных параметров коммутирующих ключей. Недостатком однородных схем является практическая трудность получения разрешаемой способности регулирования коэффициента передачи ниже 10^{-1} .

Интересная разновидность этого типа ТАЧ была предложена Полинным Б.Л. и Сотовым Г.В. [Л5] (подробное описание возможной реализации в [Л2]), здесь используются, например, две двоячно кодированные параллельные делители, разрешающая способность регулирования коэффициента передачи определяется разрядностью делителей.

Во всех схемах с замещением основную долю погрешности вносят коммутирующие ключи.

Общим свойством схем с замещением является возможность работы при одновременном воздействии нескольких источников сигнала и нескольких выходов сигнала.

В таких делителях с замещением элементов, которые обладают свойством абсолютной точности (тип АО) в принципе не требуется точное соблюдение равенства проводимостей двухполюсников близко к своим номинальным значениям. При очень больших отклонениях от номинального значения усредненный коэффициент передачи будет получен все же без погрешности, но пульсация выходного напряжения возрастает существенно (пропорционально отклонениям проводимостей от номинальных значений), что может вызвать дополнительную погрешность в усредняющем устройстве.

2.1.2.4. ТАЧ с широтно-импульсной модуляцией

Как было указано в предыдущем разделе, однородный параллельный делитель с замещением резисторов обладает свойством абсолютной точности откуда следует, что мы можем принять проводимость одного двухполюсника равным бесконечности (короткое замыкание), а у других равным нулю (разрыв). Очевидно ключи при проводимостях $Y_i = 0$ можно исключить, в результате имеем один переключатель с усредняющим устройством. Очевидно также, что увеличение разрядности (разрешающей способности регулирования коэффициента деления) уже не вызывает практической трудности - нужно как бы увеличивать число проводимостей и ключей при $Y_i = 0$, однако, как было сказано, их можно из схемы исключить.

Полученные делители носят название - делители с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) или цифровые делители, а приведенное рассуждение служит для характеристики взаимосвязи между ШИМ делителями и делителями с замещением. Принципиальная схема делителя с диаграммой напряжения приведена на рис. 2.1.

Структурная схема источника напряжения с ШИМ делителем (упрощенная)

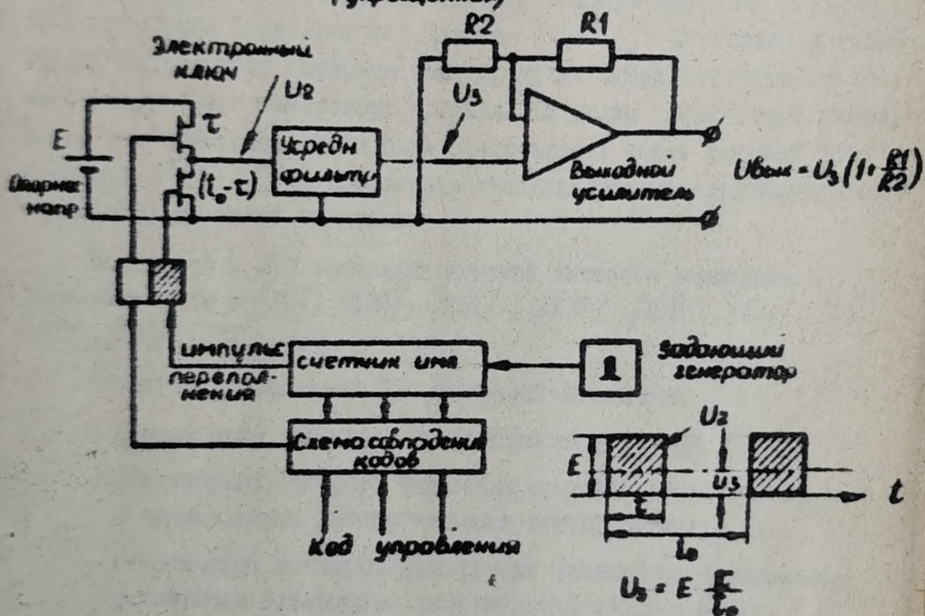


Рис. 2.2

Среднее значение выходного напряжения равняется:

$$U_3 = E \frac{\tau}{\tau_0} \cdot T \cdot \frac{U_3}{E} = \frac{\tau U}{\tau_0} \quad (2.3)$$

- где U - входное напряжение,
 τ - время подключения усредняющего устройства к напряжению,
 τ_0 - период повторения процесса коммутации,
 T - коэффициент передачи.

Как видно из (2.3) точность коэффициента передачи зависит от соотношения временных интервалов τ и τ_0 . Поскольку в современных устройствах возможно генерирование обоих отрезков от общего импульсного генератора применяя цифровые пересчетные схемы, тогда это отношение может быть обеспечено с очень высокой точностью (10^{-7} - 10^{-5}). Абсолютная стабильность частоты импульсного генератора не имеет значения.

Сообщения о ШИМ делителях высокой точности появились в последние годы в [18], [130], [131], [132], [133], [134], [135], [136], [137].

Основными проблемами ШИМ делителей являются:

- обеспечение стабильности фронтов импульса U_2 (τ);
- обеспечение быстрого выделения среднего напряжения U_2 с минимальными дополнительными погрешностями;
- обеспечение взаимокompенсирющих влияний на усредняющее устройство остаточных сопротивлений обоих ключей;
- построение схемы управления ключом с использованием в основном элементов со средним быстродействием, устранение влияния задержек в пересчетных схемах;
- производство деления высоких ($> 10V$) напряжения.

Достоинствами ШИМ делителей являются:

- отсутствие прецизионных резисторов;
- возможность достижения высокой разрешающей способности (10^{-7}) без значительного усложнения схемы аналоговой части;
- отсутствие прецизионных переключающих устройств для установления необходимого коэффициента деления (применяются

Сравнение основных характеристик измерительных приборов с использованием ШИМ делителей

Таблица №

наименование основных характеристик	Тип: 2551 Фирма: ЯОКАВАВА Страна: Япония	Тип: M106 Фирма: Sustron-Danner Страна: США	Тип: TP-6120 Фирма: TAKEEDA RIKEN Страна: Япония	Тип: CV-102 Фирма: AURET Страна: Франция	Тип: 5200* Фирма: FLUXE Страна: США
1	2	3	4	5	6
1. Диапазон напряжений	1 МкВ - 1199 МкВ	1 МкВ - 1000 В	0 - 1199 В	10 МкВ - 100 В	100 МкВ - 120 В
2. Предел поддиапазонов	Ю В; ЮВ; Ю00 В	1В; 10В; Ю0В; Ю000В;	Ю В; ЮВ; Ю0В; Ю000В;	ЮВ; Ю0В	1МВ; ЮМВ; Ю0 МВ; 1В; ЮВ; Ю0В
3. Основная погрешность	$\pm(0,001 \pm 0,0005 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$	$\pm(0,005 \pm 0,0015 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$	$\pm(0,001 \pm 0,0001 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ при 23°C	$\pm(0,003 \pm 0,001 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ - Ю В $\pm(0,003 \pm 0,001 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ - Ю0 В длинность: $\pm 0,005 \frac{U_{из}}{U_{из}} \%$	$\pm(0,02 \pm 0,002 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 90 суток 23-30°C
4. Стабильность	-	$\pm(0,001 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 24 ч $\pm(0,0015 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 30 сут $\pm(0,003 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 6 мес	$\pm(0,0005 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 24 ч $\pm(0,003 \pm 0,0004 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 90 сут	$\pm(0,0003 \pm 0,00025 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 24 ч $\pm(0,001 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 7 сут $\pm(0,001 \pm 0,00025 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 24 ч $\pm(0,003 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 30 сут	$\pm(0,005 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 24 ч $\pm(0,005 \pm 0,0004 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 24 ч $\pm 0,01 \%$ до 30 месяцев
5. Коэффициент температурный	-	$\pm(0,0002 \pm 0,0003 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 1°C	$\pm(0,0003 \pm 0,00005 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 1°C	-	$\pm(0,0005 \pm 0,00005 \frac{U_{из}}{U_{из}}) \%$ до 1°C
6. ШИМ выходного напряжения	-	1В-75-75 Ю ⁶ Ун; ЮВ-2-Ю ⁶ Ун 100-0,4-Ю ⁶ Ун; Ю0В-0Б-Ю ⁶ Ун 2 м Ом (1В-200 Ом)	$(2-5) \cdot 10^{-6}$ Ун	$2,5 \cdot 10^{-6}$ Ун	$1 \cdot 10^{-6}$ Ун
7. Выходное сопротивление	-	-	-	2 м Ом	-
8. Выходной ток	Ю0 мА	0-50 мА (1В-5 мВ)	0-120 мА	0-50 мА	0-50 мА
9. Число контрольных точек в панели	-	нет	14	6	нет
10. Выбор контрольных точек из панели	-	нет	дистанционное в ручную любой; ручное по очереди, обт. по очереди	дистанционная в ручную любой	нет
11. Обработка результатов поверки	-	нет	нет	нет	нет
12. Введение поправки и индикация погрешности	-	нет	нет	нет	нет
13. Габаритные размеры, в мм	-	210=210=279	424=149=380	44=330=305; 68=330=340	177=431=514
14. Масса, кг	-	7,2 кг	18 кг	5,7 кг + 4,9 кг + 2,4 кг = 13 кг	20,4 кг
15. Группа эксплуатации	-	0±+50°C; 75% влажн.	0±+40°C; 70% влажн.	0±+50°C	0±+50°C; 0±-80°C. влажн
16. Автоматизация измерений	дистанционное управ.	дистанционное управл.	дистанционное управл.	дистанционное управ.	дистанционное управ
17. Ориентировочная цена серийного прибора	-	1750 \$	3220 \$	-	3895 \$
18. Источник информации	"Электроника", № 6/1972	каталог фирмы 1973	инстр. по экпл. 1973.	инстр. по экпл. 1969.	каталог фирмы 1973

* Калибратор переменного тока

ЯЮ.019.046

Лист	№ докум.	Подп.	Датум

переключатели только в цепи управления);

- удобство дистанционного управления;
- простота технологии изготовления на заводе (в основном печатный монтаж);
- повышенная метрологическая надежность по сравнению с классическими резистивными делителями;
- незначительное влияние климатических воздействий и старения, простота защиты от воздействия повышенной влажности окружающей среды.

2.1.2.5. ТАЦ с частотно-импульсной модуляцией (число-импульсным преобразованием)

В ТАЦ этого типа вырабатывается импульс с постоянной длительностью и постоянной вольтсекундной площадью. Регулируемым является число таких импульсов в единицу времени, поступающих на усредняющий фильтр [Л24] . [Л25]. При построении ТАЦ с разрешающей способностью регулирования 10^{-3} и допускаемая минимальную частоту повторения (при выходном напряжении $10^{-3} U_{max}$) 100 Гц, получим частоту 100 кГц при напряжении U_{max} . Отсюда следует, что длительность импульса должна быть 10 мкс. или меньше. При нестабильности фронтов импульса ± 1 нс. может быть в лучшем случае обеспечена стабильность напряжения $\pm 10^{-4}$ на выходе усредняющего фильтра. Отсюда видно, что при одинаковом быстродействии, ТАЦ с широтно-импульсной модуляцией находятся в более выгодном положении по точности, чем ТАЦ с частотно-импульсной модуляцией.

Известные методы формирования импульсов с постоянной площадью, где не играет роль время фронта (перезаряд конденсатора, перематывание сердечника импульсного трансформатора) не обеспечивают однако достаточной стабильности площади импульса из-за температурной зависимости емкости конденсатора и уровней насыщения сердечников, а также нестабильности схемы устранения обратных выбросов импульса на входе усредняющего устройства.

ТАЦ подобно о типа удобно применять, если управляющий код представлен также частотой следования импульсов, в этом случае цифровая схема управления ТАЦ получается простейшей.

Повидимому целесообразно использование ТАЦ с частотно-импульсной модуляцией в высокоточных приборах только в режиме сравнения двух разнополярных напряжений (например измеряемого и компенсирующего или выходного и опорного напряжений). Управляя соотношением числа импульсов от первого и второго напряжения добиваются нулевого напряжения на выходе усредняющего фильтра. Электронные ключи целесообразно выбрать с одинаковыми временами переключения, температурной зависимостью сопротивления открытого канала.

2.1.3. Пассивные ТАЦ с предварительной калибровкой (самоповеряемые ТАЦ)

2.1.3.1. В этих ТАЦ перед рабочими передачами сигналов (перед измерениями) производится выявление погрешности сопротивления отдельных элементов, узлов ТАЦ или коэффициента передачи всего ТАЦ и путем регулировки подстроечных элементов в самих ТАЦ или в других узлах аппаратуры погрешность ТАЦ устраняется или компенсируется.

Разновидности этого метода широко применяются в электроизмерительной технике при построении измерительных потенциометров и делителей напряжения [III] .

2.1.3.2. Способ непосредственного сравнения и калибровки двухполюсников (резисторов) ТАЦ. Этот наиболее распространенный способ применяется в основном для калибровки декадных делителей. Здесь делитель строится из резисторов с равными номинальными сопротивлениями (по крайней мере в пределах одной декады или одного плеча делителя).

В режиме калибровки сопротивления всех резисторов сравниваются с сопротивлением резистора, взятого за основу. Расхождение сопротивлений устраняется регулировкой подстроечного реостата в цепи сравниваемого резистора. За основной резистор может быть принят полный набор резисторов младшей (относительно сравниваемой) декады или младшего плеча, т.к. полное сопротивление этого набора в простейших параллельных или последовательных схемах может быть номинально равно сопротивлениям резисторов, из которых составлена старшая декада или плечо делителя.

Для сравнения сопротивлений в схему делителя введены переключатели или клеммы, при помощи которых схема переводится в необходимое состояние, образуя обычно какую-нибудь разновидность моста. В качестве индикатора погрешности используется как правило измерительный прибор (напр. ноль-индикатор), входящий в состав всей установки. В общем случае сравнение сопротивлений можно производить при помощи любой схемы омметра (обесточенные резисторы) или вольтметра (через сравниваемые резисторы идет одинаковый ток), если эти приборы имеют погрешность дискретности, вариацию и случайную составляющую погрешности меньше допустимой погрешности на ТАЦ. Уровень систематической составляющей погрешности схемы сравнения здесь не играет роли, но скачки систематической составляющей погрешности, должны быть также меньше допустимой погрешности на ТАЦ.

Иногда в многодекадных приборах отдельные декады имеют отдельные источники питания, в этом случае подстройка резисторов производится при сравнении падения напряжения на них с полным напряжением младших декад.

ТАЦ подобного типа описываются, например, в [Л12], [Л13], [Л14] и обеспечивают погрешность 10^{-5} - 10^{-6} .

Аналогично могут калиброваться и делители, имеющие декады в виде наборов резисторов с отношением сопротивлений 1:2:2:2:2, 1:2:4:8 и т.д. Как правило в этом случае сравниваются между собой резистор и набор ранее калиброванных резисторов, имеющих суммарное сопротивление номинально равное сопротивлению калибруемого резистора [Л15].

В большинстве случаев в литературе описываются подобные ТАЦ в виде последовательных делителей напряжения.

Здесь можно указать на несколько формальных правил, позволяющих от известных схем получить новые (см. рис. 2.3). Используя принцип обратимости можно из цепей для передачи напряжения получить цепи для передачи тока (смена местами входа и выхода цепи замена источника напряжения и выходного вольтметра соответственно источником тока и амперметром), при этом выражение для безразмерного коэффициента передачи сохраняется без изменения. Подвергая новую цепь дуальному преобразованию получим новую цепь для передачи напряжения. Если исходная цепь была последовательного типа, то после дуального преобразования получим цепь параллельного типа и обратно. Эти правила могут быть применены к различным цепям

Способ получения новых схем цепей.

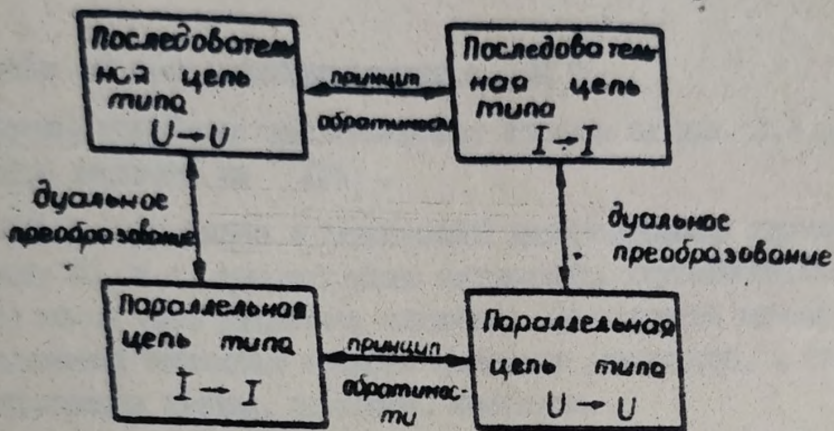


Рис 2.3

Пример использования способа по рис 2.3.

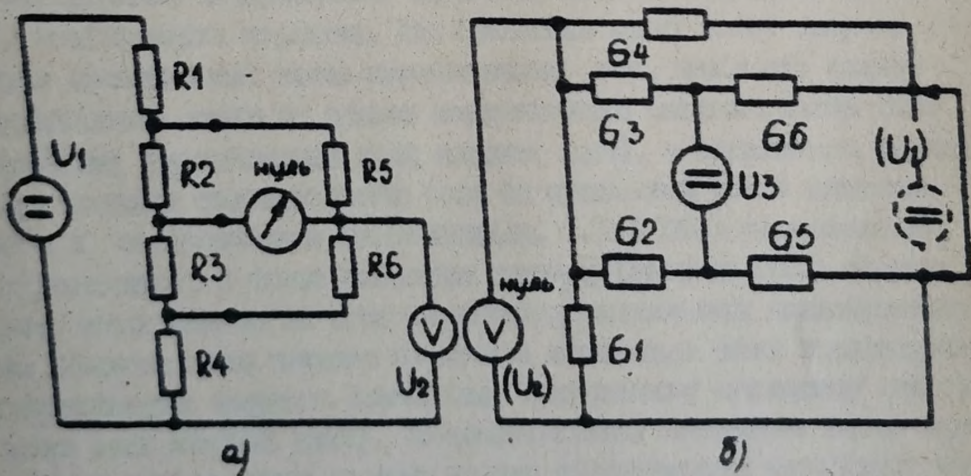


Рис 2.4

а) Исходная последовательная цепь для деления напряжения в режиме сравнения R_2 и R_3

б) Цепь после применения принципа обратности и дуального преобразования в режиме сравнения G_2 и G_3 (морального типа).

(подробнее об этих преобразованиях в [Л7]).

Пример подобного преобразования показан на рис. 2.4 для исходного варианта из [Л4].

ТАЦ со сравнением и калибровкой двухполосников относится к классу А0, т.е. принципиально погрешность двухполосников (резисторов) может быть устранена полностью. Практически точность цепи определяется точностью средств сравнения резисторов, а также сопротивлением точек, проводов, контактов.

2.1.3.3. Способ сравнения и калибровки плечей ТАЦ

Этот способ применяется к делителям напряжения (тока), состоящих из двух или более плечей и используется обычно для расширения диапазона измерений.

При этом способе производится сравнение между собой двух плечей делителя и калибровка одного из них для получения необходимого коэффициента передатки. Для сравнения между собой старшее (более высокоомное) плечо переключается так, чтобы его полное сопротивление стало бы равным сопротивлению младшего плеча (или суммарному сопротивлению всех младших плеч), а погрешность полного сопротивления старшего плеча была бы одинаковой как в исходной, так и в переключенном состоянии (см. 2.1.4 ТАЦ с инвариантной погрешностью). В более известных случаях (деление 1:10) старшее плечо составляется из трех резисторов, соединенных последовательно. Сопротивление каждого резистора номинально равно трехкратному сопротивлению младшего плеча (или трехкратному суммарному сопротивлению всех младших плеч). Последовательное соединение легко перевести в параллельное, в этом случае сопротивления плеч будут номинально одинаковыми (см. рис. 2.5) и их можно сравнивать между собой без применения аппаратуры высокого класса точности (см. сравнение аналогично предыдущему способу [Л3], [Л6], [Л7], [Л8], [Л9]). При переключении номинально равных сопротивлений на последовательного соединения в параллельное, относительная погрешность сохраняется с точностью второго порядка малости:

$$\delta_{\text{полн}} = \delta_{\text{парал}} + \frac{1}{3} \sum_{L=1}^{L-3} \delta_L^2, \quad (2.4)$$

где 3 - число резисторов в плече [Л7], [Л9]

Делитель напряжения 1/10

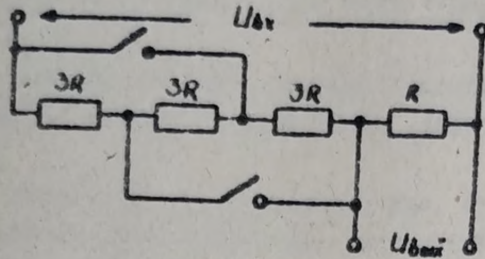


Рис. 25

Электрическая схема делителя напряжения Р35

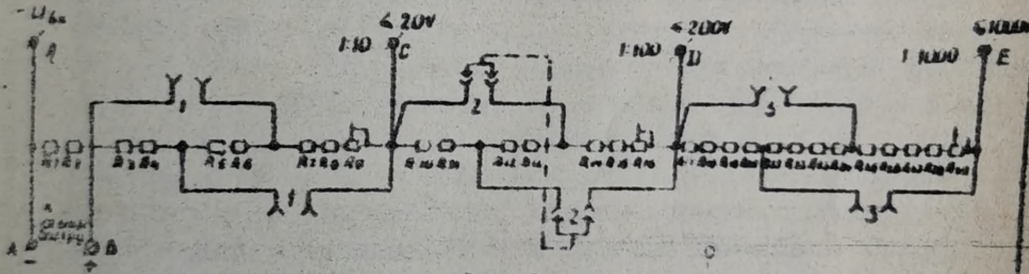


Рис. 26

$$R_1 - 10^4 \text{ Ом}$$

$$R_{17} - R_{18} - R_{19} - 10^8 \text{ Ом}$$

$$R_3 - R_5 - R_7 - 3 \cdot 10^4 \text{ Ом}$$

$$R_{21} - R_{23} - R_{25} - 10^6 \text{ Ом}$$

$$R_{10} - R_{12} - R_{14} - 3 \cdot 10^5 \text{ Ом}$$

все указанные резисторы типа МВСТ-1;

$R_9; R_{16}; R_{29}$ - элементы подстройки плеч.

Ввиду наличия этой методической погрешности, ТАЦ с подобной калибровкой относятся к классу А1.

Если $ZR = 3 \cdot 10^4$ Ом, то для обеспечения погрешности $\delta_k \leq 5 \cdot 10^{-5}$ переходное сопротивление контактов должно быть не менее $6 \cdot 10^{-2}$ Ом; если $ZR = 3 \cdot 10^6$, то сопротивление разомкнутых контактов должно быть более $1,4 \cdot 10^{12}$ Ом (данные для серийного делителя Р35 /ЛПО/).

Метод применяется в калибровке как делителей последовательного, так и параллельного типа. (О свойствах делителей параллельного типа [Л28]).

Метод отличается от предыдущего тем, что имеет меньшее количество резисторов и только один акт сравнения в калибровке для двух плечей.

2.1.3.4. Способ калибровки ТАЦ по двум передачам.

В этом случае [Л21] цепь строится аналогично цепи с двухкратной передачей и усреднением (см. п.2.1.2). Калибровка может осуществляться в рабочем режиме, когда на выход ИИ присоединен вольтметр (если ТАЦ используется в источнике напряжения) или на вход ИИ подано напряжение (если ТАЦ используется в вольтметре) или если ТАЦ совместно с другими цепями образует мост. В одном плече ТАЦ имеется подстроечный резистор. При первоначальном переключении плечей ТАЦ (как в 1.2.1.2) регулирует подстроечный резистор до тех пор пока показание вольтметра (или измерителя разбаланса моста) остается постоянным. ТАЦ подобного типа относятся к классу А0, при этом точность вспомогательного вольтметра или второй половины моста не играет роли, необходимы достаточные разрешающая способность и стабильность в течение процесса калибровки. (В дальнейшем этот способ будет обобщен под названием - способ калибровки ТАЦ по двум передачам с использованием дуально-реверсивного преобразования).

2.1.3.5. Способ калибровки одного резистора среди остальных точных

Такая задача может возникнуть, если имеется удобный способ калибровки всех резисторов ТАЦ кроме одного. Например, в параллельном декадном делителе с двукратно-десятичными весами 1:1:4:8 при помощи непосредственного взаимного сравнения откалиброваны все резисторы кроме двенадцатой связи между старшей и последующей за ней декадой [Л1]. В этом случае отыскивает два состояния

ТАЦ, при которых номинальный коэффициент передачи одинаков, но чувствительности его к погрешности калибруемого резистора в обоих случаях различны (в декадных делителях это возможно). Образовав мостовую схему или контролируя вольтметром напряжение на выходе ТАЦ при периодическом переключении ТАЦ между указанными двумя состояниями, подстройкой калибруемого резистора добиваются постоянства показаний вольтметра (или нуль-индикатора моста). (см. рис. 2.7).

2.1.3.6. Способ калибровки ТАЦ по внешнему эталону

Здесь подразумевается наличие другого ТАЦ, либо встроенного в ИП либо внешнего, например, в комплект прибора и т.п. Характерным случаем является калибровка входного делителя при помощи точного декадного делителя или при помощи вспомогательного низкочастотного делителя, последний может быть также выполнен самокалибруемым. Калибруемый и эталонный делитель сравниваются по мостовой схеме или при их каскадном соединении [121], когда произведение номинальных коэффициентов передачи обоих делителей является постоянным, при переключении каждого из делителей. В этом случае также добиваются постоянства показаний вольтметра, включенного на выход последнего делителя. Так можно калибровать также насчитанные делители калибраторов напряжения. Трехзачные равенства является калибровка ТАЦ совместно со всем ИП по одному или нескольким точным источникам сигнала (например, по напряжению стабилизирован).

Достоинством способа является простота рабочего делителя напряжения в ИП, которого не нужно переформировать для осуществления сравнения (например, плеч).

2.1.3.7. Общими чертами passages ТАЦ с предварительной калибровкой являются:

- при рабочих передачах сигнала ТАЦ действует как обычная цепь, сигнал может передаваться только один раз;
- калибровка производится не перед каждой рабочей передачей сигнала, а с необходимой периодичностью, зависящей от влияния окружающей среды и требуемой точности, поэтому все переключения для перехода в режим калибровки могут осуществляться менее оперативно, чем рабочие переключения, что упрощает конструкцию ТАЦ;

ЛЮ.019.045

Лист
33

Изм. Лист № докум. Дата

Калибратор

Формат 11

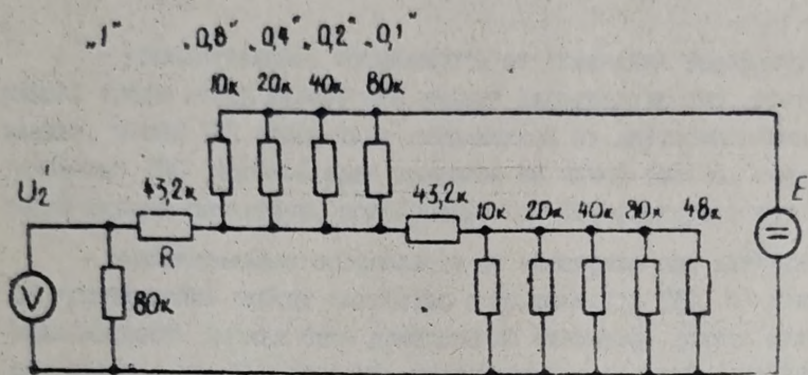
под и дата

взят из № 1-2 в 1968 г.

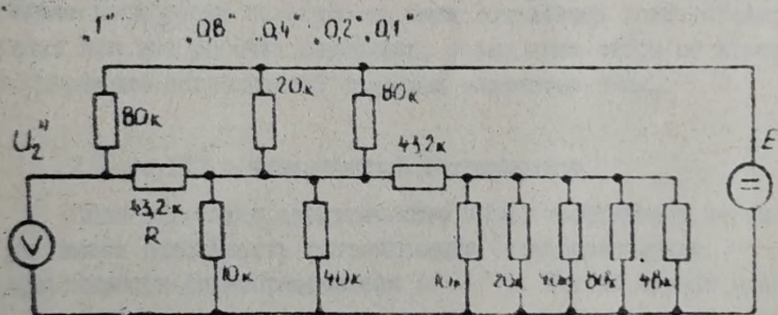
Табл. и листы

№ 1-2

Пример калибровки междекадной связи



а)



б)

Рис 2.7

R - калибруемая междекадная связь,
из самой старшей декады используется
только „1“ - 80 кОм. В обоих случаях номинальное
напряжение на выходе $U_2 = \frac{45}{80} E$ (сумма включен-
ных весов равна „1“ в обоих случаях) чувстви-
тельность напряжения U_2 к погрешности ΔR в варианте а)
равна 0,34, а в варианте б) равна +0,26

- дополнительная погрешность от изменения температуры окружающей среды после калибровки влияет непосредственно, поэтому желательно, чтобы ТАЦ этого типа выполнялись из двухполосников коррелированными ТКС (изготовление проводом из одной бабины, печатные на общей основе резисторы, подобранные по ТКС резисторы и т.п.);

- дополнительная погрешность от перегрева под электрической нагрузкой также входит полностью в погрешность ТАЦ, поэтому выделяемая мощность должна быть доведена до минимума, должны применяться резисторы с малым внутренним перегревом (с большей допустимой мощностью рассеивания), при выборе двухполосников с одинаковыми ТКС, необходимо обеспечивать хороший тепловой контакт между всеми двухполосниками (резисторами);

- в ТАЦ с предварительной калибровкой не обязательно чтобы в режиме калибровки погрешность цепи выделялась количественно точно, ~~также~~ как при рабочих передачах, важно лишь чтобы не изменилось соотношение погрешностей основных элементов цепи.

2.1.4. ТАЦ с инвариантной погрешностью

Здесь относятся электрические цепи, коэффициент передачи которых имеет размерность сопротивления (преобразователи $V \rightarrow U$) или проводимости (преобразователи $U \rightarrow I$). В этом случае классы А0 или А1 невозможны принципиально, возможно лишь построение цепи, сохраняющей свою погрешность при переключении значения его коэффициента передачи (классы 30 и 31).

Наиболее известными являются двухполосники с последовательным и параллельным соединением резисторов, применяемые в качестве переходных мер сопротивления $[R22]$, $[R23]$. Принцип действия их основан на том, что при построении цепи из резисторов с номинально равными сопротивлениями, чувствительность полного сопротивления цепи к погрешностям сопротивлений каждого резистора сохраняется с точностью до второго порядка малости при переходе из параллельного соединения в последовательное и обратно. Само значение сопротивления при этом меняется в n^2 раз, где n - число резисторов, образующих цепь $[R7]$. Как было показано выше подобные регулируемые двухполосники являются составными частями (плечами) ряда безразмерных ТАЦ (делителей). Если n не является простым числом тогда можно иметь несколько сочетаний с инвариантной погрешностью. Например, если $n = 6$: 6- последовательно, две группы из 3-х

последовательных параллельно, три группы из 2-х последовательных параллельно, 6-параллельно ($6 \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{6}$).

Подобные ТАЦ относятся к классу $\angle I$. К ТАЦ класса $\angle C$ могут быть отнесены двухполосники с использованием широтно-импульсной модуляции (цифровые управляемые сопротивления [ДВ]). Принцип действия пояснен на рис. 2.9. Очевидно, средний ток через двухполосник равен:

$$I_{\text{ср}} = U_0 \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) dt \quad (2.5)$$

и средняя проводимость двухполосника:

$$g = \frac{I_{\text{ср}}}{U_0} \quad (2.6)$$

Практическими погрешностями здесь являются нестабильность сопротивления открытого ключа и ток утечки закрытого ключа.

Двухполосники с инвариантной погрешностью хорошо сочетаются с операционными усилителями образуют различные преобразователи. Основное достоинство этих ТАЦ — возможность калибровки только при одном значении коэффициента передачи (на одном поддиапазоне ИИ), при других значениях калибровка сохраняется автоматически.

В сочетании с операционными усилителями могут быть созданы также ТАЦ с безразмерным коэффициентом передачи (U_2/U_1). На рис. 2.10 и 2.11 изображены подобные масштабные усилители.

(Приведенные схемы описывались в техническом предложении предприятия в письме № 10-20 от 31.03.71 г. Митиневскому НИИ электроприборостроения, авторы Ансо А.А. и Ребане Р.П.). На схеме рис. 2.10 используется свойство инвариантности при предварительной калибровке отдельных двухполосников. В рабочем состоянии переключатели внутри плечей не производят. При калибровке производят сравнение и подстройку отдельных плеч используя на входе напряжение U_1 (например, от стабилизатора) и измеряя на выходе напряжение U_2 (например, при помощи последующей измерительной схемы ИИ, куда принадлежит и сам масштабный усилитель). Между собой сравнивают (подключая попеременно к источнику U_1) резистор R_1 и параллельное соединение резисторов R_2, R_3 , т.е. номинально

$$R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \quad ; \quad \text{аналогично сравнивает } R_4 \text{ и } R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 \quad ; \quad \text{также } R_7 \parallel (R_8 \parallel R_9 \parallel R_{10}) \text{ и } (R_{11} \parallel R_{12} \parallel R_{13})$$

В таблице 4 указаны схемы включения плечей при работе. Масштабный усилитель в целом относится к классу А0.

Пример калибровки ТАЦ при каскадном соединении его с образцовым ТАЦ

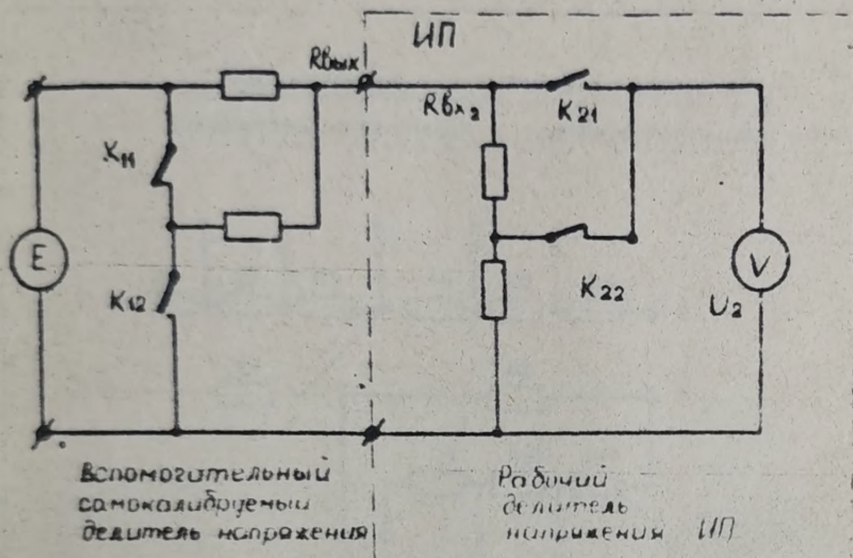


Рис 28

Пример:

$$K_{11} = 1$$

$$K_{21} = 1$$

$$K_0 = \frac{R_{вх2}}{R_{вх2} + R_{вх1}}$$

$$K_{12} = 0,1$$

$$K_{22} = 0,1$$

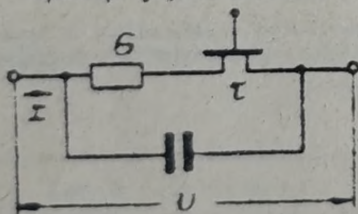
$$K_{общий} = K_0 K_{12} K_{21} = 0,1$$

$$\Delta U_2 = E (K_{общ} - K_{общ0}) = E (K_{общ} - 0,1)$$

$$K_{общ} = K_0 K_{11} K_{22} = 0,1$$

В случае проверки калибратора напряжения КЗ является вспомогательным делителем и V - вспомогательным вольтметром

Пример управляемого двухполюсника с ШИМ



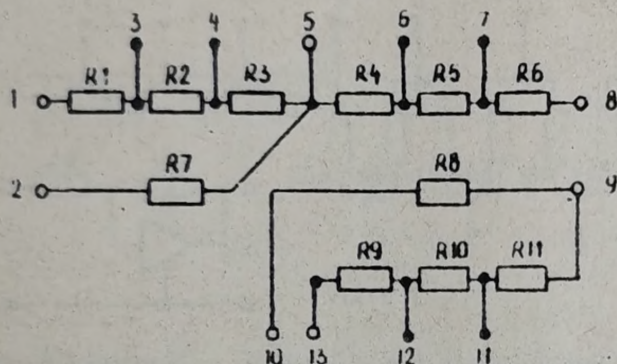
T - клеммник открыт

t_0 - период повторения

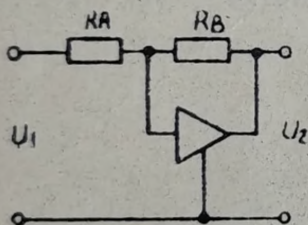
Рис 29

Средняя проводимость равна $\bar{g} = \frac{I}{U} = G \frac{t_0}{T}$

Масштабный усилитель с делителем
параллельного типа с предварительной калибровкой



а) Принципиальная схема



б) Схема включения

НОМЕРНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

$$R1 - R2 - R3 = 3R7$$

$$R4 - R5 - R6 = 3R8$$

$$R9 - R10 - R11 = 0,3R8$$

Рис. 2.11

Замыкание и размыкание резисторов внутри плечей производится только при калибровке делителя

Таблица 4

Схема включения	Коэфф передачи U_2/U_1
1 $\begin{cases} RA = R7 // (R1 + R2 + R3) \\ RB = R4 + R5 + R6 \end{cases}$	$K = 10 \cdot \frac{RB}{R1}$
2 $\begin{cases} RA = R7 // (R1 + R2 + R3) \\ RB = R8 // (R4 + R5 + R6) \end{cases}$	$K = 1 \cdot \frac{RB}{R1}$
3 $RA = R1 + R2 + R3; RB = R4 + R5 + R6$	$-K = 1 \cdot \frac{RB}{R1}$
4 $\begin{cases} RA = R1 + R2 + R3 \\ RB = R8 // (R4 + R5 + R6) \end{cases}$	$-K = 0,1 \cdot \frac{RB}{R1}$
5 $\begin{cases} RA = R1 + R2 + R3 \\ RB = R8 // (R4 + R5 + R6) // (R9 // R10 // R11) \end{cases}$	$-K = 0,01 \cdot \frac{RB}{R1}$

Масштабный усилитель с делителем
параллельного типа с инвариантной погрешностью.

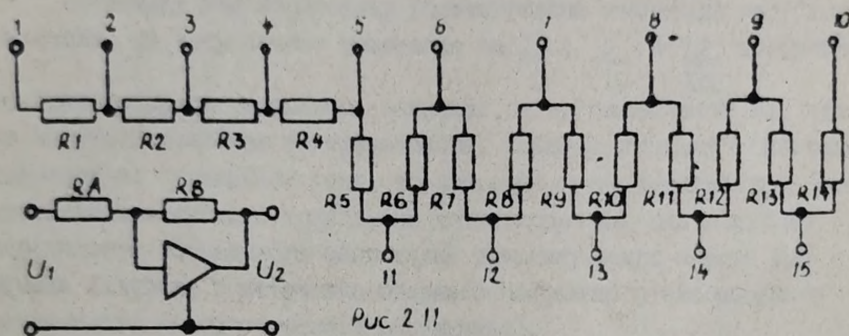


Рис 2 11

Схема включения Номинальные соотношения

$$R1 = R2 = R3 = 3R4; \quad R5 = R6 = R7 = R8 = R9 = R10 = R11 = R12 = R13 = R14$$

Таблица 5

Схема включения	коэфф передачи U_2/U_1
1 $\begin{cases} R_A = R_1/R_2/R_3 \\ R_B = \Sigma(R_5 + R_{14}) \\ R_A = R_1/R_2/R_3 \end{cases}$	$10 \frac{R_1}{3R_5}$
2 $\begin{cases} R_B = (R_6 + R_7/R_8 + R_9 + R_{10}) / (R_{11} + R_{12} + R_{13}) \end{cases}$	$1 \frac{R_1}{3R_5}$
3 $\begin{cases} R_A = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \\ R_B = \Sigma(R_5 + R_{14}) \end{cases}$	$1 \frac{R_1}{3R_5}$
4 $\begin{cases} R_A = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \\ R_B = (R_5 + R_6 + R_7/R_8 + R_9 + R_{10}) / (R_{11} + R_{12} + R_{13}) \end{cases}$	$q_1 \frac{R_1}{3R_5}$
5 $\begin{cases} R_A = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \\ R_B = \text{параллельно } R_5 \text{ и } R_{14} \end{cases}$	$q_{01} \frac{R_1}{3R_5}$

Я610 019.045

Схема на рис. 1.11 при отсутствии резисторов R4 и R14 имеет коэффициент передачи с инвариантной погрешностью ($\pm 1\%$). Нетрудно убедиться, что получаемые в этом случае коэффициенты передачи (см. таблицу 5, исключая резисторы R4 и R14) относятся как $9 : 1 : (1) : \frac{1}{9} : \frac{1}{81}$.

Поскольку нам необходимы десятикратные изменения коэффициента передачи, то поправочное умножение на $\frac{10}{9}$; $\frac{9}{10}$ и $\frac{81}{100}$ соответственно целесообразно выполнить, например, в цифровой части ИИ, что не нарушает свойства инвариантности. (Если масштабный усилитель работает на переменном токе, то поправку можно вносить при помощи делителя постоянного тока после детектирования, или в случае калибратора переменного напряжения поправку можно внести при помощи делителя в источнике опорного постоянного или опорного переменного низкочастотного напряжения).

Для получения десятикратных соотношений добавляют в схему резисторы R4 и R14, однако, последние не участвуют в схеме на всех поддиапазонах, поэтому инвариантность сохраняется с точностью $\frac{1}{10}$ погрешностей R4 и R14, что в ряде случаев может быть приемлемой.

Схема на рис. 1.11 удобна тем, что не требует никаких дополнительных средств для калибровки, если в ИИ имеется обычный источник образцового напряжения (стабилизатор), в режим калибровки можно перейти в любой момент и регулировкой одного подстроечного элемента в приборе устранить все мультипликативные погрешности прибора совместно с погрешностью делителя. Подстройка может осуществляться также автоматически [27] или при подаче известного напряжения просто определяется поправка, учитываемая в ходе обработки результатов измерения.

Недостатком схемы является низкое входное сопротивление на наиболее чувствительных поддиапазонах.

В принципе ТАН класса J0 могут быть созданы и с использованием способа замещения элементов (резисторов) с номинально равными сопротивлениями при подключении одновременно используемых резисторов параллельно или последовательно и класса J1 при любой схеме соединения резисторов между собой.

2.1.5. ТАЦ с определением погрешности цепи и учете ее в конечном результате передачи сигнала

Здесь может быть применен, например, один из методов, описанных в 2.1.3 и 2.1.4, однако при сравнении сопротивлений двухполосников, плечей или коэффициентов передачи цепей не производят подстройки цепи в аналоговом виде, а запоминают погрешность двухполосника, плеча или целой цепи. Эту погрешность учитывают при обработке конечного результата передачи сигнала.

Такие ТАЦ, как правило, должны иметь цифровые запоминающие и арифметические устройства [Л36/].

В некоторых ИП применяются как менее точные операционные цепи, так и более точные операционные цепи. В целях обеспечения, например, быстродействия производится первое измерение с использованием менее точных цепей, цифровой результат первого измерения преобразуется при помощи более точных цепей в аналоговую форму, вычитается из измеряемого сигнала и выделяется сигнал ошибки. Этот сигнал ошибки снова измерится менее точным способом, полученный цифровой сигнал поправит, который складывается с результатом первого измерения (например, в приборах ИР-316, ТР-6557). Точность и стабильность подобных ИП может быть значительно повышена при использовании в качестве более точных операционных цепей пассивных ТАЦ, например, подобных описанным в п.2.1.2.

Аналогичные приемы используются также в быстродействующих аналого-цифровых преобразователях [Л3/], [Л39/].

2.2. Проверка цифровых измерительных приборов

В [Л4/] дан обзор способов проверки цифровых ИП, откуда вытекает, что существующие отечественные способы и аппаратура для проверки находятся в следующем состоянии:

- существуют производительные способы проверки и построены автоматизированные системы проверки [Л40/], [Л42/], однако эти способы не позволяют определить погрешности прибора или его измерений показаний с точностью долей кванта (что необходимо, если значение допустимой погрешности сравнимо со значением кванта);

- существуют способы, позволяющие определение погрешности прибора или его изменения показания с точностью 0,1 - 0,2 кванта и позволяющие определение отдельно как систематической, так и случайной составляющей погрешности, однако эти способы непроизводительны при ручной проверке /141/;

- автоматизированные установки, изготовленные в нескольких экземплярах и обеспечивающие проверку ИВ по предлагаемому способу достаточно сложны, их производительность не высока /141/ ;

- отсутствует серийное производство дистанционно управляемых установок образцовых аналоговых сигналов;

- отсутствуют малогабаритные и достаточно простые блоки автоматизации и источники образцовых сигналов, содержащие сменную память с контрольными точками для 3-5 поверяемых приборов и арифметическое устройство для вычисления значения погрешности поверяемого прибора.

Вопросы проверки цифровых приборов упростятся бы, если значения допустимых погрешностей и допускаемых изменений показаний были бы не меньше 3-х квантов прибора. Это означает примерно, что прибор класса 0,1% должен иметь допустимую погрешность

$\pm (a + b \frac{10^n}{10^6}) \%$ и разрешающую способность $\pm 0,01\%$, а прибор класса 0,01% должен иметь допустимую погрешность $\pm (0,005 + 0,000 \frac{10^n}{10^6}) \%$ и разрешающую способность $\pm 0,001\%$.

Однако эти соотношения не всегда выполняются, тем более, что между коэффициентами "а" и "в" рекомендуется иметь большой разрыв, но поскольку "а" увеличивается не следует (чтобы не ухудшать показатели прибора), то уменьшает "в", т.е. известно значение по разрешающей способности, что приводит опять к соизмеримости "в" с квантом прибора.

При повышении чувствительности приборов более заметным становится случайная составляющая погрешности, обусловленная внутренними тепловыми и низкочастотными шумами.

Эти обстоятельства все же вынуждают поиск простых способов надежной проверки цифровых приборов, обеспечиваемых как достаточную производительность при ручной и автоматизированной проверке, так и необходимую достоверность результатов проверки.

3. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ

На основе аналитического обзора в настоящем отчете и отчетов подготовительной стадии [Л2], [Л3], [Л4] считаем необходимым исследовать в настоящей НИР следующие вопросы:

- провести обобщение принципов действия пассивных ТАИ с целью расширения возможностей их конструирования и применения;

- провести анализ работы электронных делителей напряжения с широтно-импульсной модуляцией (цифровых делителей), вариантов с линейной и нелинейной зависимостью коэффициента передачи от значения управляющего кода. Предполагаемое применение этих делителей в качестве декадных, в образцовых ИПИ, позволяет избавиться от значительного количества прецизионных резисторов и измерительных коммутационных устройств, существенно понизить температурную и долговременную нестабильности коэффициента передачи;

- рассмотреть вопрос применения дуально-реверсивных делителей в качестве мер отношения для поверки калибраторов напряжения и в качестве компенсационных блоков для производства точных измерений напряжения. Этот тип делителей не требует предварительной калибровки и практически не чувствителен к изменению температуры окружающей среды и тем самым является удобным средством при точном определении изменений или отношений напряжений;

- рассмотреть вопросы применения делителей напряжения с предварительной калибровкой. Эти делители необходимы в качестве масштабных делителей для образования поддиапазонов вольтметров и калибраторов;

- рассмотреть особенности конструирования ИПИ постоянного и переменного тока при использовании в них ТАИ (вольтметры, АЦП, калибраторы), также рассмотреть возможности автоматизации работы этих ИПИ;

- исследовать способы поверки цифровых измерительных приборов с целью повышения производительности поверки при соблюдении требований ГОСТ 8.009-74 и [Л41];

- рассмотреть вопросы автоматизации поверки цифровых ИПИ;

- разработать основные пункты ТЗ на последующие НИР и ОКР.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ.

4.1. Дуально-реверсивный способ построения точных аналоговых цепей

4.1.1. Этот способ является обобщением способа с усреднением результатов двукратной передачи сигнала (см. 2.1.2.2). В принципе способ позволяет получение точных усредненных коэффициентов передачи с любым значением и при любой конфигурации (плоскостной) измерительной цепи, при условии составления цепи из двухполюсников с номинально равными сопротивлениями. Способ применим и на переменном токе, если реактивные компоненты двухполюсников также номинально равны между собой.

Дуально-реверсивный (Д-Р) способ был изучен в [Д]. Усредненный коэффициент передачи имеет погрешность на несколько порядков меньше, чем погрешности пассивных двухполюсников, из которых составлена цепь, если между I и II передачами сигнала произвести дуальное преобразование цепи и поменять местами вход и выход цепи. Этот метод, доказываемый при помощи принципов дуальности и обратности или теоремы Теллегена, кратко проиллюстрирован на рис. 4.1.

При использовании в цепи резисторов типа МРХ, погрешность усредненного коэффициента передачи для несложных схем лежит в пределах $\pm(1-3) \cdot 10^{-6}$ в широком интервале температур окружающей среды.

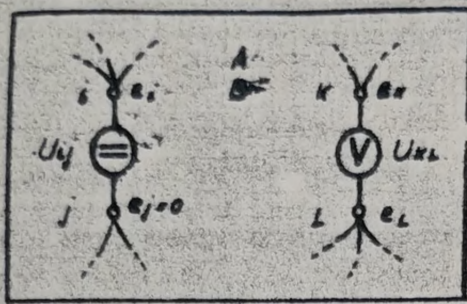
Основной причиной дополнительных погрешностей являются коммутационные изделия. Оптимальное значение сопротивления двухполюсников (R_0) определяется ориентировочно по формуле:

$$R_0 = \sqrt{r_p \cdot r_z} \quad (4.1)$$

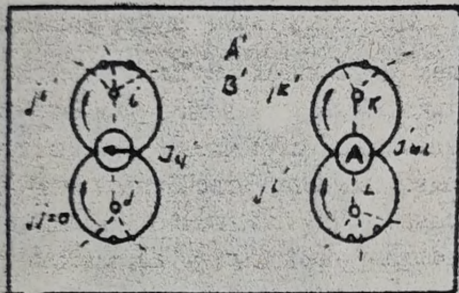
где r_p - сопротивление разомкнутого контакта;
 r_z - сопротивление замкнутого контакта.

Грубая оценка погрешности, вносимой коммутационными изделиями находится по формуле (при оптимальном сопротивлении двухполюсников):

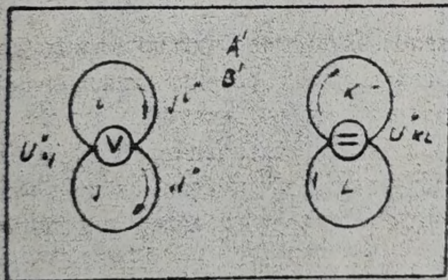
$$\delta_k \approx 10 \sqrt{\frac{r_z}{r_p}} \quad (4.2)$$



a)



б)



в)

Рис 41

а) узлы j, k, l исходной схемы, к которым подключены генератор напряжения и вольтметр.

б) контуры i, k, l дуальной схемы, в которые включены генератор тока и амперметр. Согласно принципу дуальности $\frac{U_{kl}}{U_{ij}} = \frac{I_{kl}}{I_{ij}}$

в) дуальная схема после реверсирования входа и выхода. Согласно принципу обратимости: $I_{ij} \cdot U_{ij} = I_{kl} \cdot U_{kl}$, откуда следует $\frac{U_{ij}}{I_{kl}} = \frac{U_{kl}}{I_{ij}}$. Можно показать, что последнее является прямым следствием ортогональности графов исходной и дуальной схем $[AA'] = 0 \pmod{2}$ и может быть получено при помощи теоремы Теллессена.

Я510.019.045

Лестничный D-R делитель напряжений

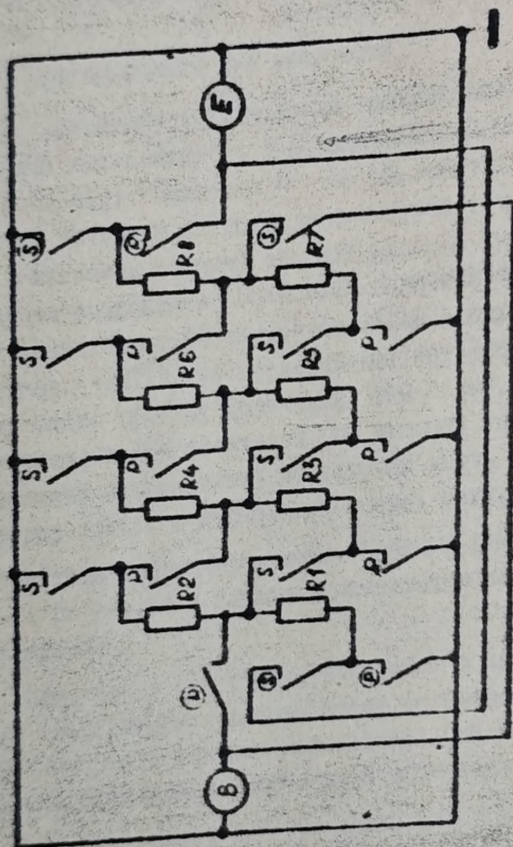


рис 48

Кружками отмечены контакты, соединяющие делитель с вольтметром

ЯВЮ 019045

Для магнитоуправляемых контактов ШАЛАНДА $r_s = 10^{-1} \text{ Ом}$, $r_p = 10^{13} \text{ Ом}$ получим соответственно $R_0 = 1 \text{ МОм}$, $\delta_K = 10^{-6}$; для релечителей типа ШК ($r_s = 2 \cdot 10^{-2}$, $r_p = 5 \cdot 10^9$), получим $R_0 = 10 \text{ кОм}$, $\delta_K = 2 \cdot 10^{-5}$. Формула (4.2) не применима для простейшего Д-В делителя, состоящего из двух резисторов.

4.1.2. Использование Д-В делителей.

В [ЛЗ] приведены данные блока компенсации, построенного с использованием двухдекадного Д-В делителя и высоковольтного Д-В делителя (рис. 4.1). Подобное устройство может быть использовано для повышения точности цифровых вольтметров (если источник напряжения E является точным) или для проверки линейности регулируемых источников напряжения. Поскольку подобный блок достаточно сложен (28 резисторов, 76 контактов ШАЛАНДА при суммарной погрешности делителя $\pm 10^{-5}$), то представляет интерес проанализировать погрешность более простых делителей, тем более, что для построения поверочных средств ШИМ делителями (не имеющими скачков систематической составляющей погрешности) достаточно иметь делители, обеспечивающие проверку только в нескольких точках поддиапазона.

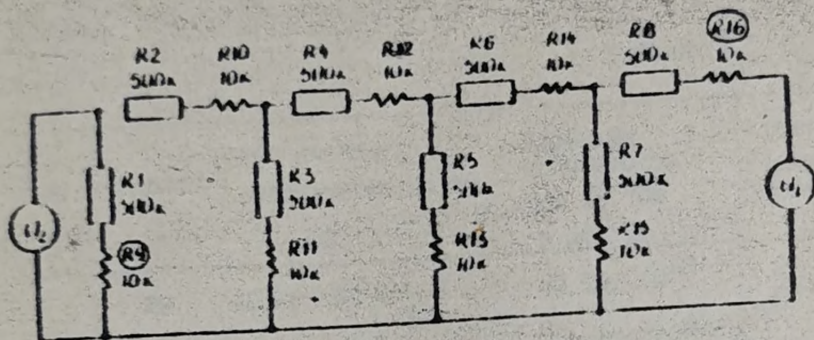
Д-В делитель лестничного типа. Принцип действия характеризуется рис. 4.2. На рис. 4.3 показаны остаточные сопротивления контактных групп.

Если погрешность резисторов находится в пределах $\pm 0,1\%$, тогда усредненный коэффициент передачи имеет погрешность в пределах $\pm 2,8 \cdot 10^{-6}\%$ (без учета влияния контактов). При помощи подобной цепи можно получить номинальные значения коэффициента передачи:

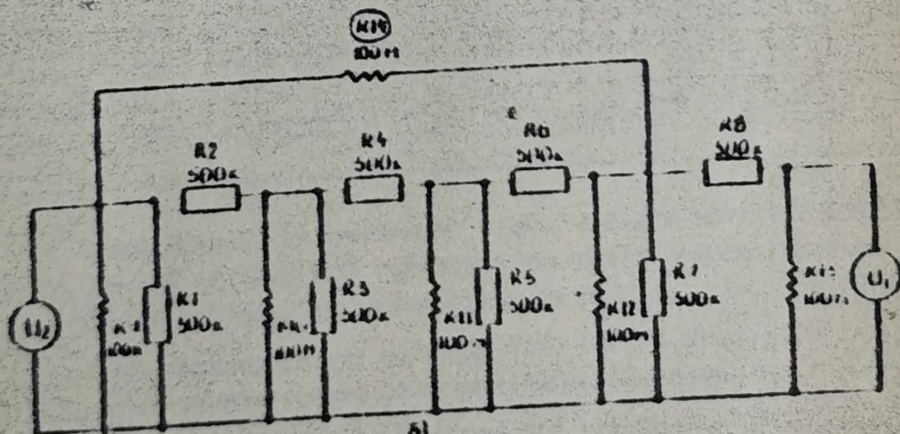
$1/2$ при одном звене, $1/5$ при двух, $1/13$ при трех, $1/34$ при четырех и т.д., при этом погрешность при больших, чем $1/34$ коэффициентах передач меньше $2,8 \cdot 10^{-6}$.

Влияние остаточных параметров характеризуется следующими абсолютными чувствительностями (см. [ЛЗ], приложение I) и внесены погрешностями (при $r_s = 10^{-1} \text{ Ом}$ и сопротивлениях изоляции $r_p = 10^{13} \text{ Ом}$) указано в табл. 7.

А расчету влияния индивидуальных параметров
 ключей для основного делителя рис 42.



а)



б)

Рис 43

а) R1...R8 - основные сопротивления
 R9, R16 - утечковые сопротивления запаянных контактов
 б) R1...R8 - основные сопротивления
 R9, R16 - утечковые сопротивления утечки.

Арматура отмечены наиболее влияющие контакты

ЯБ10 019.045

Таблица 7

Рис.	Позиция	Абсолютная чувствительность S_a	Вносимая погрешность при 10^{-1} Ом и 10^{13} Ом	Суммарная погрешность
1.	Н9	$+1,21 \cdot 10^{-6} \left[\frac{1}{\text{Ом}} \right]$	$+0,121 \cdot 10^{-6}$	$\pm 0,4 \cdot 10^{-6}$
	Н10	$-0,75 \cdot 10^{-6}$	$-0,075 \cdot 10^{-6}$	
	Н11	$+0,92 \cdot 10^{-6}$	$+0,092 \cdot 10^{-6}$	
	Н12	$-0,67 \cdot 10^{-6}$	$-0,067 \cdot 10^{-6}$	
	Н13	$+0,87 \cdot 10^{-6}$	$+0,087 \cdot 10^{-6}$	
	Н14	$-0,92 \cdot 10^{-6}$	$-0,092 \cdot 10^{-6}$	
	Н15	$+0,75 \cdot 10^{-6}$	$+0,075 \cdot 10^{-6}$	
	Н16	$-1,21 \cdot 10^{-6}$	$-0,121 \cdot 10^{-6}$	
2.	Н9	$+0,31 \cdot 10^6 \left[\text{Ом} \right]$	$-0,031 \cdot 10^{-6}$	$-0,1 \cdot 10^{-6}$ $+0,34 \cdot 10^{-6}$
	Н10	$+0,23 \cdot 10^6$	$-0,023 \cdot 10^{-6}$	
	Н11	$+0,21 \cdot 10^6$	$-0,021 \cdot 10^{-6}$	
	Н12	$+0,19 \cdot 10^6$	$-0,019 \cdot 10^{-6}$	
	Н13	$+0$	-0	
	Н14	$-3,39 \cdot 10^6$	$+0,339 \cdot 10^{-6}$	

Из-за полной взаимности схемы, средние значения вносимых погрешностей от замкнутых контактов полностью компенсируются.

Данные получены расчетным путем на ЭЦМ.

Аналогично проверены делители 1:10 (рис. 4.4) и 1:100 (рис. 4.5), данные соответственно в табл. 8 и табл. 9.

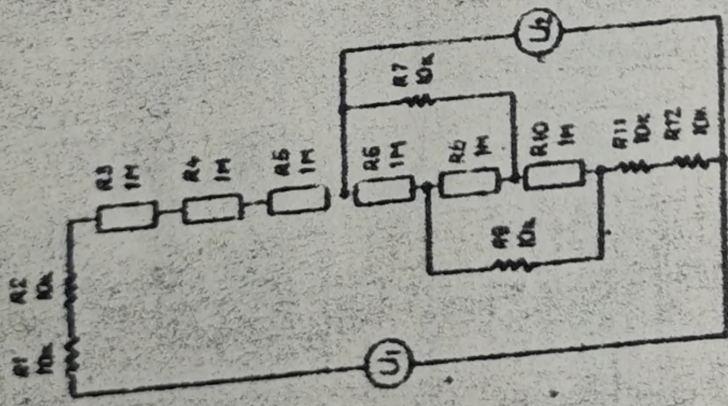
ЯБЮ.019.045

Копировал

В. Ормуш

49

К расчету влияния отпавших параметров ключей
при делении $U_2^2 = 0,1$



R1, R2, R7, R9, R11, R12 - условные сопротивления замкнутых контактов.
R3...R6, R8, R10 - основные сопротивления.
R1...R5 - основные сопротивления.
U1, U2

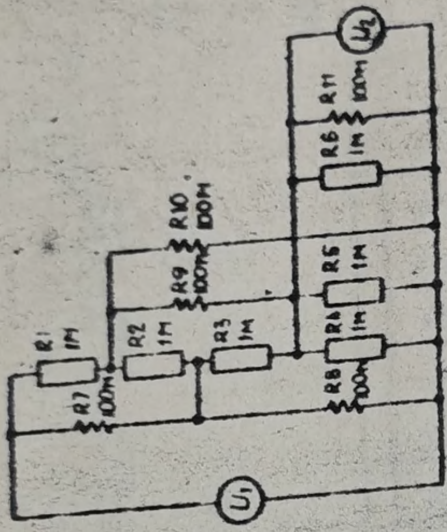


Рис. 4.4

540.610.014

К расчету влияния постоянных параметров ключей при делении $\frac{U_2}{U_1}$

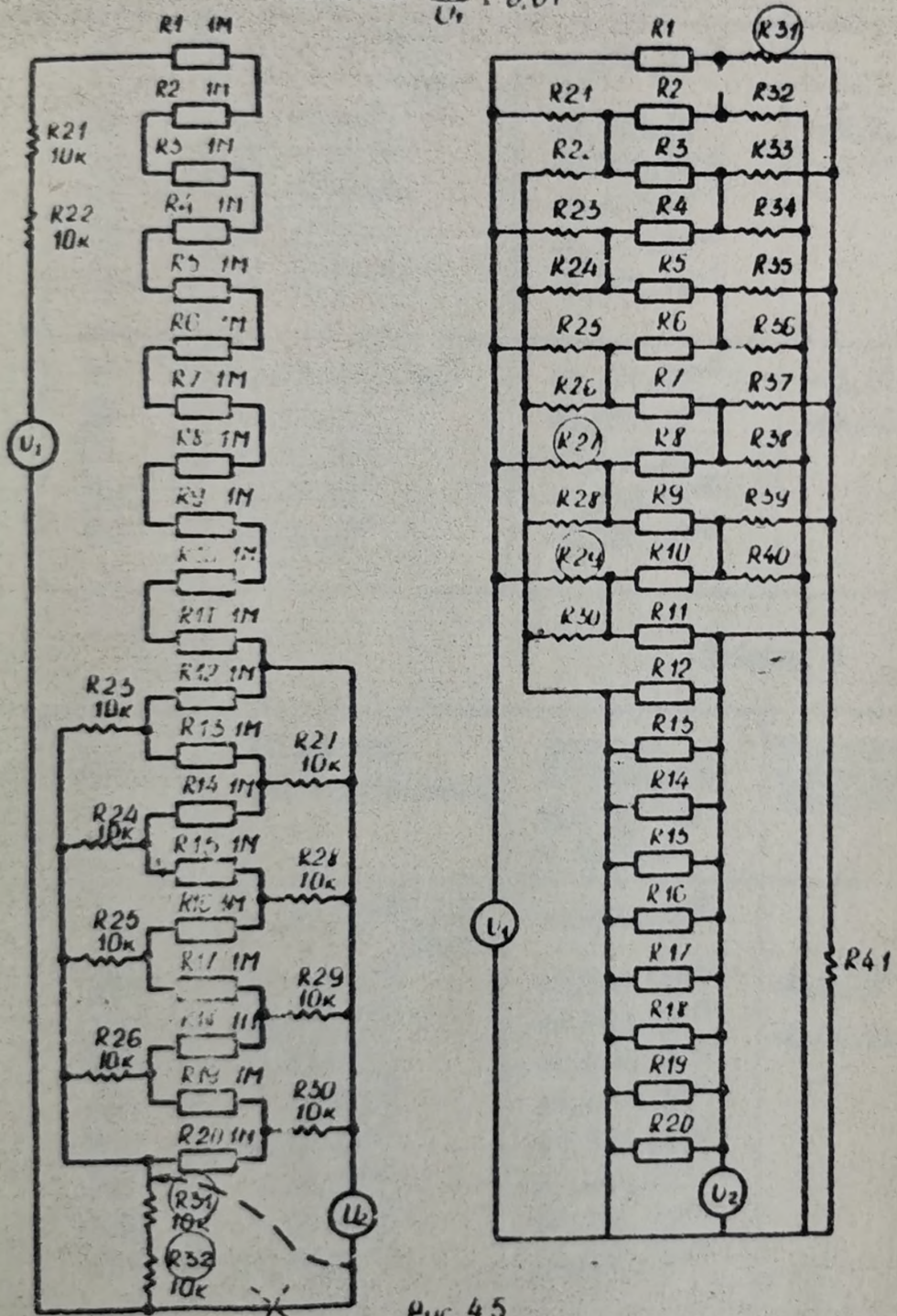


Рис 4.5

R_1 ... R_{20} - основные сопротивления
 R_{21} - R_{32} - условные сопротивления замкнутых контактов

R_1 - R_{20} - 1Мом - основные сопротивления
 R_{21} - R_{41} - 100Мом - условные сопротивления утечки

Кружками отмечены наиболее влияющие контакты

Таблица 8

Рас.	Ионизия	Абсолютная чувствительность S_a	Воспалительная потребность при 10^{-1} Ом и 10^{-13} Ом	Наибольшая суммарная выраженность
3.	И1	$-0,29 \cdot 10^{-6} \left[\frac{1}{\text{Ом}} \right]$	$-0,029 \cdot 10^{-6}$	$+0,7 \cdot 10^{-6}$ $-0,06 \cdot 10^{-6}$
	И2	$-0,29 \cdot 10^{-6}$	$-0,029 \cdot 10^{-6}$	
	И7	$+1,09 \cdot 10^{-6}$	$+0,109 \cdot 10^{-6}$	
	И9	$+1,09 \cdot 10^{-6}$	$+0,109 \cdot 10^{-6}$	
	И11	$+2,47 \cdot 10^{-6}$	$+0,247 \cdot 10^{-6}$	
	И12	$+2,47 \cdot 10^{-6}$	$+0,247 \cdot 10^{-6}$	
4.	И7	$-1,17 \cdot 10^{-6} \left[\text{Ом} \right]$	$+0,117 \cdot 10^{-6}$	$-0,18 \cdot 10^{-6}$
	И8	$+0,77 \cdot 10^{-6}$	$-0,077 \cdot 10^{-6}$	$+0,23 \cdot 10^{-6}$
	И9	$-1,17 \cdot 10^{-6}$	$+0,117 \cdot 10^{-6}$	
	И10	$+0,68 \cdot 10^{-6}$	$-0,068 \cdot 10^{-6}$	
	И11	$+0,30 \cdot 10^{-6}$	$-0,030 \cdot 10^{-6}$	

Таблица 9

Рас.	Ионизия	Абсолютная чувствительность S_a	Воспалительная потребность при 10^{-1} Ом и 10^{-13} Ом	Наибольшая суммарная погрешность
5.	И1	$-0,09 \cdot 10^{-6} \left[\frac{1}{\text{Ом}} \right]$	$-0,009 \cdot 10^{-6}$	$+1,6 \cdot 10^{-6}$ $-0,02 \cdot 10^{-6}$
	И2	$-0,09 \cdot 10^{-6}$	$-0,009 \cdot 10^{-6}$	
	И3	$+0,37 \cdot 10^{-6}$	$+0,037 \cdot 10^{-6}$	
	И4	$+0,36 \cdot 10^{-6}$	$+0,036 \cdot 10^{-6}$	
	И5	$+0,36 \cdot 10^{-6}$	$+0,036 \cdot 10^{-6}$	
	И6	$+0,36 \cdot 10^{-6}$	$+0,036 \cdot 10^{-6}$	
	И7	$+0,36 \cdot 10^{-6}$	$+0,036 \cdot 10^{-6}$	
	И8	$+0,36 \cdot 10^{-6}$	$+0,036 \cdot 10^{-6}$	
	И9	$+0,36 \cdot 10^{-6}$	$+0,036 \cdot 10^{-6}$	

Рис.	Позиция	Абсолютная чувствительность S_a	Вносимая погрешность при 10^4 Ом и 10^{13} Ом	Наибольшая суммарная погрешность
	E30	$+0,37 \cdot 10^{-6}$	$+0,037 \cdot 10^{-6}$	
	E31	$+7,31 \cdot 10^{-6}$	$+0,731 \cdot 10^{-6}$	
	E32	$+7,31 \cdot 10^{-6}$	$+0,731 \cdot 10^{-6}$	
6.	E21	$-0,34 \cdot 10^6 \text{ [Ом]}$	$+0,034 \cdot 10^{-6}$	$-1,2 \cdot 10^{-6}$ $+3,3 \cdot 10^{-6}$
	E22	$+1,12 \cdot 10^6$	$-0,112 \cdot 10^{-6}$	
	E23	$-1,23 \cdot 10^6$	$+0,0123 \cdot 10^{-6}$	
	E24	$+1,65 \cdot 10^6$	$-0,165 \cdot 10^{-6}$	
	E25	$-2,58 \cdot 10^6$	$+0,258 \cdot 10^{-6}$	
	E26	$+1,76 \cdot 10^6$	$+0,176 \cdot 10^{-6}$	
	E27	$-4,47 \cdot 10^6$	$+0,447 \cdot 10^{-6}$	
	E28	$+1,50 \cdot 10^6$	$-0,150 \cdot 10^{-6}$	
	E29	$-7,15 \cdot 10^6$	$+0,715 \cdot 10^{-6}$	
	E30	$+0,76 \cdot 10^6$	$-0,076 \cdot 10^{-6}$	
	E31	$-7,14 \cdot 10^6$	$+0,714 \cdot 10^{-6}$	
	E32	$+0,68 \cdot 10^6$	$-0,068 \cdot 10^{-6}$	
	E33	$-4,46 \cdot 10^6$	$+0,446 \cdot 10^{-6}$	
	E34	$+1,46 \cdot 10^6$	$-0,146 \cdot 10^{-6}$	
	E35	$-2,57 \cdot 10^6$	$+0,257 \cdot 10^{-6}$	
	E36	$+1,76 \cdot 10^6$	$-0,176 \cdot 10^{-6}$	
	E37	$-1,22 \cdot 10^6$	$+0,122 \cdot 10^{-6}$	
E38	$+1,68 \cdot 10^6$	$-0,168 \cdot 10^{-6}$		
E39	$-0,34 \cdot 10^6$	$+0,034 \cdot 10^{-6}$		
E40	$+1,19 \cdot 10^6$	$-0,119 \cdot 10^{-6}$		
E41	$+0,11 \cdot 10^6$	$-0,011 \cdot 10^{-6}$		

Остаточная погрешность усредненного коэффициента передачи для делителя на рис. 4.5 (без учета контактов) составляет 10^{-6} .

Как следует из приведенных данных конструкция высокоточных делителей должна содержать схему защитного потенциала (эквипотенциальное экранирование) для уменьшения влияния сопротивлений утечек, а также более сложную схему коммутации для устранения влияния переходного сопротивления контактов. В делителе на рис. 4.5 в первую очередь необходимо исключить влияние КЗ1 и КЗ2, для чего можно ввести дополнительный контакт, как это показано пунктирной линией. В схеме рис. 4.5 необходимо устранить также утечку КЗ1, КЗ3, КЗ9, КЗ7 введением дополнительных контактов.

Повышению при практическом конструировании образцовых средств с Д-Р делителями целесообразно резисторы размещать в передатчике барабанного типа с двумя позициями.

В неподвижной части приводятся все измерительные цепи и защитные цепи. Контактная цепь и схема соединенной строится так, чтобы влияние переходного сопротивления контактов практически исключилось. На детали барабана также подается защитный потенциал.

На рис. 4.6 показан простейший способ определения величины регуляторов источников напряжений, у которых систематическая составляющая погрешности имеет монотонную производную.

На рис. 4.7 показан простейший способ определения величины ИИМ делителя напряжения. В обоих случаях применен простейший Д-Р делитель. Способ на рис. 4.7 реализован в ходе НИР в виде приспособления. Делители на рис. 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 используются в проектируемой на предприятии мере отношения напряжений ИИДР-I (класса $(1-2) \cdot 10^{-6}$).

4.2. Резисторный способ построения ТАИ

В ряде случаев оказывается целесообразным построение многоподдиапазонного аттенюатора в виде лестничной цепи (каскадное соединение Γ - образных звеньев). В этом случае, как правило, сопротивления резисторов отличаются друг от друга не более, чем на порядок, что дает возможность их лучше подбирать по ТКВ или изготавливать из единого материала (из провода одной марки, печатные на одном основании, пленочные и т.п.) с целью повышения стабильности коэффициента передачи. Практическая трудность при

Определение нелинейности регулирования источника напряжения

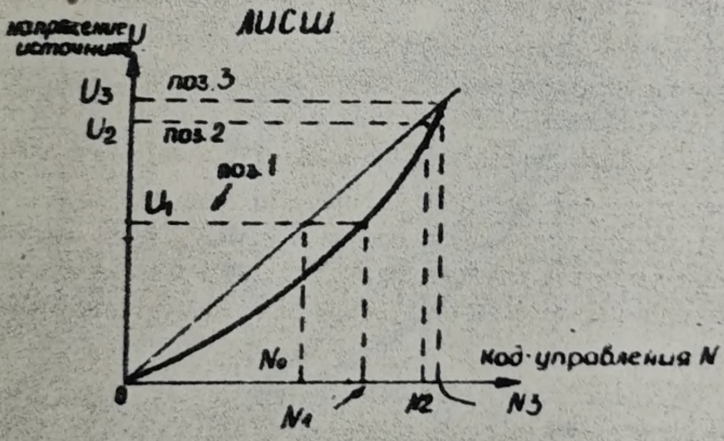
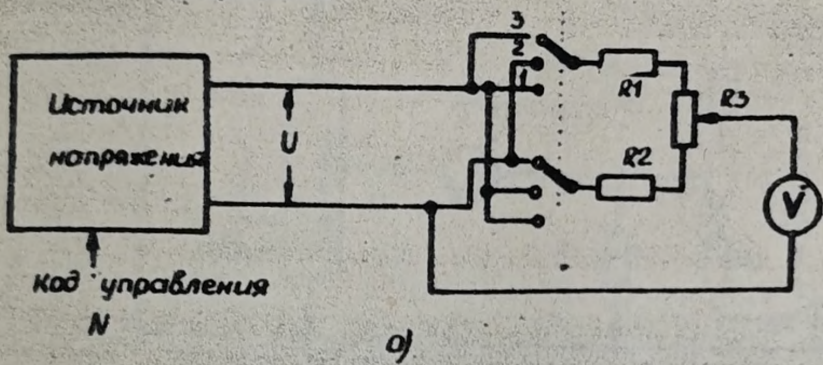


Рис. 16

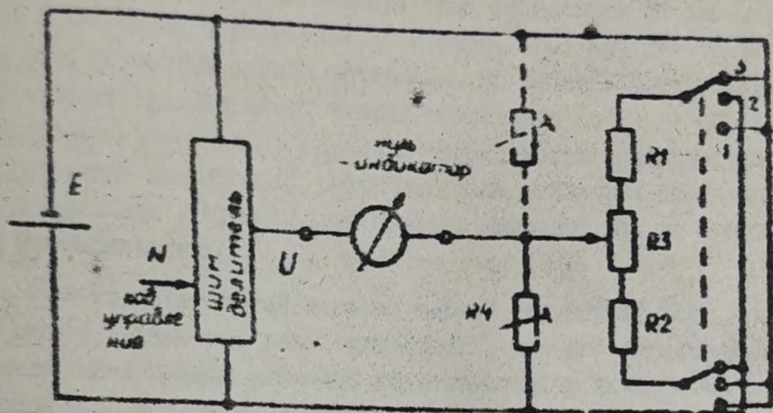
Выходной вольтметр должен обладать достаточной кратковременной стабильностью и разрешающей способностью. Во всех 3-х позициях регулировки N устанавливаются одинаковые показания вольтметра. Погрешность нелинейности определяется

как:
$$\delta = \frac{4N_1 - N_2 - N_3}{N_2 + N_3}$$
, поскольку $N_2 + N_3 = 4N_0$

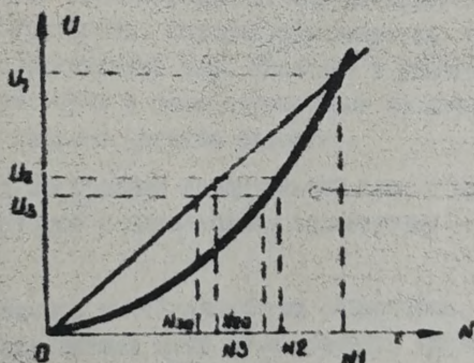
Таким образом можно определять нелинейность по всей шкале при уменьшении U_1 .

Можно произвести также предварительную калибровку делителя при помощи R_3 и не спределять N_3

Определение нелинейности шунт делителя



а)



б)

Рис. 4.7

Во всех 3-х позициях необходимо устанавливать нуль
вольвольтметра путем регулировки N.

Погрешность нелинейности определяется как

$$\delta_1 = \frac{N_2 + N_3 - N_1}{N_1}, \text{ поскольку } N_{20} + N_{30} = N_1$$

При помощи R4 можно перемещаться в разные
точки поддиапазона

этом вызывает требование подбора всех резисторов по одному значению необходимого параметра (например, ТКС) или изготовления всех резисторов из одного материала, на общей основе. Только при попарном отборе или изготовлении резисторов по Γ - образным звеньям можно несколько повысить стабильность по сравнению с использованным несвязанных резисторов, но различные изменения входных и выходных сопротивлений звеньев вызывает все же существенную нестабильность.

При изучении цепей с автодуальной структурой [II], куда относятся и лестничные цепи, выяснилось, что при определенном соотношении номинальных значений сопротивлений в этих цепях имеется всегда два резистора, чувствительности коэффициента передачи к погрешностям которых равны по абсолютной величине и противоположные по знаку. Отсюда следует, что при сильной корреляции между сопротивлениями соответствующих пар резисторов, в цепи существенно снижается погрешность, которая определяется теперь стабильностью отношений сопротивлений пар. Различие в изменениях сопротивления соседних резисторов в этом случае роли не играет (вернее вызывает погрешность второго порядка малости).

Условия построения автодуальной цепи с бirezисторами (т.е. с парами резисторов с одинаковыми параметрами - ТКС, старение и т.д.) следующие:

- бirezистор составляется из резисторов, находящихся в взаимодуальных ветвях цепи (т.е. ветвях, меняющихся местами при формальном дуальном преобразовании цепи);

- сопротивления резисторов (R_{i1} и R_{i2}) i - того бirezистора должны быть связаны следующим образом:

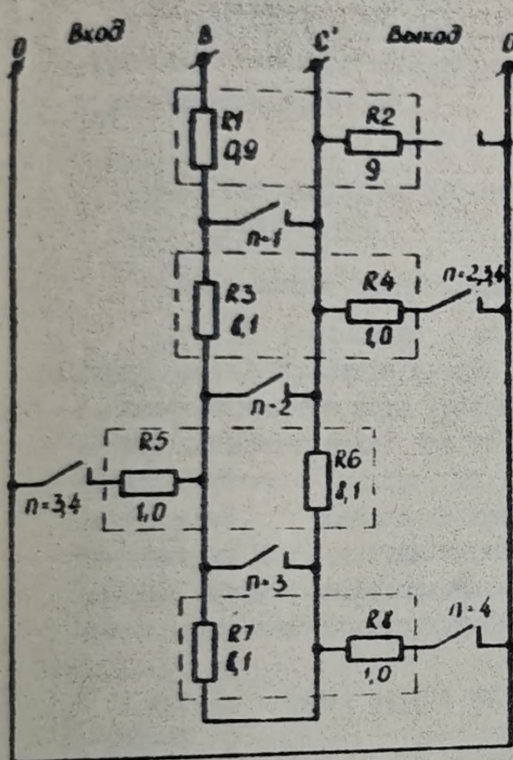
$$R_{i1} R_{i2} = A, \quad (4.3)$$

где A - постоянное число, одинаковое для всех бirezисторов данной цепи;

- переключение коэффициента передачи цепи не должно нарушать взаимодуальности ветвей, где находятся резисторы бirezистора.

Некоторые примеры автодуальных цепей (в виде лестничных) с бirezисторами указаны на рис. 4.8, 4.9.

Примеры абитуальных бирезисторных делителей



$A = 0.1$
 $Z_{вх} = 9.9$
 $Z_{вых} = \frac{9}{110}$
 а)

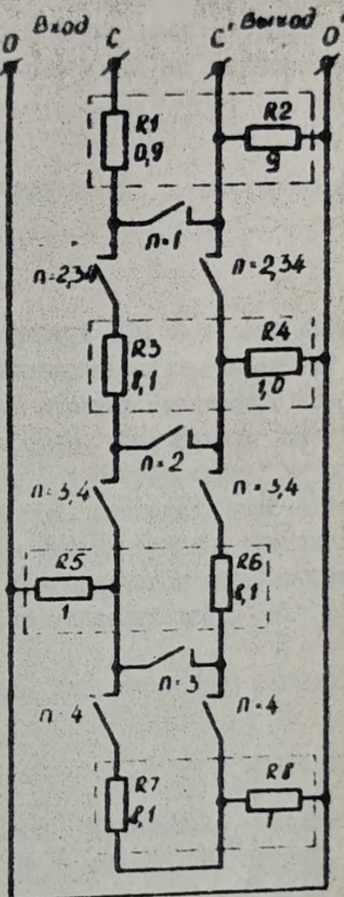


Рис 4.8

б)

Делители составлены из одинаковых звеньев, коэффициент передачи выражается $K = K_0 \cdot 10^{n-1}$, где $K_0 = \frac{1}{11}$
 простейший бирезисторный делитель с $K = 0.1$ и $t = 0.01$

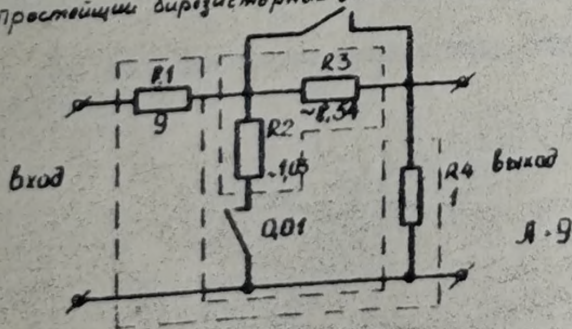


Рис 4.9

ЯБ10.019.045

Можно полагать, что построение цепей с бистабильными элементами существенно повышает точность цепи при небольших технологических усложнениях (изготовление пар резисторов). Построение десятичных делителей со взвешиваемыми сопротивлениями и использованием различных сочетаний коммутируемых резисторов по данному способу практически затруднено.

4.3. Анализ работы делителей напряжений с широтно-импульсной модуляцией

4.3.1. Основы проектирования

4.3.1.1. Рассмотрим в данном отчете ШИМ делители, имеющие усредняющее устройство в виде стационарного фильтра нижних частот в режиме холостого хода (рассмотрим вариант пассивного RC-фильтра, но проектировать может без особого труда согласовать формулы на случай активного фильтра, см. [13]). В качестве ключей использованы пол-элевые n -канальные транзисторы. Поскольку параметры и погрешности ШИМ делителя зависят от многих причин, проектирование ведется методом последовательного приближения и оптимизации. Приведенные ниже формулы вытекают из исследований в [12, 3].

4.3.1.2. Можно начать из выбора частоты (F) работы ШИМ делителя:

$$F = \frac{\delta_1}{\Delta t_{cp}} \quad (4.4)$$

где Δt_{cp} - нестабильность фронтов ШИМ-импульса. Причем ориентировочно $\Delta t_{cp} = (1-5) \cdot 10^{-9}$ секунды, 10 фаз

δ_1 - приведенная к максимальному коэффициенту передачи $T_{0\max} = 1$ делителя погрешность сдвига нуля (если $T_{0\max} = \frac{1}{q}$, то формулу 4.4 надо разделить на q).

При этом необходимо иметь в виду, что цифровая управляющая часть работает на частоте f :

$$f = F \cdot 10^{\alpha} \quad (4.5)$$

где d - число декад цифровой части (для однекадного $d = 1$, для четырехдекадного $d = 2$ или $d = 4$, для шести-декадного целесообразно только $d = 3$ или $d = 4$).

В рассматриваемых ниже примерах выберем частоты в соответствии с табл. 10.

Таблица 10

Пример	Класс дельта	δ	q	F	d	f	Примечание
1,5 декадный	$4 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	3	2,6 кГц	1,5	78 кГц	используется для получения контрольных точек стрелочных приборов
4-х декадный	$2 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	I	8 кГц	2	800 кГц	во здесь выберем 200 кГц для выполнения задания в быстродействующих ИС
		10^{-5}	I	2 кГц	2	200 кГц	
6-ти декадный одновальный	10^{-5}	$2 \cdot 10^{-6}$	I	400 Гц	3	400 кГц	
6-и декадный 4-х фазный	10^{-5}	10^{-6}	I	200 Гц	3	200 кГц	
6-и декадный 4-х фазный для встраивания в ЦВ	10^{-5}	10^{-6}	I	200 Гц	3	200 кГц	

4.3.1.3. Далее определяем требования к пульсации на выходе усредняющего фильтра, постоянную времени и время установления фильтра.

Количество звеньев (n) однорядного лестничного фильтра определяется из условия минимума общей постоянной времени

$$\tilde{\tau} = n^2 R_{\phi} C \quad (\text{см. рис. 4.13}):$$

$$n = 1,2 \cdot \alpha - 0,23, \quad (4.6)$$

где $\alpha = -\log \frac{\delta}{\rho}$ степень фильтрации,

δ - приведенное к максимальному выходному напряжению допустимое значение пульсации.

Таблица II

Пример	Класс делителя	δ заданное	ρ	n	$\tilde{\tau}$, [с]
1,5 декадный	$4 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	3	$5,57 \approx 6$	$5 \cdot 10^{-4}$
4-х декадный	$2 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	I	$5,07 \approx 5$	$6,5 \cdot 10^{-4}$
6-и декадный однофазный	10^{-5}	$2 \cdot 10^{-6}$	I	$6,6 \approx 7$	$3,3 \cdot 10^{-3}$

Постоянную времени $\tilde{\tau}_1 = R_{\phi} \cdot C$ можно ориентировочно определить из формулы:

$$\tilde{\tau}_1 = \frac{1,3}{F} \quad (4.7)$$

или из графика на рис. 4.11.

После выбора элементов $R_{\phi} - C$ проверим окончательную приведенную пульсацию δ :

$$\delta = \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{2nF\tilde{\tau}_1} \right)^n \quad (4.8)$$

Основные характеристики ШИМ двигателя с п-звенным RC фильтром

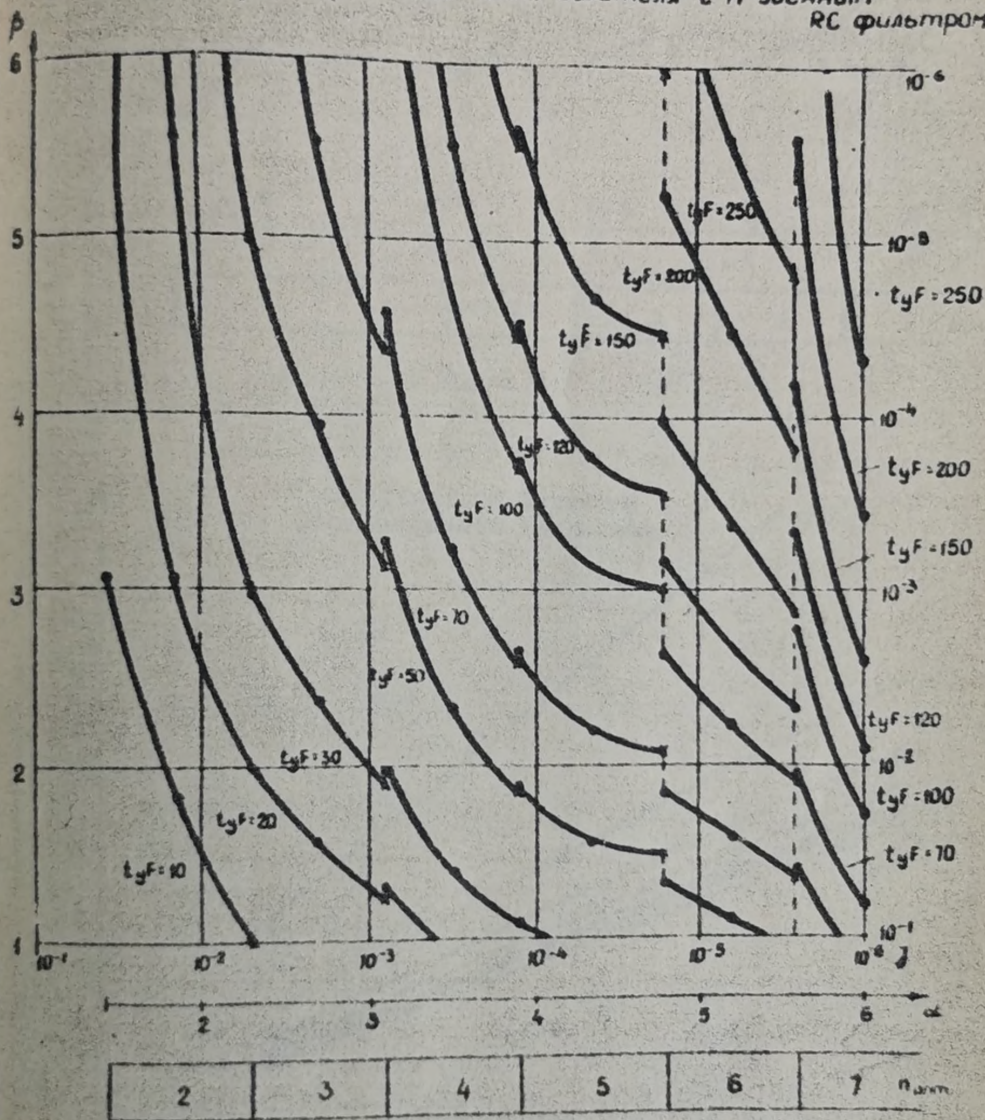


Рис 4 10

ϵ - погрешность установления напряжения на выходе фильтра,

β - степень точности установления $\beta = -\log \epsilon$,

γ - приведенная пульсация на выходе фильтра,

α - степень фильтрации $\alpha = -\log \gamma$,

n - число ячеек фильтра

ЯБ10 049.045

1/201

603

К определению постоянной времени звена фильтра

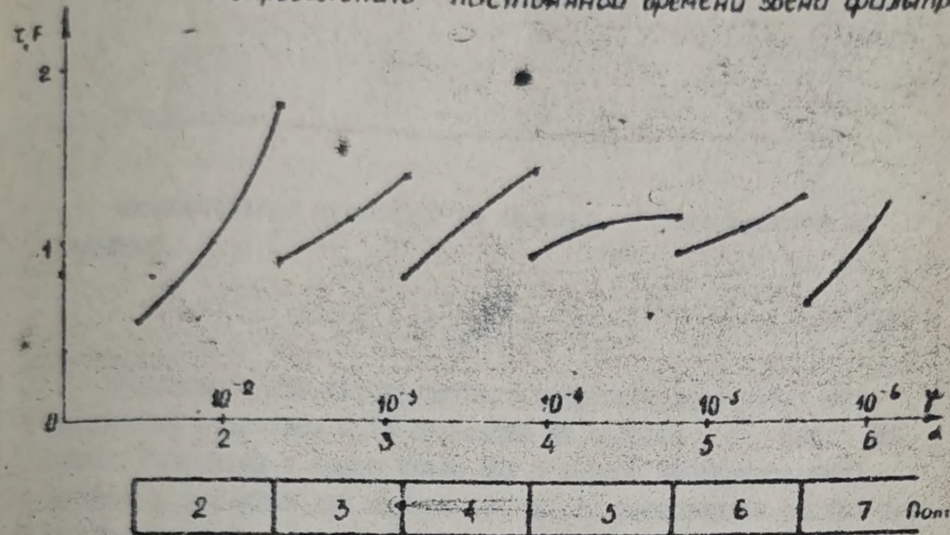


Рис. 4.11

К определению времени устиновления фильтра

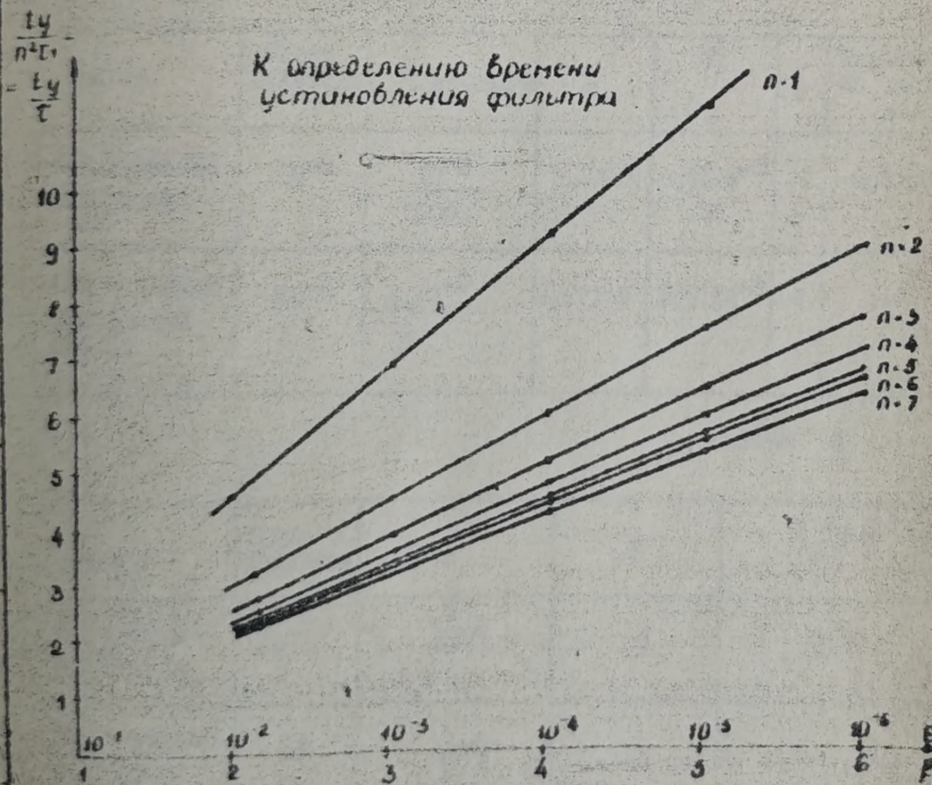


Рис. 4.12

ЯЫЮ 019045

Окончательная пульсация на частоте F проверяется по формуле:

$$\delta^* = \frac{2}{5 \cdot 10^3} \left(\frac{1}{25 F t_1} \right)^n \quad (4.12)$$

В делителе для интегрирующего цифрового вольтметра нет необходимости подавлять 0,1% пульсаций на частоте F (если ее период умножится в целое число раз в период интегрирования), поэтому в формулах для выбора n и t_1 учитывается только пульсация частотой $N \cdot F$ и уменьшенной в N раз амплитудой, которая должна быть доведена только до $\gamma = 10^{-3}$.

Таблица 13

Пример	Класс делителя	δ^* заданное	n	t_1 [с]	N	Пульсация на частоте $N \cdot F$
6-я декада 4-х фазный	10^{-5}	$\frac{10^{-3}}{1000}$	3,323	$6,7 \cdot 10^{-3}$	4	$0,3 \cdot 10^{-3}$
6-я декада 4-х фазный для ЦВ	10^{-5}	$\frac{4 \cdot 10^{-3}}{4}$	2,6723	$1,7 \cdot 10^{-3}$	4	-

Таблица 14

Пример	Класс делителя	ε	β	t_y [с]
6-я декада 4-х фазный	10^{-5}	10^{-5}	5	0,37
6-я декада 4-х фазный для ЦВ	10^{-5}	10^{-5}	5	0,09 0,1

4.3.1.4. Определение сопротивления фильтра

Значение сопротивления звена фильтра $R_{\Phi 1}$ входит в следующие выражения относительных погрешностей величины регулятора (для $T_0 \max = 1$):

$$\delta_{21} = \frac{\Delta(r_2 - r_1 + R_1)}{R_{\Phi 1}} (1 - T_0), \quad (4.13)$$

где $\Delta(r_2 - r_1 + R_1)$ - нестабильность сопротивлений открытого канала ПТ1, ПТ2 и подстроечного сопротивления П1 (см. рис. 4.13);

T_0 - значение коэффициента передачи делителя;

$$\delta_{22} = \frac{E \Delta b}{R_{\Phi 1}^2 (1 - T_0) T_0}, \quad (4.14)$$

где E - делемое напряжение,

Δb - разность коэффициентов нелинейности ПТ1 и ПТ2 (см. п. 4.3.2);

$$\delta_{23} = \delta_{E3} \frac{E}{U_0} \frac{r_1}{R_{\Phi 1}} (1 - T_0), \quad (4.15)$$

где δ_{E3} - нестабильность напряжения отпирания транзистора ПТ1,

U_0 - напряжение отсечки ПТ1 ($\sim 3,5$ В),

r_1 - сопротивление открытого канала ПТ1.

Значение $R_{\Phi 1}$ входит также в выражение приведенной относительно максимального выходного напряжения аддитивной погрешности (для $T_0 \max = 1$):

$$\delta_{31} = \frac{n R_{\Phi 1} \Delta I_y}{E} + \frac{U_{шд} (n R_{\Phi 1})}{E} \quad (4.16)$$

где ΔI_y - нестабильность входного тока усилителя Y (или прочей схемы), включенного на выход фильтра,

$U_{шд} (n R_{\Phi 1})$ - амплитуда низкочастотных шумов и дрейфа усилителя Y , зависящая от полного сопротивления фильтра. Погрешность δ_{31} не относится непосредственно

Вспомогательные к делителю, но непосредственно зависят от $R_{\text{вх}}$, поэтому ее необходимо оценивать при проектировании делителя.

Приведен здесь ориентировочные данные некоторых усилителей:

Таблица 15

Параметр	Операционный усилитель предприятия	Сдвоенный полевой транзистор КЭНТ042
Входной ток	$5 \cdot 10^{-12} \text{ А}$	$2 \cdot 10^{-9} \text{ А}$
Разность входных токов	-	10^{-10} А
Изменение входных токов или их разности на 10 град	$\frac{10^{-12} \text{ А}}{10 \text{ град}}$	$\frac{10^{-10} \text{ А}}{10 \text{ град}}$
Температурный дрейф, напряжения на 10 град	$\frac{5 \cdot 10^{-6} \text{ В}}{10 \text{ град}}$	$\frac{1 \text{ мВ}}{10 \text{ град}}$
Низкочастотный шум от нуля до пика при внешнем сопротивлении 100 кОм 400 кОм 1 МОм	$1,5 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ $3 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ $8 \cdot 10^{-6} \text{ В}$	
Кратковременный дрейф за 7 часов при внешнем сопротивлении нуль 1 МОм	$2 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ $5 \cdot 10^{-6} \text{ В}$	
Суммарное напряжение $U_{\text{шд}}$ при 100 кОм 1 МОм	$8,5 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ $18 \cdot 10^{-6} \text{ В}$	

ВМО.019.045

Лист

67

Параметр	Операционный усилитель КРДИР-17	Сдвоенный полевой транзистор КЭНТ042
Вун и пульсация модуляции от нуля до пика при выведенном сопротивлении		
100 кОм	$30 \cdot 10^{-5} \text{ В}$	
1 МОм	$50 \cdot 10^{-6} \text{ В}$	

Вышеуказанные погрешности могут быть уменьшены следующими приемами:

- группирование ПТ1 и ПТ2 по ТЭС и r_0 (см. рис. 4.18);
- термостатирование ПТ1 и ПТ2, это позволяет уменьшать $R_{\Phi 1}$;
- термостатирование первых каскадов усилителей с прямым усилением (например КЭНТ043), это уменьшает неустойчивости выходного тока и температурного дрейфа.

В наших примерах мы не используем термостатирование.

Повторим приведенные формулы для случая, когда не используется максимальное выходное напряжение ($T_0 \text{ max} < I$, $q > 1$):

$$\delta'_{21} = \frac{\Delta(r_2 - r_1 - R_1)}{R_{\Phi 1}} (T_0 \text{ max} - T_0), \quad (4.17)$$

$$\delta'_{22} = \frac{E \cdot \Delta b}{R_{\Phi 1}^2} (T_0 \text{ max} - T_0)(T_0 \text{ max} + T_0 - 1), \quad (4.18)$$

$$\delta'_{23} = \delta_{E3} \frac{E}{U_0} \frac{r_1}{R_{\Phi 1}} (T_0 \text{ max} - T_0), \quad (4.19)$$

$$\delta'_{24} = \frac{n \cdot R_{\Phi 1} \cdot \Delta I_y}{E \cdot T_0 \text{ max}} + \frac{U_{\text{вых}} (n \cdot R_{\Phi 1})}{E \cdot T_0 \text{ max}} \quad (4.20)$$

Подп. и дата
 Вып. инст. № инст. № 0408
 Подп. и дата
 Инст. № 7501

Имя Инст. № докум. Подп. Дата

формулы для $\delta_{2,1}$, $\delta_{2,2}$, $\delta_{2,3}$ при $T_0 = T_{0 \max}$ дают качественно негативную составляющую погрешности в этом случае.

Расчет составляющих погрешности нелинейности (δ_2) проведен для $T_0 = \frac{T_{0 \max}}{2}$.

Результаты расчета приведены в табл. 16.

При расчете не учтено явление усреднения параметров ключей в многофазных схемах [12], уменьшающее погрешности от ключей в \sqrt{n} раз.

Из табл. 16 видно, что точность ИИМ делителей ограничивается в настоящее время дрейфом и низкочастотными шумами операционных усилителей ($\delta_{3,1}$).

4.3.1.5. Определение параметров суммирующей цепи

Для снижения частоты переключения в цифровой управляющей части многодекадных схемы разделяют на две части: старшие декады (2 или 3) и младшие декады (2 или 3).

Это вызывает необходимость применения отдельных ключей для старших и младших декад и наличия схемы суммирования их выходных напряжений (А4 и Б5 на рис. 4.13). Обозначим коэффициент передачи старших декад $T_{0,1}$ и младших декад $T_{0,2}$.

Поскольку фронты импульсов на входе усредняющего устройства имеют время нарастания и спада порядка 50 - 150 нс. (см. рис. 4.19), а изменения вследствие этого площади импульса не компенсируются полностью, то для приборов, погрешность δ_1 которых (см. формулу 4.4) требует времени нестабильности фронтов $\Delta t_f < 50$ нс,

50 нс, необходимо регулирование ширины импульса старших декад проводить таким образом, чтобы при $T_{0,1} = 0$ сохранялся бы импульс минимальной длительности от старших декад. Усредненное напряжение этого импульса возможно скомпенсировать полностью дополнительным напряжением (на рис. 4.13 U_2 через Б6). Этим достигается, что влияние конечной длительности фронтов будет одинаковым при любых значениях управляющего кода. В целях упрощения конструкции в делителях класса $\sim 10^{-6}$ следует всегда рассматривать возможность выбора частоты F так, чтобы допускалось изменение фронта $\Delta t_f \geq 50$ нс, если используется разделение декад, либо произвести более качественное

к расчету погрешности ШИМ делителя

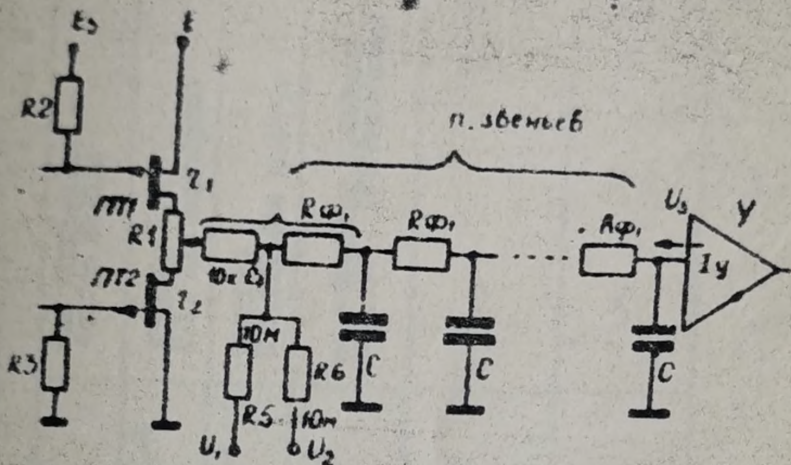


Рис 4.13.

E - делемое напряжение,

$E_3 = E$ - напряжение делящее напряжение полевой транзистор $PT1$,

Z_1, Z_2 - сопротивления открытых каналов транзисторов $PT1$ и $PT2$,

$R_{\phi i}, C$ - сопротивления и емкость звеньев фильтра,

Y - выходной усилитель, имеющий входной ток I_y

U_3 - напряжение на выходе фильтра,

U_1 - напряжение младших декад,

U_2 - напряжение компенсации единичного импульса старших декад

в четырехдекадных делителях $\frac{R_6}{R_4} \approx 10^2$,

в шестидекадных делителях $\frac{R_5}{R_4} \approx 10^3$

ЯБЮ.049.045

Лист

70

Таблица 16

Пример	n	T_0 мес	$R_{оп1}$ ком	C млФ	δ_{11}	δ_{22}	δ_{23}	δ_{31}	Тип усилителя, подбор КИЭОЭ
1,5 декадный	6	$\frac{1}{3}$	100	8	$2 \cdot 10^{-6}$	10^{-6}	$6 \cdot 10^{-6}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	КЭИТО43 III, IV, V подбрана
4-х декадный	5	I	150	4,3	$3 \cdot 10^{-6}$	$1,3 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	КЭИТО43 III, IV, V без подбора
6-и декадный однофазный	7	I	150	22	$3 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$2,8 \cdot 10^{-6}$	он. усилитель, вращающийся, III, IV, V подбрана
6-и декадный 4-х фазный	3	I	$\frac{400}{4}$	67	$1,3 \cdot 10^{-6}$	-	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	-
6-и декадный 4-х фазный для ПБ	3	I	$\frac{400}{4}$	16	$1,3 \cdot 10^{-6}$	-	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	-

построение ИИМ модулятора с целью обеспечения взаимокompенсации изменений площади импульса конечными фронтами.

Упомянутые цели суммирования и компенсации вносят однако дополнительные погрешности.

Нуль-теплические составляющие погрешности

$$\delta_{41} = \left[\delta_{R5} \frac{R_4}{R_5} + \delta_{R6} \frac{R_4}{R_6} + \delta_{R4} \left(\frac{R_4}{R_6} + \frac{R_2}{R_5} \right) \right] \frac{T_{01}}{T_{01} + T_{02}} + (\delta_{R5} + \delta_{R4}) \frac{T_{02}}{T_{01} + T_{02}} \quad (4.21)$$

где через δ_R обозначены нестабильности сопротивлений (см. рис. 4.13).

Приведенные аддитивные составляющие погрешности

$$\delta_{32} = (\delta_{R6} + \delta_{R4} + \delta_{u2}) \frac{U_2}{E} \cdot \frac{R_4}{R_6} \quad (4.22)$$

В указанных формулах δ_{R4} определяется совместно с нестабильностью (Δr_1) открытых каналов ИТ:

$$\delta_{R4} = \frac{\Delta R_4}{R_4} + \frac{\Delta r_1}{R_4} \quad (4.23)$$

Таблица 17

Пример	δ_{41}	δ_{32}	Примечание
4-х декадный децибел	$5 \cdot 10^{-5}$ при $T_0 = 1$	$2,5 \cdot 10^{-5}$	$R_4 = 100 \Omega$ $T_{02 \max} = 10^{-2}$ $\frac{R_4}{R_5} = \frac{R_4}{R_6} = 10^{-2}$
6-и декадный октодецибел	$5 \cdot 10^{-6}$ при $T_0 = 1$ $2 \cdot 10^{-3}$ при $T_0 = 10^3$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$R_4 = 10 \Omega$ $T_{02 \max} = 10^{-3}$ $\frac{R_4}{R_5} = \frac{R_4}{R_6} = 10^{-3}$
6-и декадно 4-х фазные	$3,3 \cdot 10^{-6}$ при $T_0 = 1$ $2 \cdot 10^{-3}$ при $T_0 = 10^3$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$R_4 = 10 \Omega$ $T_{02 \max} = 10^{-3}$ $\frac{R_4}{R_5} = \frac{R_4}{R_6} = 10^{-3}$

В таблице учтено, что полная нестабильность применяемых резисторов равна $5 \cdot 10^{-4}$, $\delta_{\text{ш}} = 5 \cdot 10^{-4}$.

Уменьшение погрешностей сдвигающих цепей можно осуществить путем уменьшения $T_{\text{ог max}}$ (увеличение количества старших делен) или путем обеспечения корреляции между сопротивлениями резисторов R_4 и R_5, R_6 (подбор, мультрезистор и т.п.). У встраиваемых в цифровые вольтметры ШИМ делителей можно младшие деленки исключить ($R_5 = \infty$), а напряжения компенсации минимального нулевого кванта другим способом (на второй вход усилителя), при котором не происходит деления напряжений ШИМ делителя ($R_6 = \infty$).

4.3.1.5. Погрешность от конденсаторов фильтра выражается как приведенная аддитивная погрешность от абсорбции (см. п. 4.3.3):

$$\delta_{\text{ш}} = \frac{n^2 + n}{2} \frac{\delta_1}{K} \quad (4.24)$$

где K - постоянная абсорбции конденсатора,

и мультипликативная погрешность от сопротивления изоляции:

$$\delta_{\text{ш}} = \frac{n^2 + n}{2} \frac{\delta_1}{C R_{\text{и}}} \quad (4.25)$$

где $R_{\text{и}}$ - сопротивление изоляции конденсатора фильтра C .

В приборах предусмотрено применение конденсаторов типа К72-НБ, характеристики которых приведены в п. 4.3.3.

Таблица 18

Пример	C [Ф]	\bar{b}_1 [с]	N	δ_{33}	δ_{42}
1,5 декадный	$5 \cdot 10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-4}$	6	$0,1 \cdot 10^{-6}$	$2,1 \cdot 10^{-5}$
4-х декадный	$4,3 \cdot 10^{-9}$	$6,5 \cdot 10^{-4}$	5	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$2,3 \cdot 10^{-5}$
6-и декадный однофазный	$22 \cdot 10^{-9}$	$3,3 \cdot 10^{-3}$	7	$0,74 \cdot 10^{-6}$	$28 \cdot 10^{-6}$
6-и декадный 4-х фазный	$67 \cdot 10^{-9}$	$6,7 \cdot 10^{-3}$	3	$0,36 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$
6-и декадный 4-х фазный для ЦВ	$18 \cdot 10^{-9}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	3	$0,1 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$

4.3.1.7. Полная погрешность ИИМ делителя

Поскольку часть составляющих погрешности зависит от значения коэффициента передачи делителя, то для полного представления погрешность необходимо определить при нескольких значениях T_0 . (например, T_{0max} , $\frac{T_{0max}}{2}$, $\frac{T_{0max}}{10}$, T_{0min} , около нуля).

При нахождении полных погрешностей для приведенных примеров мы не будем учитывать для 6-и декадных делителей следующие погрешности:

- от дрейфа входных параметров входных усилителей (δ_{34}). т.к. эта погрешность не принадлежит самому делителю, также может быть применен усилитель с иными параметрами. Погрешность δ_{34} может быть устранена обычной установкой нуля ИИМ;
- от сопротивления изоляции конденсаторов усредняющего фильтра (δ_{42}). т.к. могут быть применены резервы с эквивалентной защитой конденсаторов или активные фильтры [13], где δ_{42} существенно меньше. Погрешность δ_{42} может быть также устранена при калибровке ИИМ по внутреннему эталону.

Полная погрешность ЦМД делителей в температурном диапазоне от $+10^{\circ}\text{C}$ до $+30^{\circ}\text{C}$ и с учетом старения суммируемых младшие декады резисторов, отражена в табл. 19. Погрешность выражена в виде приведенной к максимальному коэффициенту передачи ($T_{0\text{max}}$).

Таблица 19

Пример	$T = T_{0\text{max}}$	$T_0 = \frac{T_{0\text{max}}}{2}$	$T_0 = T_{0\text{max}}$	γ	ϵ_{Σ} [ϵ]
1,5 десятичный делитель	$4 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	-	$0,4 \cdot 10^{-4}$	0,38
4-х десятичный делитель	$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$0,4 \cdot 10^{-4}$	0,08
6-х десятичный однофазный делитель	$10 \cdot 10^{-6}$	$14 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$	1
6-х десятичный 4-х фазный делитель	$6,7 \cdot 10^{-6}$	$7,6 \cdot 10^{-6}$	$3,5 \cdot 10^{-6}$	$2,3 \cdot 10^{-6}$	0,4
6-х десятичный 4-х фазный для ЦВ	$6,7 \cdot 10^{-6}$	$7,3 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-3}$	0,1
3-х десятичный 4-х фазный делитель для ЦВ	$2,8 \cdot 10^{-6}$	$4,8 \cdot 10^{-6}$	-	$1,2 \cdot 10^{-3}$	0,1

Статистическая погрешность может быть ниже, т.к. сочетания принятых в расчете наилучших значений погрешностей является весьма маловероятной. В данных примерах большую долю погрешности вносит нестабильность резисторов суммирования младших декад и компенсирующего нулевого квантуса.

4.3.2. Параметры электронных ключей

Экспериментально определялись сопротивления открытого канала двух типов серийных полевых транзисторов - КП303Д и КП303Е (использовались 50 штук каждого типа).

В ключе транзисторы работают парами (см. рис. 4.14). В этом случае погрешность вносит только разность остаточных сопротивлений открытого канала транзисторов, работающих в одной паре. По результатам измерений выяснилось, что у транзистора КП303Е сопротивление открытого канала меньше, чем у транзистора КП303Д.

Выражаем $[R_2]$ остаточное сопротивление через формулу:

$$r = r_0 + b \quad (4.26)$$

где b - постоянная составляющая. Погрешность, вносимую разностью b двух транзисторов можно исключить внешним регулированием. Однако, остается тоно-зависимая составляющая b , предели и распределение которой приведены на рис. 4.15 и на рис. 4.16.

Температурная зависимость сопротивления открытого канала полевых транзисторов приведена на рис. 4.17 и на рис. 4.18.

Для достижения требуемой точности ключа следует подбирать транзисторы в пары по сопротивлениям открытого канала и по температурному коэффициенту, при этом требуемая погрешность обеспечивается "размерами" классификационной клетки, из которой выбирают пары транзисторов (см. рис. 4.16).

Форма импульса на выходе ключевого ШИМ-модулятора и его временные характеристики иллюстрируются на рис. 4.19. Непосредственное измерение нестабильности времен переключения весьма затруднено, поэтому целесообразнее исследовать нестабильность среднего значения временной последовательности коротких (несколько микросекунд) импульсов ШИМ, что нас непосредственно и интересует.

Температурные испытания в диапазоне от $+22^{\circ}\text{C}$ до 42°C показали, что нестабильность площади импульса и разности временных задержек в ключе и управляющей схеме при пересчете на эквивалентное изменение длительности импульса ($\Delta t_{\text{ф}}$), составляет при использовании или полевых транзисторов типа КП303Д и "ОПБС" не более 1-5 наносек на 10 градусов изменения температуры окружающей среды.

№ п. л. 111
 Дата вкл. 1951
 Подп. инж. М. Ив. № 1103
 Подп. инж. В. В. 1111

Опорное напряжение

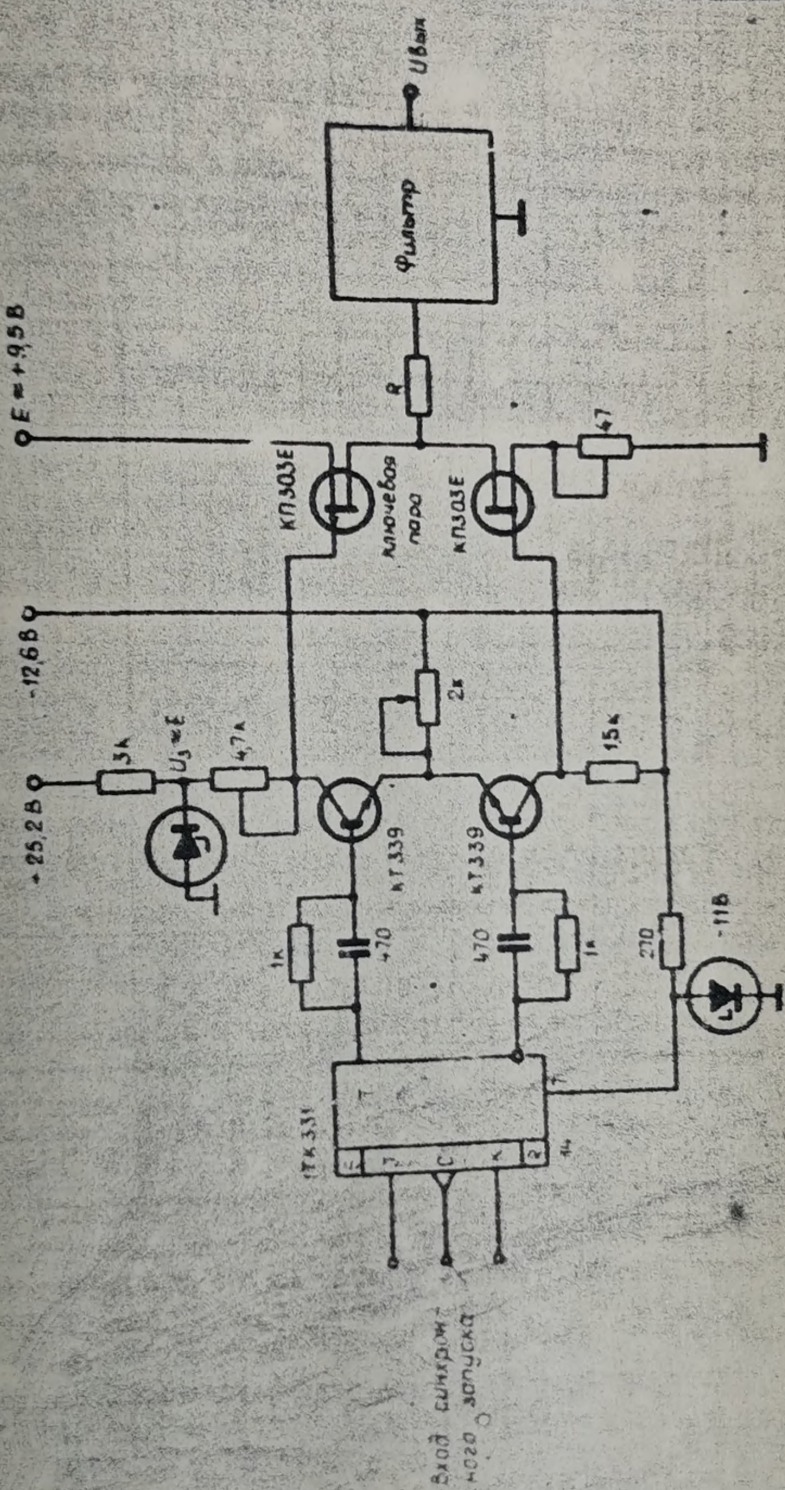


Рис. 4.14

5410.019.045

Коэффициент полезности соединений
открытого канала полях транзисторов
типа К1303Е

(50 шт)

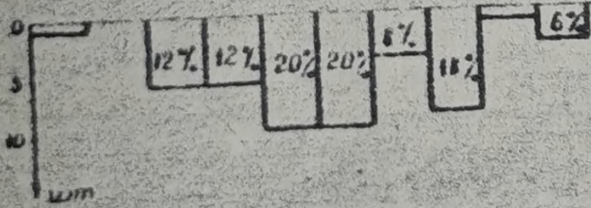
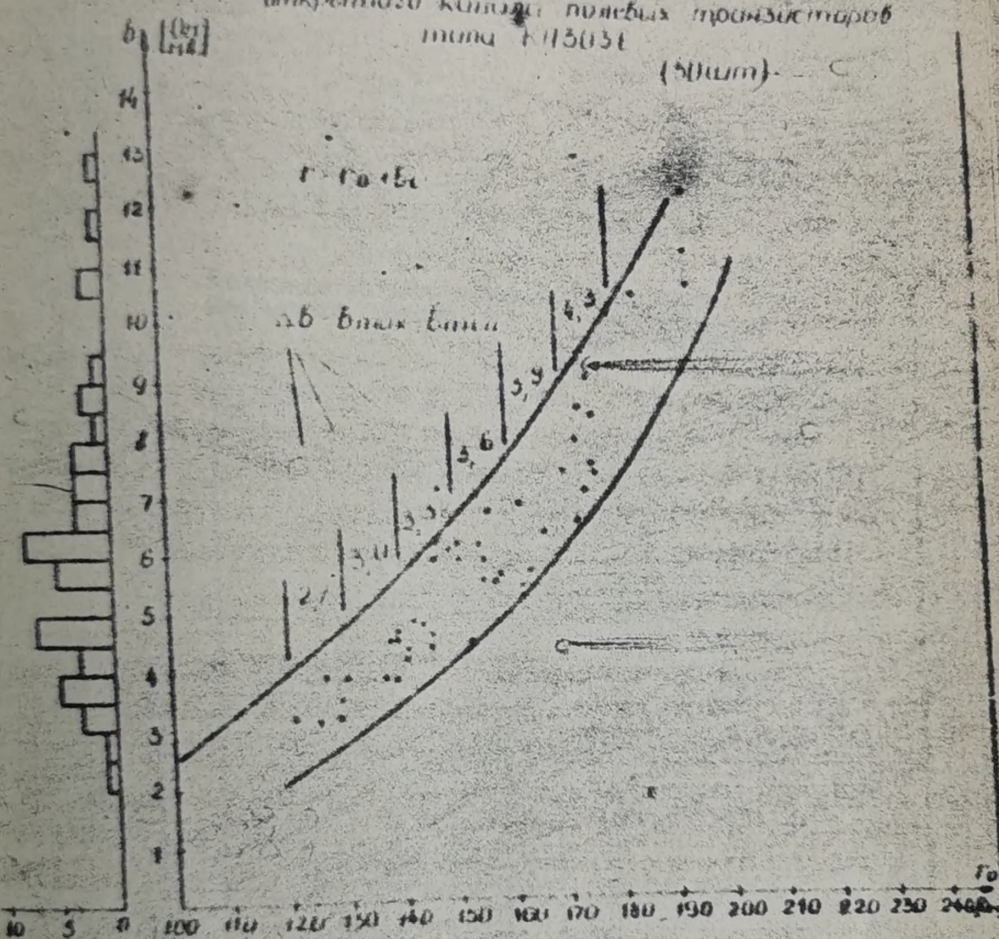


Рис 4 15

ЯБЮ.019.045

Коэффициент нелинейности сопротивления
открытого канала палевых транзисторов
типа КП300Д

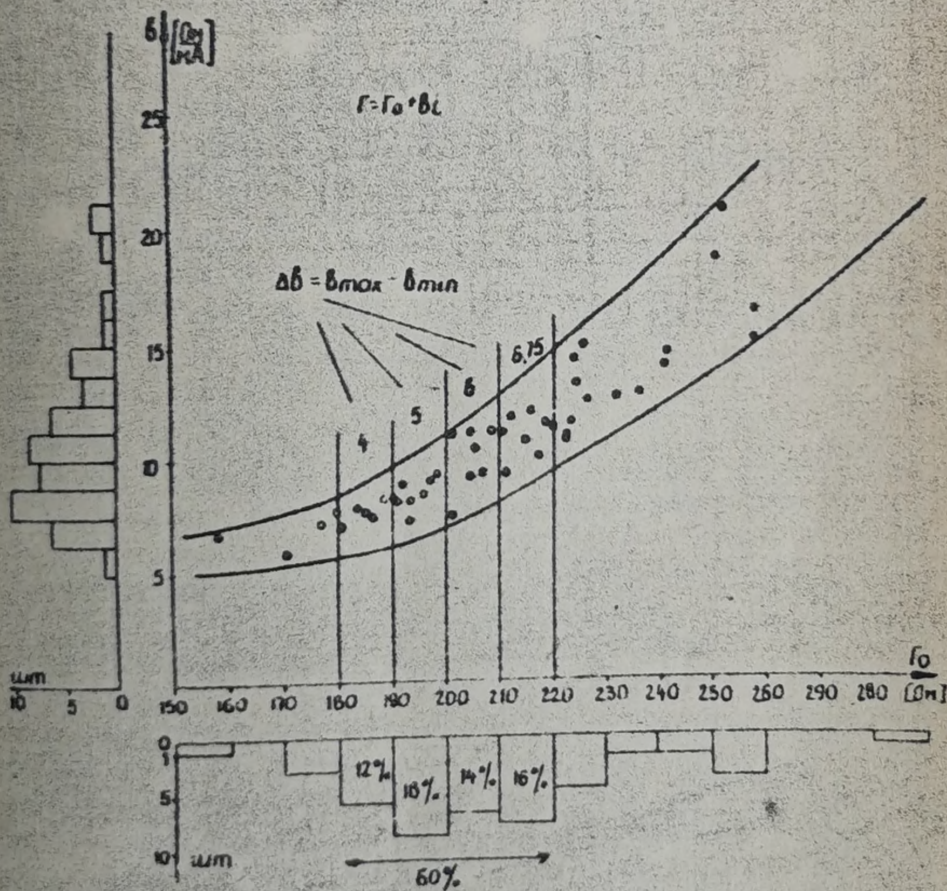


Рис. 4 18

ЯБ10.019.045

Температурная зависимость сопротивления
открытого канала плевых транзисторов
типа КИ 303 А

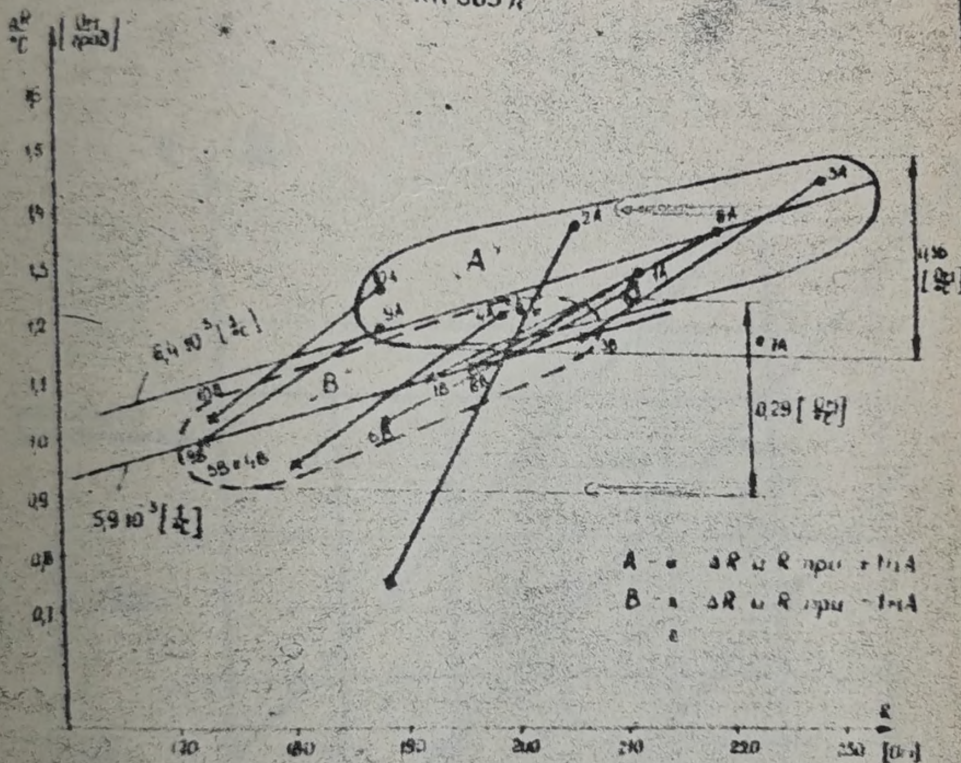


Рис 4 17

Для группы А
для группы В

$$\Delta R = 6,4 \cdot 10^{-3} R_{ст} \pm 0,1 [0,1]$$

$$\Delta R = 5,9 \cdot 10^{-3} R_{ст} \pm 0,1 [0,1]$$

ЯВ10 019 045

Температурная зависимость сопротивления
открытого канала полевых транзисторов КП303Е
[80 мкм]

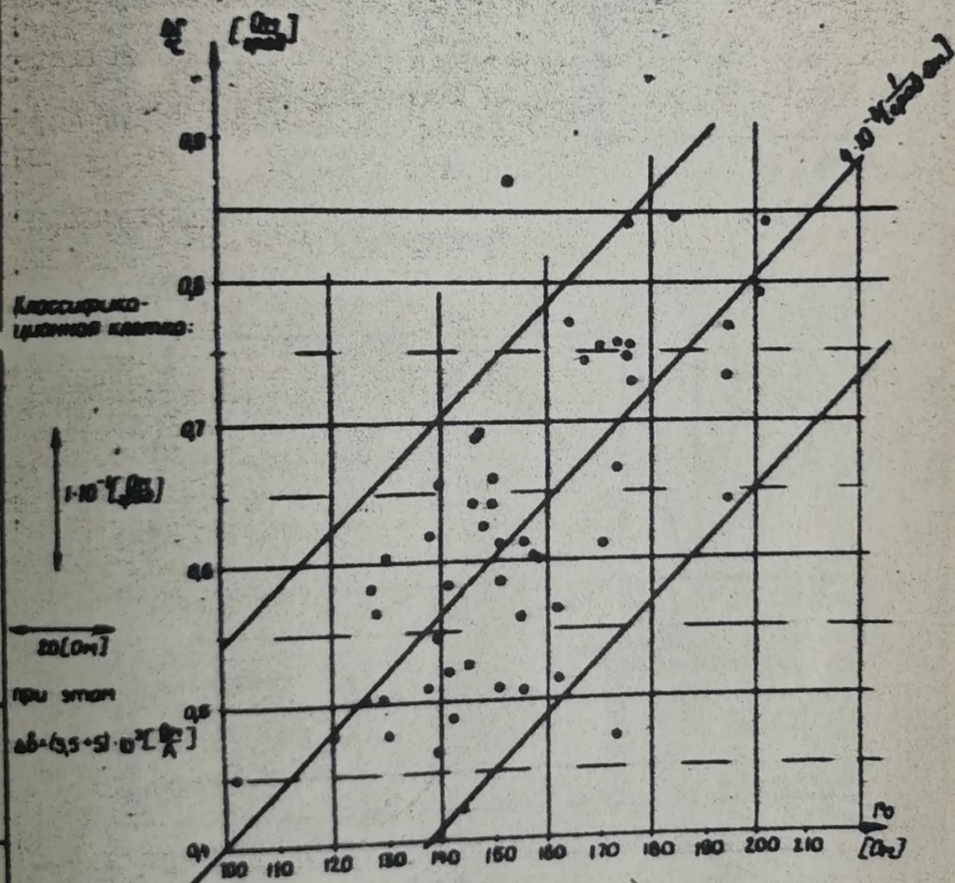


Рис. 4.18

Температурная зависимость сопротивления
открытого канала выражается как
 $\Delta R = 4 \cdot 10^{-4} T_0 - 0.2 \pm 0.15 \text{ [Ом]}$

510.019.045

Лист

84

Формат 31

Копирование

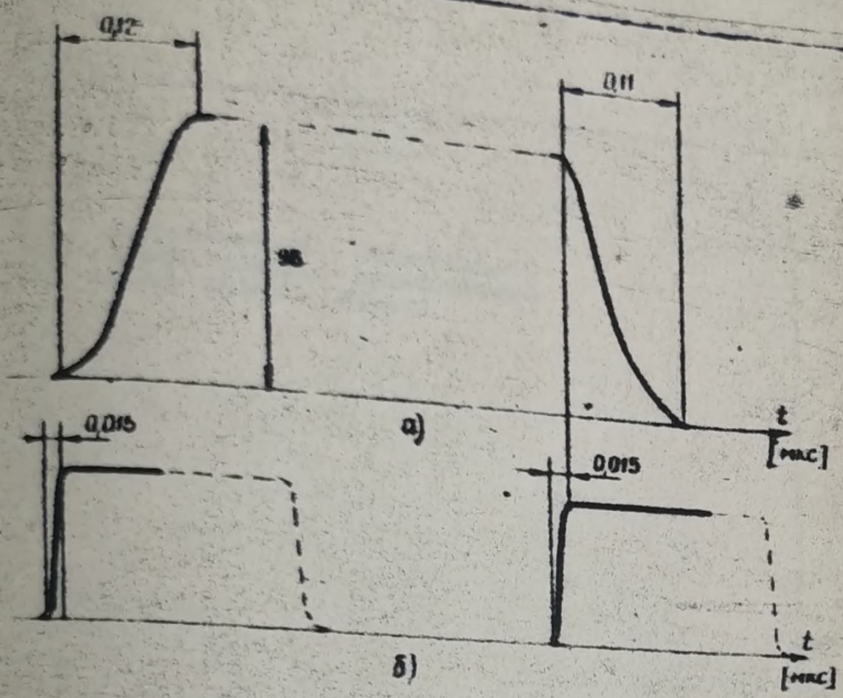
№ инв.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Масштаб в мм

№ инв. № докум.

№ инв. № докум.

№ инв. № докум.



КП303Д

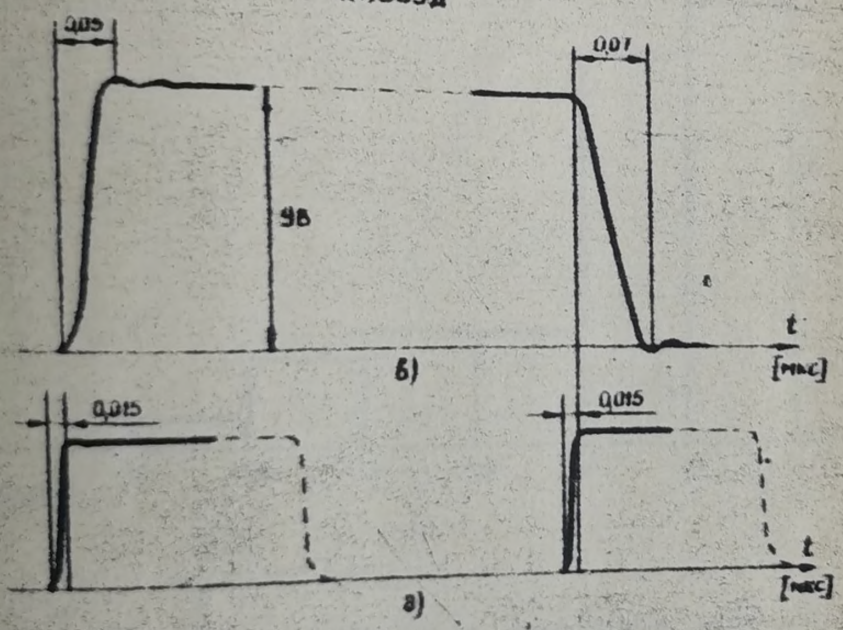


Рис 4.19

а) - импульс на выходе ключа "опус" б) - импульс синхронного запуска ("опус"), в) - импульс на выходе ключа (КП303Д), г) - импульс синхронного запуска (КП303Д)

ЯВ10.019.045

Лист 82

Распределение напряжения
отечки полевых транзисторов
типа КП303Е (50 шт.).

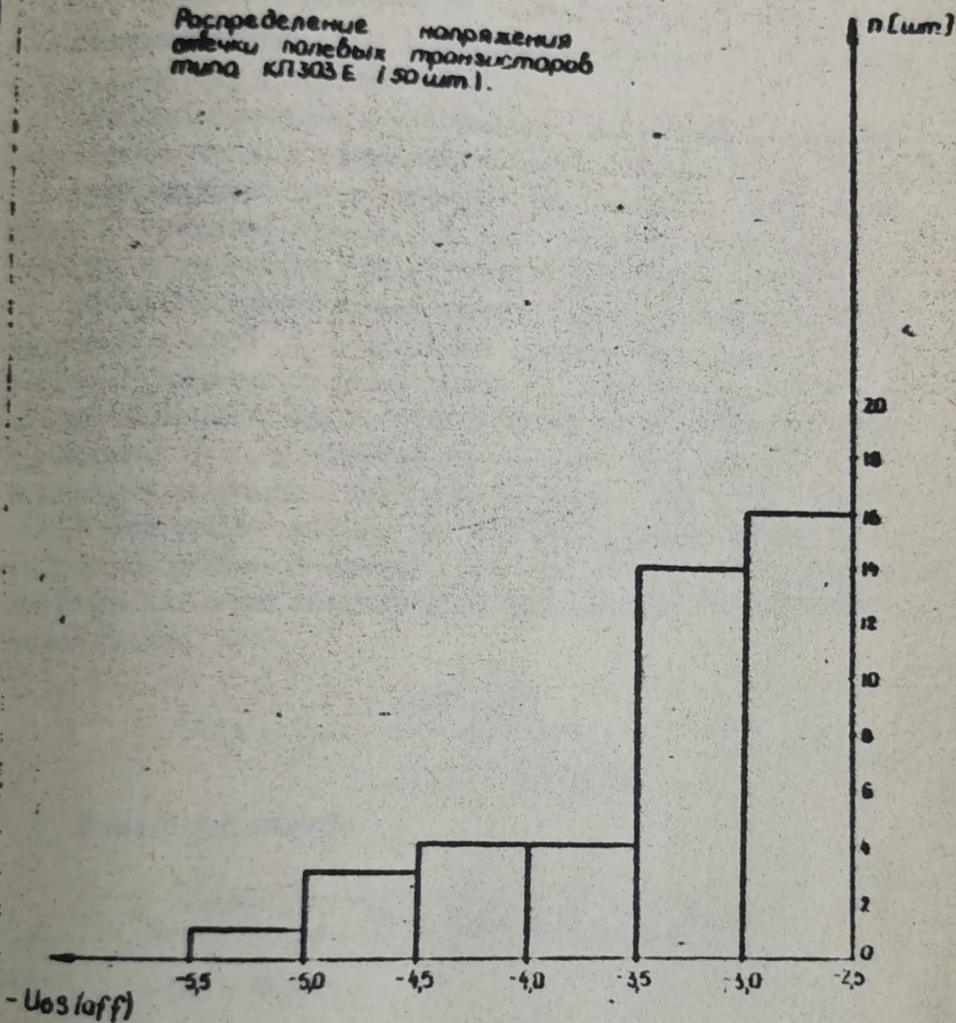


Рис. 4 20

В соответствии с 0.336.601 ТУ напряжение отсечки не более 8В.

Так утечки затворных транзисторов данной партии был ($t = 22^{\circ}\text{C}$):

44 шт. менее 10^{-9} А
 1 шт. $1,5 \cdot 10^{-4}\text{ А}$
 5 шт. не заперлись нормально ($> 30 \text{ мкА}$)

ЯВ10.019.045

83

4.3.3. Абсорбция и сопротивление изоляции диэлектрика конденсаторов фильтра

Исследование абсорбции конденсаторов фильтра было проведено на I этапе работы и отражено в [13].

Процессы, связанные с установлением напряжения на реальном конденсаторе отражает эквивалентная схема, приведенная на рис. 4.21.

Проанализируем работу фильтра, собранного из каскадно соединенных Γ -образных цепочек. При этом учитываем абсорбционные параметры конденсаторов. Схема фильтра приведена на рис. 4.22.

Одним экспериментальным способом определения абсорбционных параметров у одной Γ -образной цепочки. При эксперименте используем конденсатор после заряда переводится в режим кратковременного разряда, при котором успевает разрядиться лишь основная емкость C_1 , а абсорбционная емкость C_{a1} при $R_1 C_1 \ll R_{a1} C_{a1}$ практически не успевает потерять свой заряд. Определим величину восстанавливающегося напряжения U_1 после закорачивания, за счет разряда абсорбционной емкости C_{a1} на емкость C_1 . Эквивалентная схема для одной абсорбционной цепочки после закорачивания приведена на рис. 4.23.

$$U_1(p) = \frac{E}{p} \cdot \frac{\frac{1}{pC_1 + G_1}}{\frac{1}{pC_1 + G_1} + R_{a1} + \frac{1}{pC_{a1}}} \quad (4.27)$$

После преобразований:

$$U_1(p) = \frac{E}{\left(1 + \frac{R_{a1}}{R_1} + \frac{C_1}{C_{a1}}\right)p + \zeta_{21}p^2 + \frac{1}{\zeta_{21}}} \quad (4.28)$$

$$\text{где } \zeta_{21} = R_{a1} \cdot C_1$$

$$\zeta_{12} = R_1 \cdot C_{a1}$$

Упростим выражения для двух случаев:

а) Когда $R_1 \ll R_{a1}$ и $\zeta_{12} \ll \zeta_{21}$, тогда

$$U_1(p) = \frac{E}{p^2 \zeta_{21} + p \frac{R_{a1}}{R_1} + \frac{1}{\zeta_{21}}} \quad (4.29)$$

$$U_1(t) = E \frac{e^{-\frac{t}{\zeta_{21}}}}{\frac{R_{a1}}{R_1} - 2 \frac{C_1}{C_{a1}}} - E \frac{e^{-\frac{t}{\zeta_{12}} - \frac{t}{\zeta_{21}}}}{\frac{R_{a1}}{R_1} - 2 \frac{C_1}{C_{a1}}} \quad (4.30)$$

Эквивалентная схема конденсатора

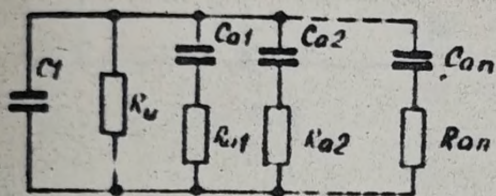


Рис. 4.21

C_1 - основная емкость

$R_{И}$ - сопротивление изоляции

C_0 - абсорбционные емкости

R_0 - сопротивления абсорбционных цепочек

Схема фильтра с касадно соединенными Г-образными цепочками

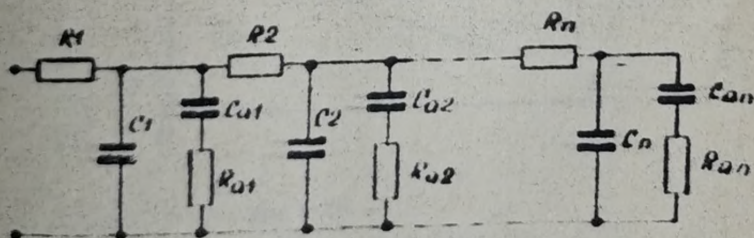


Рис. 4.22

R_1, R_n и C_1, C_n - элементы фильтра

R_0, C_0 - параметры абсорбционных цепочек

Эквивалентная схема Г-образного звена
после закорачивания

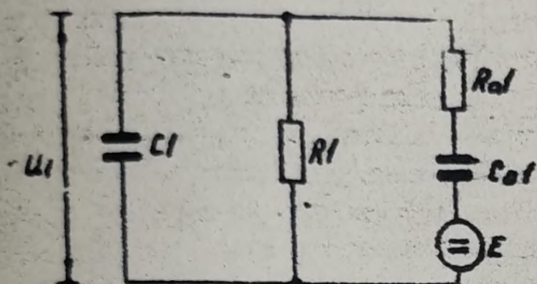


Рис 4.23

Характеристика восстановления напряжения
абсорбции при $R1 \ll R01$

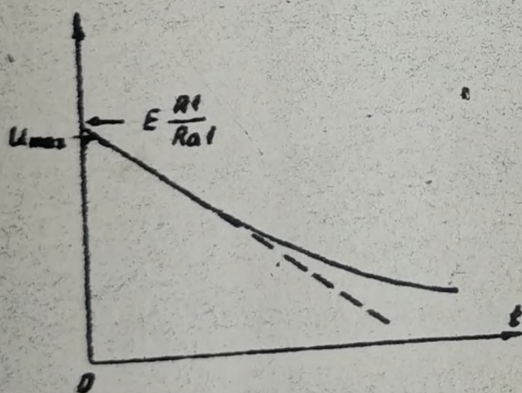


Рис 4.24

ЯБ10.019.045

Лист

86

Фигура 11

Копировал

Кривая имеет максимум при $t = t_0$, это можно найти из условия:

$$\frac{dU_1(t)}{dt} = 0$$

$$t_0 = \frac{\ln \frac{\tilde{\delta}_1}{\tilde{\delta}_2 - \tilde{\delta}_1}}{\frac{2}{\tilde{\delta}_2} - \frac{1}{\tilde{\delta}_1}} \approx \tilde{\delta}_1 (\ln \frac{\tilde{\delta}_2}{\tilde{\delta}_1}) > \tilde{\delta}_1 \quad (4.31)$$

$$U_{\max} \approx E \frac{e^{\frac{\tilde{\delta}_1}{\tilde{\delta}_2} \ln \frac{\tilde{\delta}_1}{\tilde{\delta}_2}} - e^{\ln \frac{\tilde{\delta}_1}{\tilde{\delta}_2}}}{\frac{R_{a1}}{R_1}} \rightarrow E \frac{R_1}{R_{a1}} \quad (4.32)$$

б) Когда $R_1 \sim R_{a1}$ и $\tilde{\delta}_2 < \tilde{\delta}_1$, тогда

$$U_1(p) = E \frac{1}{p^2 \tilde{\delta}_{a1} + p \frac{C_1}{C_{a1}} + \frac{1}{\tilde{\delta}_{a1}}} \quad (4.33)$$

$$U_1(t) = E \cdot \frac{e^{-\frac{t}{\tilde{\delta}_1}}}{\frac{C_1}{C_{a2}} - 2 \frac{R_{a1}}{R_1}} - E \frac{e^{-\frac{t}{\tilde{\delta}_2} + \frac{t}{\tilde{\delta}_1}}}{\frac{C_1}{C_{a1}} - 2 \frac{R_{a1}}{R_1}} \quad (4.34)$$

Время восстановления максимального значения напряжения:

$$t_0 = \frac{\ln \frac{\tilde{\delta}_2}{\tilde{\delta}_1 - \tilde{\delta}_2}}{\frac{2}{\tilde{\delta}_1} - \frac{1}{\tilde{\delta}_2}} \approx \tilde{\delta}_2 \ln \frac{\tilde{\delta}_1}{\tilde{\delta}_2}$$

$$U_{\max} \approx E \frac{e^{\frac{\tilde{\delta}_2}{\tilde{\delta}_1} \ln \frac{\tilde{\delta}_2}{\tilde{\delta}_1}} - e^{\ln \frac{\tilde{\delta}_2}{\tilde{\delta}_1}}}{\frac{C_1}{C_{a1}}} \rightarrow E \frac{C_{a1}}{C_1} \quad (4.35)$$

Следовательно для определения параметров абсорбционных пиков можно использовать экспериментальные кривые восстановления напряжения. В первом случае, когда $R_1 \ll R_{a1}$ максимум напряжения соответствует отношению $\frac{R_1}{R_{a1}}$. Экспериментальные кривые приведены в [13] (рис. 3.19...3.24). Здесь значения

где R_a - параллельное соединение сопротивлений тех абсорбционных пачек, постоянная времени которых $\bar{t}_a \geq t$.

Обозначим через $A = \frac{R_1}{R_a}$, тогда относительная погрешность от абсорбции в худшем случае выражается как

$$\delta_a = \frac{U_n}{E} = A \quad (4.38)$$

Значение A может быть определено по экспериментально снятой кривой, аналогично приведенной на рис. 4.24 при $t = 1$ сек.

Далее введем постоянную K , характеризующую данный тип конденсатора и мало зависящую от номинального значения основной емкости

$$K = C_1 R_a = \frac{C_1 R_1}{A} \quad (4.39)$$

Тогда удобно выразить погрешность от абсорбции для одной Γ -образной пачки фильтра:

$$\delta_a = \frac{C_1 R_1}{K} = \frac{\bar{t}_a}{K} \quad (4.40)$$

По формуле (4.40) можно сразу определить порядок погрешности δ_a , если известно K и \bar{t}_a .

Если фильтр состоит из n Γ -образных пачек, то погрешность выражается:

$$\delta_a = \frac{\bar{t}_a}{K} \left(\frac{n^2 + n}{2} \right) \quad (4.41)$$

Поскольку абсорбционные сопротивления при $t = 1$ сек действую аналогично действиям сопротивлений изоляции конденсаторов, тогда и формула для расчета погрешности от сопротивления изоляции получается аналогичной:

$$\delta_u = \frac{-\bar{t}_u}{C_1 R_u} \left(\frac{n^2 + n}{2} \right) \quad (4.42)$$

Приведем в табл. 20 значения K , определенные по данным [43] и постоянные времени конденсаторов для нормальных условий.

Тип конденсатора	K		C1Ru	
K72II-6	C1 = 0,33 мкФ	1,1 · 10 ⁵	до 0,1 мкФ	10 ⁵ C [мкФ]
	C1 = 0,1 мкФ	0,2 · 10 ⁵	или 0,15 мкФ	10 ⁴
K73I-3	C1 = 1 мкФ	1,47 · 10 ⁴	до 0,15 мкФ	2,5 · 10 ³ C [мкФ]
	C1 = 0,5 мкФ	1,56 · 10 ⁴	или 0,25 мкФ	500
K73II-2	C1 = 0,47 мкФ	1,07 · 10 ⁴	до 0,25 мкФ	1,6 · 10 ⁴ C [мкФ]
	C1 = 0,047 мкФ	0,78 · 10 ⁴	или 0,33 мкФ	4 · 10 ³
K73-III	C1 = 2,2 мкФ	1,47 · 10 ⁴	до 0,33 мкФ	3 · 10 ⁴ C [мкФ]
	C1 = 0,022 мкФ	0,37 · 10 ⁴	или 0,33 мкФ	10 ⁴
MIO	C1 = 0,1 мкФ	2 · 10 ⁴	до 0,1 мкФ	10 ⁵ C [мкФ]
			или 0,2 мкФ	10 ⁴

Показана погрешность вносимая конденсатором (фильтра в вакуумном случае)

$$\delta_K = \delta_a + \delta_u = \left(\frac{n^2+n}{2}\right) \bar{b}_1 \left(\frac{1}{K} + \frac{1}{C1Ru}\right) \quad (4.43)$$

Из табл. 20 видно, что вакуумные характеристики имеют конденсаторы типа K72II-6, они также менее чувствительны к изменению температуры и влажности окружающего воздуха.

Выражение погрешности δ_K для K72II-6:

при $C1 \leq 0,1$ мкФ

$$\delta_{K1} = \frac{n^2+n}{2} \bar{b}_1 \left(0,5 \cdot 10^{-4} + \frac{10^{-5}}{C1 [\text{мкФ}]}\right) \quad (4.44)$$

при $C1 \geq 0,15 \text{ мкФ}$

$$\delta_{K2} = \frac{n^2 + n}{2} \delta_1 \cdot 10^{-4} \quad (4.45)$$

Погрешность от паразитных параметров конденсаторов фильтра уменьшается при:

- повышение частоты ШИМ;
- уменьшение числа цепочек фильтра, т.е. при увеличении допустимой пульсации на выходе или увеличении фазности ШИМ;
- увеличении допустимого времени установления (уменьшается доля от абсорбции);
- введении калибровки прибора по встроенному образцовому источнику (уменьшается доля от сопротивления изоляции);
- введении эквипотенциальной защиты конденсаторов фильтра [13] (уменьшение обих составляющих погрешности).

Поскольку в большинстве случаев емкость конденсаторов фильтра меньше 0,1 мкФ, у которых сопротивление изоляции не зависит от емкости, то целесообразно стремиться к уменьшению сопротивлений звеньев фильтра при соответственном увеличении емкости, но при этом необходимо иметь виду формулу 4.13.

При использовании активных фильтров [13] уменьшается также доля погрешности от сопротивления изоляции, так как число Γ -образных цепочек в цепи постоянного напряжения равно в этом случае только единице.

4.3.4. Многофазные ШИМ делители

В [12] подробно описан принцип действия многофазных ШИМ делителей, являющихся сочетанием ТАЦ с последовательным замещением и делителей с ШИМ [129, 43].

Основные свойства многофазного ШИМ делителя (N - число фаз):

- исключается из усредненного результата погрешности суммарной сети;
- усредняются остаточные параметры ключей;
- высокая разрешающая способность по сравнению с последовательным замещением;

ЛАН.019.045

Лист
94

Записи окончания процесса установления на выходе фильтра

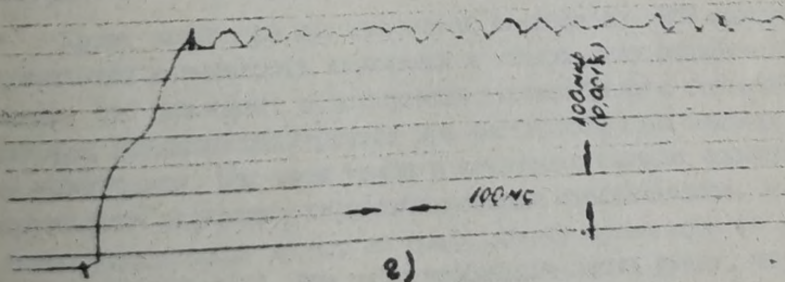
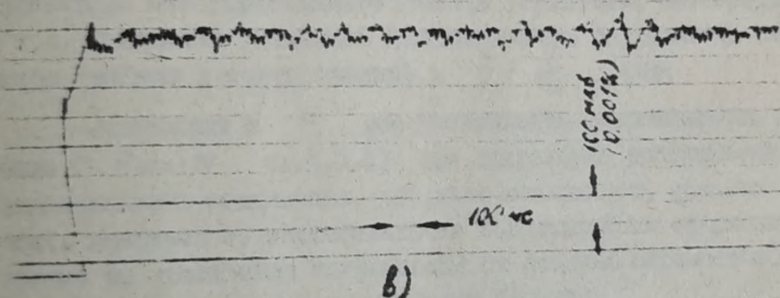
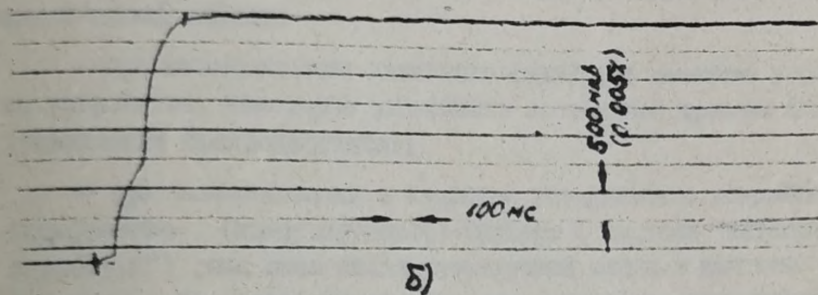
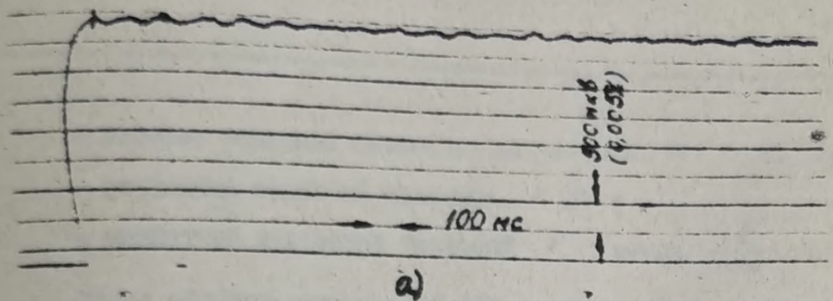


Рис. 4.25

Параметры фильтра три Г-образных звена, в каждом звене $R_{\phi} = 10^5 \text{ Ом}$, $C = 6,8 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$, конденсатор типа К72-П6. Скачок на входе 10 В .

- а) проверка усилителя без фильтра при усилении 10^3
- б) усилитель с фильтром, усиление 10^3
- в) проверка усилителя при усилении $5 \cdot 10^3$
- г) усилитель с фильтром, усиление $5 \cdot 10^3$

ЯЫЮ.019.045

1000-0-0010
 ВЗРМ УЗС № КРС № 2507
 1000-0-0010

- частота основной пульсации на частоте $N \cdot F$ (1 гарм.);
- амплитуда основной пульсации $\approx \frac{E}{N}$;
- амплитуда пульсации частотой F менее $\frac{E}{1000}$;

Таким образом многофазный ЦИМ делитель может дать следующий практический эффект:

- при использовании линейного фильтра в качестве усредняющего устройства, некоторое уменьшение постоянной времени фильтра (увеличение быстродействия);
- при использовании в качестве усредняющего устройства аналогового (компл. -аруемого) фильтра (система "интегрирование и выборка") или цепи после суммирующей сетки в качестве нуль-индикатора без усредняющего фильтра усилитель, интегрирующий АИИ и т.п. позволяет уменьшить дополнительную погрешность от нелинейности (эффект детектирования) в $\frac{1}{N} - \frac{1}{N_2}$ раз;
- позволяет в N раз увеличивать сопротивление одной фазы ($R_{ф1} \cdot N$ см.4.3.1) при сохранении сопротивления их параллельного соединения, это дает возможность снижать погрешность делителя от нестабильности сопротивления открытого канала ключей не увеличивая погрешности от входных параметров усилителя, включенного на выход усредняющего фильтра.

Кроме этого при использовании многофазных ЦИМ делителей появляется возможность включения в каждую фазу отдельного стабилитрона. Это позволяет использовать стабилитроны с большими ТКН, которая взаимнокомпенсируется при соответствующем подборе пар стабилитронов. При этом можно в некоторых случаях обойтись без применения активного термостатирования стабилитронов. Аналогично можно осуществить подбор по коэффициенту временного старения (см.также [144]). При этом необходимо иметь ввиду, что от неравенства напряжений стабилитронов, включенных в отдельные фазы возникает:

- дополнительная пульсация на частоте F_0 его гармонических. Эта пульсация может быть сведена к нулю регулировкой сопротивлений суммирующих резисторов в каждой фазе;

- появляется дополнительная мультипликативная составляющая погрешности от нестабильности сопротивлений суммирующих резисторов. Эта погрешность δ имеет порядок величины:

ЯЭО.019.045

Лист
93

$$\delta = \delta_{ст} \cdot \delta_p$$

(4.46)

где $\delta_{ст}$ - относительное различие напряжений стабилитронов,
 δ_p - относительное различие в нестабильности сопротивлений суммируемых резисторов. Эта погрешность не зависит от коэффициента деления и может быть устранена при обычной калибровке прибора в встроенному эталону.

4.3.5. Оценка и сравнение стоимости декадных делителей напряжения различных типов.

При оценке себестоимости узлов делителей не проводится точная калькуляция, а приведено ориентировочное сравнение стоимости различных типов делителей. Здесь не учитываются также элементы и узлы, которые одинаковы для всех вариантов (блок опорного напряжения, переключатели блока управления и др.), оцениваются только схемы делителей.

Рассмотрим следующие варианты делителей:

- резистивные делители с ручным управлением. Применяемые переключатели типа ПТК и специально разработанные переключатели для измерительной техники "Зонд-Г";
- резистивные делители с ручным и дистанционным управлением на реле типа РИВ, магнито управляемых контактах, типа КМ-2 и "ШАЛАНДА";
- делители на базе ИТМ. Самым простым является однодекадный делитель. Кроме него рассмотрены еще 4 - декадные и 6 - декадные делители, имеющие повышенную разрешающую способность.

Состав этих схем приведен в табл. 22, на рис. 4.26 и на рис. 4.27. Оценка стоимости различных вариантов приведена в табл. 23. Прейскурант элементов в табл. 21.

ЛЮ.019.045

Лист

94

Формат 11

Копировал

Тип элемента	Цена, руб.
1. Резистор ОМТ-0,125	0,035
2. Резистор МРХ-0,05	1,50
3. Конденсатор БМ	0,40
4. Конденсатор К72Л-6	1,50
5. Микросхема КИТ73-41	1,80
6. Микросхема КИМ8-41	0,85
7. Микросхема КИМ8-41С	1,60
8. Микросхема КИМ8-45	1,55
9. Микросхема КИМ8-412	0,55
10. Микросхема КИМ8-43	1,25
11. Микросхема ИТК331	2,50
12. Транзистор КТ339	2,00
13. Транзистор 2И303	4,00
14. Переключатель ИРК	1,50
15. Реле РИВ	6,90
16. Измерительный переключатель "Зонд-Г"	40,00
17. Реле на контакте КЭМ-2	3,00
18. Реле на контакте "МАЛАНДА"	12,25
19. Усилитель ДУТ531	20,00

При сравнении стоимости делителей напряжения различных типов необходимо иметь ввиду, что при построении резистивных делителей класса выше $(0,5-1) \cdot 10^{-4}$ может понадобиться термостатирование резисторов, что увеличивает стоимость делителя.

Стоимость ИИМ делителей напряжения может быть уменьшена, например, в следующих случаях:

- если ИИИ или система должны содержать 2 или более источников образцового напряжения (например, один в качестве источника испытательного сигнала, а другой для компенсации выходного сигнала объекта с целью выделения напряжения погрешности), тогда наиболее дорогостоящая часть - счетчик - может быть общей для обоих источников напряжения;

- если в ИИИ используется цифровой измерительный прибор время-импульсного типа (например, нуль-индикатор в дифференциальном

Структурная схема резистивного делителя

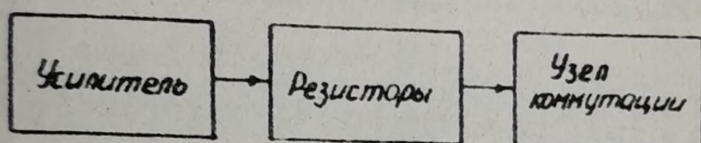
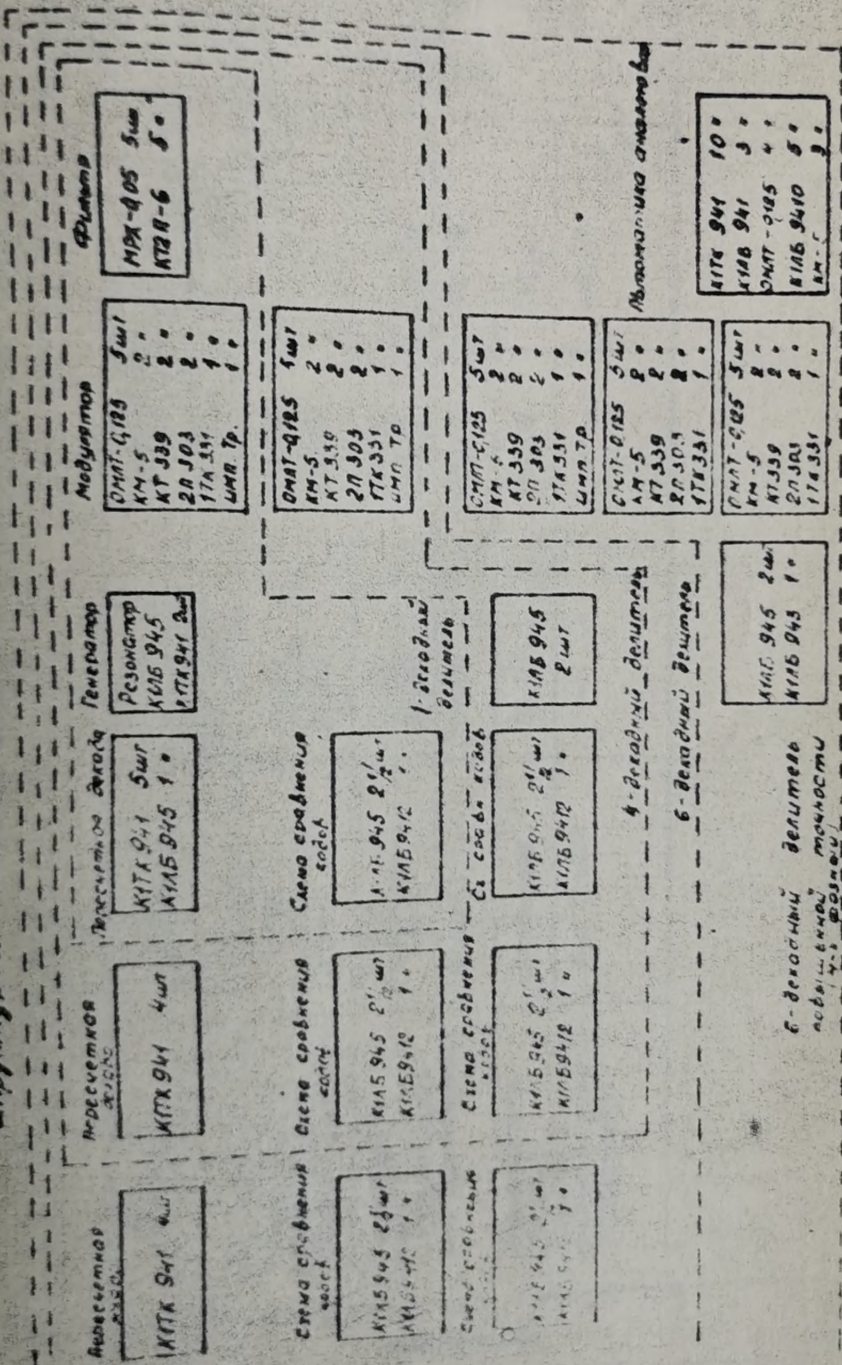


Рис 4.26

Таблица 22

Вариант	Усилитель			Резисторы			Переключатели					
	Тип	Количество			Тип	Количество			Тип	Количество		
		10кВ	40кВ	60кВ		10кВ	40кВ	60кВ		10кВ	40кВ	60кВ
1	14T531	1	1	-	МРХ	5	19	-	ПГК	1	4	-
2	14T531	1	1	-	МРХ	5	19	-	Зонд Г	1	4	-
3	14T531	1	1	-	МРХ	5	19	-	Р1В	5	17	-
4	14T531	1	1	1	МРХ	5	19	27	КЭМ Э	10	34	50
5	14T531	1	1	1	МРХ	5	19	27	Шкала Э	10	34	50

Структурная схема делителей на базе ШИМ



6-битовый делитель
повышенной точности
4-битовый

Рис. 4.05

5410 0170045

Справка стоимости вариантов декадных делителей

Таблица 23

Исполнение	Вид переключателя	Вид делителя			Примечания
		одно-декадный, руб.	4-х декадный, руб.	6-и декадный, руб.	
Резисторы с только ручным переключателем	ШУ	39,00	64,00	-	
	Зонд-1	77,50	218,00	-	
Резисторы с реле (с дистанционными управлением)	РШ	72,00	175,50	-	В резистивных вариантах добавляется стоимость термо-стаб.
	КЭМ-2	67,50	160,50	220,50	
	ШАЛЦА	160,00	475,00	683,00	
Линейный ВЛО делитель (ручное и дистанционное управление)	однофазный	80,87	136,36	161,50	
	4-х фазный	-	-	249,27	

ЯВ.019.045

вольтметре, встроенный АЦП класса 0,1% в комбинированном ЦВ и т.п.).
тогда также могут быть совмещены сч. для ЦВМ делителя и ЦВ.

4.3.6. Цепи управления ЦВМ делителей

4.3.6.1. Цепи управления ключами рассмотрены в [12].

Наиболее целесообразно использование в качестве управляющей цепи биполярных транзисторов в дифференциальном включении с токозадающим резистором в эмиттерной цепи (см., например, рис. 4.14). Такое включение предотвращает насыщение биполярных транзисторов и сохраняет их быстродействие. Дифференциальный усилитель управляется быстродействующим триггером. В высокоточных схемах целесообразно запускать триггер от синхросигнала (импульс заданного генератора), при этом импульсы от схемы сравнения кодов (стоп) и пересчетной схемы (старт) (см. рис. 4.14) используются для подготовки разрешения на переключение (сигналы J и K) управляющего триггера. В этом случае исключаются неустойчивости временных задержек в цифровой управляющей части и в развязывающих импульсных трансформаторах.

Типичные суммарные задержки триггера, управляющей схемы и ключа показаны на рис. 4.19.

4.3.6.2. Цифровая схема выработки временного интервала

4.3.6.2.1. Приемы выработки временного интервала необходимой длительности являются давно известными:

- например, тактовые импульсы от кварцевого генератора считаются десятичным счетчиком, момент возврата счетчика в исходное состояние считается началом временного интервала, концом временного интервала считается момент равенства кода в счетчике с внешним управляющим кодом, специальная схема сравнения кодов выдает импульс конца интервала. В течение полученного интервала времени, пропорционального сумме весов входного кода, точный ключ заряжает удерживающее устройство (рис. 2.2). Такой способ используется в приборе CV 102 фирмы Адре (см. табл. 9);

- в другом способе используются два счетчика: первый определяет период повторения ЦВМ, и выдает при переполнении, например, стоп-импульс, второй выдает при переполнении старт-импульс.

ЭЛЮ.019.045

Лек

99

Формат 11

№№ 1-1000
Листы и даты
Взам. инв. № инв. инв. инв.
Листы и даты

После стоп-импульса исходное положение второго счетчика через логические вентиля определяется входным управляющим кодом [12] .

Второй вариант несколько сложнее, но обеспечивает четкие старт-стоп импульсы.

В первом варианте могут появляться на выходе схемы сравнения кодов очень кратковременные импульсные помехи, причиной которых является, по-видимому, возникновение ложных равенств кодов вследствие неодновременности переключения всех триггеров счетчика. Явление исключается применением в схеме сравнения кодов разрешающего синхронизмпульса, вырабатываемого от заданного генератора и поступающего на схему сравнения между счетными импульсами, когда все переключения триггеров закончились. Синхронизмпульс устраняет и другое явление - колебание времени задержки стоп-импульса в счетчике, возникающее вследствие того, что для образования различных значений кода в счетчике после прихода нужного счетного импульса должно последовательно переключаться различное количество триггеров, каждый из которых вносит задержку.

Цилиндр синхронного счетчика также устраняет вышеописанные явления.

В большинстве известных БИМ - делителях выработка постоянного напряжения разбита на две части: декады $10^5 - 10^4$ и декады $10^3 - 10^1$ с суммированием в отношении 1:1000 на входе усредняющего устройства. Такое решение имеет следующие преимущества:

Пересчетная декада сокращается с 6 на 3 декады и частота переключения триггеров 3-х младших декад снижается в 1000 раз. Это обстоятельство совместно с введением синхронизации управляющего триггера ключа позволяет в декадах и схеме сравнения кодов использовать элементы со средним и малым быстродействием, в т.ч. и МОП интегральные схемы (200 кГц). Кроме этого, как видно из рис. 4.19, позволяя проводить регулирование длительности импульса при длительностях менее 0,5 мкс., т.к. в этом случае начинают влиять искажения фронта и начальной части импульса, что вызовет дополнительную погрешность нелинейности регулирования. Разбивка декад на две группы позволяет иметь длительность минимального импульса более 0,5 мкс. при эквивалентной временной разрешающей способности и стабильности в 1-10 наносекунд.

ЯНО.019.045

Лист
100

Имя Листа № докум Подп. Дата

Капирова

Формат 11

При использовании многофаз ШИМ делителей необходимы дополнительные синхронизирующие регистры или пересчетные схемы с дешифраторами для синхронизации по фазам импульсов начала и конца интервала времени.

4.3.6.2.2. Как известно, при использовании в РИП в качестве исходного опорного источника напряжения кремниевого стабилитрона, с номинальным значением напряжения < 9 В и допуском $\pm 5\%$, необходимо где-то это напряжение "привести" к 10 вольтам (или к другому точному значению, соответствующему номинальному предельному значению поддиапазонов ШИП).

Если это делается при помощи цепей обратной связи выходного усилителя, то возможно появление дополнительных погрешностей за счет неустойчивости этих цепей. Можно предложить вариант цифрового регулирования этого напряжения. Как было показано, коэффициент передачи ШИМ делителя равен:

$$T_0 = \frac{t_1}{t_0} \quad (4.47)$$

или в случае применения для усреднения схемы интегрирования и выборки [145], или схем подобной принадлежности на рис. 4.42 (без $U_2 \dots U_n$):

$$T_0 = \frac{t_1}{t_2} \quad (4.48)$$

Если при помощи дополнительных логических схем или схем сравнения кодов обеспечить в первом случае код, при котором счетчик возвращается в исходное состояние (определяя этим самым период повторения t_0), равным цифровому значению напряжения стабилитрона, то усредненное выходное напряжение ШИМ делителя будет равно значению управляющего кода (определяющего интервал t_1). Во втором случае регулируется аналогичным образом временной интервал t_2 . Ясно, что в первом случае (ШИМ с усредняющим фильтром) максимальное напряжение на выходе фильтра будет всегда определено напряжением стабилитрона (< 10 В), поэтому этот способ даст эффект для случая $q > 1$, т.е. когда $T_{max} < 1$ (см. 4.3.1).

Необходимо также обратить внимание на то, что в первом варианте будет меняться частота повторения ШИМ, в зависимости от значения напряжения стабилитрона - это нужно иметь в виду при проектировании усредняющего фильтра, а в особенности тогда, когда на выходе фильтра включается интегрирующий измерительный прибор (например,

в ЦБ комбинированного типа, период интегрирования в которых определен частотой питающей сети).

4.3.6.2.3. Укажем на одно, удобное на наш взгляд решение при построении ЦМ делителя с $T_{отж} \approx 0,3$ (пределы поддиапазона действия кремниевого стабилизатора ($\sim 9,5$ В). В целях уменьшения пульсаций и других погрешностей целесообразно делитель выполнить трехфазным. Поскольку в этом случае не происходит перекрытия фаз друг другом, то мы избежем минимальное усложнение цифровой управляющей части и все три фазы можно питать от одного стабилизатора.

4.3.6.2.4. Как было указано в 4.3.1 при разделении декад на две группы необходимо при значении кода, равном нулю в группе старших декад все же сохранить импульс минимальной длительности от старших декад. Это можно достигнуть тем, что старт-импульс вырабатывается при достижении последнего значения кода в счетчике перед переполнением.

4.3.6.2.5. Поскольку старт и стоп-импульсы вырабатываются в разное, в общем случае регулируемые моменты времени, то может быть предложено решение по двукратному использованию схемы сравнения кодов: на схему сравнения поочередно подаются код управляющей и код напряжения стабилизатора.

4.3.6.3. Использование реверсивного счетчика в качестве источника управляющего кода.

Управляющий код обычно поступает на схему сравнения кодов ЦМ делителя от ручных переключателей на передней панели прибора или от внешнего программирующего устройства. Однако в ряде ЦМ целесообразно использовать в качестве непосредственного датчика управляющего кода реверсивного счетчика с цифровым табло. Кроме сохранения возможности управления от внешнего параллельного кода, появляются еще следующие возможности:

- можно произвести управление при помощи ряда единичных импульсов, подаваемых на реверсивный счетчик;

- управление единичные импульсы могут подаваться в любую декаду, этим можно регулировать скорость изменения напряжения. Этот режим удобно использовать при построении автокомпенсированных ИЦ;

- реверсивным счетчиком можно управлять от "дальта-переключателей" (см. 4.3.6.4) и обеспечить тем самым "алгебраический" режим управления - при поворачивании одной ручки более, чем на 10 полных проходов передача кода (уменьшение или увеличение) в старшую декаду и т.д. - это создает дополнительные удобства ручной работы с прибором. Управление можно осуществлять и от ключевых переключателей (болван-жонка);

- в реверсивном счетчике можно отключить междекадные связи. Тогда при подаче импульсов в определенную декаду получаем повторяющиеся последовательные прохождение всех значений кода в этой декаде. Этот режим нужен при построении калибраторов напряжения для поверки цифровых вольтметров по "интегрируемому" способу (п.4.6);

- применение реверсивного счетчика целесообразно при построении калибраторов напряжения: из программирующего устройства подается код контрольной точки, а затем при помощи "дальта-переключателей" изменяют этот код (добавляют или вычитают) в реверсивном счетчике до получения заданного отсчета на поверяемом приборе. Количество поданных от переключателя импульсов, представляющее код погрешности испытываемого ИЦ, может быть подсчитано параллельно кружки счетчиком и индицировано.

4.3.6.4. Износостойчивые ручные переключатели

Кроме фиксирующей и коммутирующей частей износостойчивых (10^6 полных оборотов) переключателей, макетированных на I этапе [13], дополнительно рассматривается возможность создания "дальта-переключателей". Поворотный дальта-переключатель представляет собой устройство, дающее информацию о направлении вращения и подает один импульс при прохождении от одной фиксированной позиции к следующей. О положении фиксации информация не передается. Этот тип переключателя необходим, чтобы осуществлять выработку управляющего кода через реверсивный счетчик (см.4.3.6.5).

Дельта-переключатель имеет более простые коммутирующие (3 магнитоуправляемых контакта и 3 магнета) и фиксирующие (4-6 позиции) части по сравнению с позиционными переключателями. Эскиз конструкции и диаграмма выходных импульсов показаны на рис. 4.28 и рис. 4.29.

4.3.7. Нелинейные ЦМД делители

4.3.7.1. При построении точных ЦМД могут встречаться случаи, когда выходное напряжение какого-нибудь преобразователя не зависит линейно от его входной величины, подлежащей измерению. В этом случае требуется либо построение нелинейного компенсатора, либо нелинейного ЦВ. В обоих случаях задача сводится к конструированию нелинейного цифро-аналогового преобразователя. Типичными являются измерения переменных напряжений при помощи трансформаторов (могут понадобиться зависимости вида x^2 , \sqrt{x} , $\sqrt{1-x^2}$ и т.п.) и детекторов на диодах (у прибора ВЗ-24, например, требуется зависимость $\ln [J_0(x)]$, где J_0 - Бесселева функция нулевого порядка от мнимого аргумента).

При использовании ЦМД делителя в цифро-аналоговом преобразователе имеются две возможности осуществлять нелинейную зависимость между управляющим делителем кодов (или положением ручек) и постоянным выходным напряжением:

- нелинейная зависимость осуществляется в схеме точных аналоговых ключей (в схеме модулятора);

- нелинейная зависимость осуществляется в цифровой форме путем соответствующего преобразования входного кода в новый, который управляет линейным ЦМД делителем.

4.3.7.2. Для реализации нелинейной зависимости в схеме точных аналоговых ключей (в схеме модулятора) могут быть использованы приемы, изображенные на рис. 4.30, 4.31.

На рис. 4.30 использован способ получения квадратичного члена при помощи дополнительного Ц/А преобразователя. Соотношение между линейным членом (от А) и квадратичным (от В) устанавливается отношением сопротивлений резисторов К1/К2. Члены более высоких порядков могут быть получены, если подобные Ц/А преобразователи включаются каскадно, через развязывающие операционные усилители.

ИЮ.019.045

104

Формат 11

Принцип конструкции дельта-переключателя

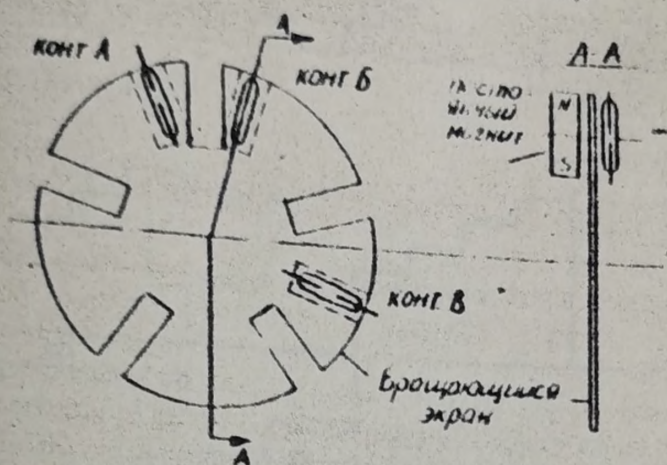


Рис 4 28

Временные диаграммы работы дельта-переключателя

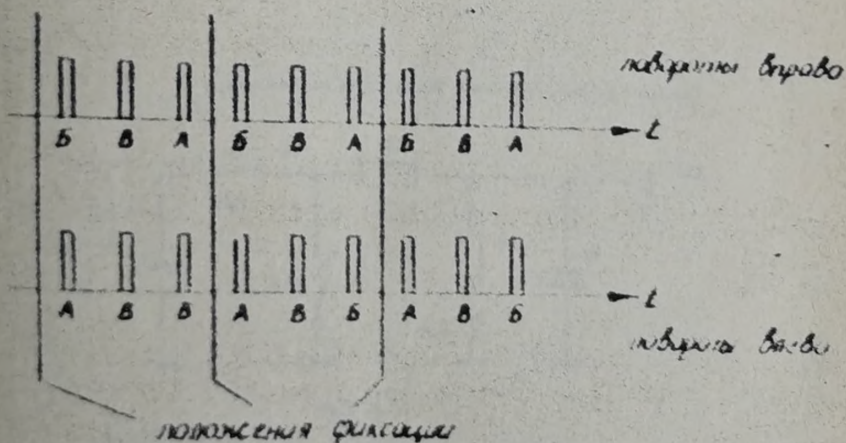


Рис 4 29

Оперяжая момента срабатывания контактов А и Б контак-
 тельного момента срабатывания контакта В перед его фиксацией
 с направляющей вращающейся и устанавливает положение пометки
 направляющей контактной системы переключателя системы
 устанавливается и с контактом В

Способ формирования взвешенного числа

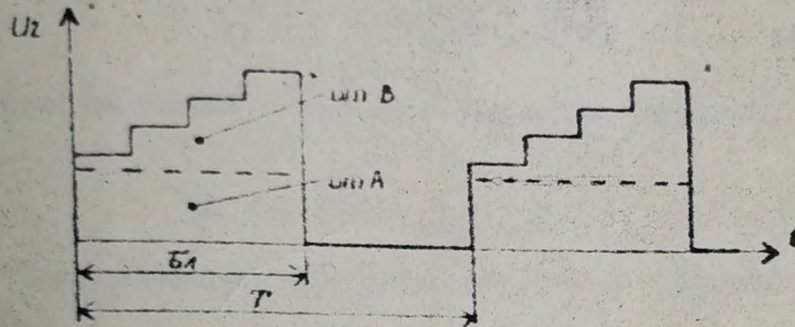
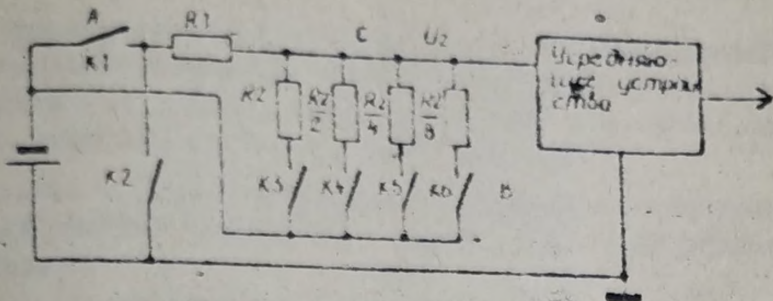


Рис 4 30

Ключи А работают по основной функции ЦАП десятичной и подключаются в течение B_1 к входному напряжению E

Ключи В, так же переключаясь, управляются от пересчитанной декады подразделят в течение B_1 в ключе С ступенчато-изменяющиеся напряжения в несколько раз по отношению к площади которого пропорционально величине $(B_1/T)^2$

Способ получения десятичного числа

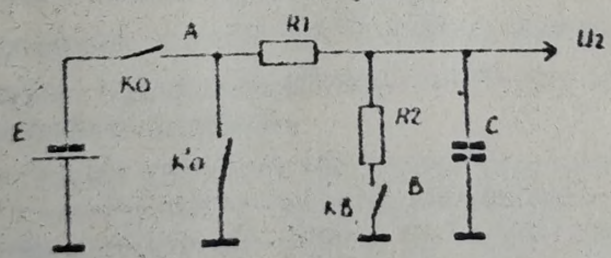


Рис 4 31

$K_0, K'a$ - ключи основные десятичный /
 $K'b$ - ключ вспомогательный (десятичный)

ЯБ10 019 045

В этих схемах естественно возникает дополнительная погрешность из-за изменения соотношения между сопротивлением резисторов от температуры и от времени. Когда квадратичный член велик, тогда эта дополнительная погрешность также велика.

На рис. 4.31 изображен способ с дополнительной управляемой резистивной сеточкой (включенной на время \bar{t}_3). Из управления равновесия

$$\frac{(E - U_2) \bar{t}_1}{R_1} = U_2 \left(\frac{\bar{t}_2}{R_1} + \frac{\bar{t}_3}{R_2} \right) \quad (4.49)$$

получаем при условии $\bar{t}_3 = \bar{t}_2$ величину зависимости:

$$U_2 = E \frac{\bar{t}_1}{\bar{t}_0} \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{\bar{t}_1}{\bar{t}_0}} \quad (4.50)$$

Можно обеспечить также режим, где ключ B работает в противо-
пайте с A .

В любом варианте реализации нелинейной зависимости в схеме точки выводов ключей необходимо ввести в схему дополнительные выводовые ключи непрерывающегося типов и резисторы. Введение дополнительных элементов влечет за собой дополнительные погрешности, которые не поддаются компенсации (влияние утечек и остаточных параметров простых замыкающихся-размыкающихся транзисторных ключей).

4.3.7.3. Нелинейную зависимость в цифровой части ЦМД делителя можно реализовать несколькими способами:

- преобразование входного кода в новый управляющий код;
- нелинейное формирование длительности ЦМД импульса (нелинейное заполнение счетчика).

В первом случае могут быть применены вычислительные средства описанные в III части отчета по подготовительной стадии [14] или способы подобно описываемые в [146, 147]. Для преобразования входного кода можно применить и дешифраторы, но они обычно получаются громоздкими и требуют большого количества радиокомпонентов для реализации. Применением вычислительных устройств на счетчиках можно реализовать и сложные зависимости, например, приборы с большими шкалами. Рассмотрим этот способ на примере измерения

напряжения переменного тока термопреобразователями. Блок-схема такого устройства приведена на рис. 4.32. На термопреобразователь И1 подается одновременно измеряемое напряжение переменного тока U_x и постоянное напряжение от ИИМ делителя, а термопреобразователь И2 поддерживается в постоянном режиме соответствующее $U_{x \max}$. Для этого случая можно записать.

$$U_x^2 + U_i^2 = U_{x \max}^2 = \text{const} \quad (4.51)$$

Это выражение дает нам переходную зависимость $U_i = f(U_x)$. Преобразуем выражение (4.51) учитывая, что $U_{i \max} = U_{x \max}$

$$U_i^2 = U_{x \max}^2 - U_x^2 = U_{x \max}^2 \left[1 - \left(\frac{U_x}{U_{x \max}} \right)^2 \right]$$

Отсюда

$$U_i = U_{x \max} \sqrt{1 - \left(\frac{U_x}{U_{x \max}} \right)^2} \quad (4.52)$$

Из полученного выражения вытекает, что при увеличении U_x должна уменьшаться U_i . С точки зрения удобства использования необходимо, чтобы изменения были однонаправленными. Это значит, что увеличение входного кода ИИМ делителя N_1 соответствующее напряжение U_i соответствовало увеличению U_x . Для этого необходимо реализовать схему так, чтобы U_i зависела прямо пропорционально от дополнительного кода N_2 соответствующего правому коду N_1 .

Если

$$\frac{U_{x \max} - U_i}{U_{x \max}} = N_1, \quad \frac{U_x}{U_{x \max}} = N_2,$$

$$1 - \frac{U_i}{U_{x \max}} = N_1, \quad \frac{U_i}{U_{x \max}} = 1 - N_1,$$

то учитывая выражение (4.52) получим

$$1 - N_1 = \sqrt{1 - N_2^2}$$

и отсюда

$$N_1 = 1 - \sqrt{1 - N_2^2} \quad (4.53)$$

Схема управления в цепи управления...
 (faint handwritten text)

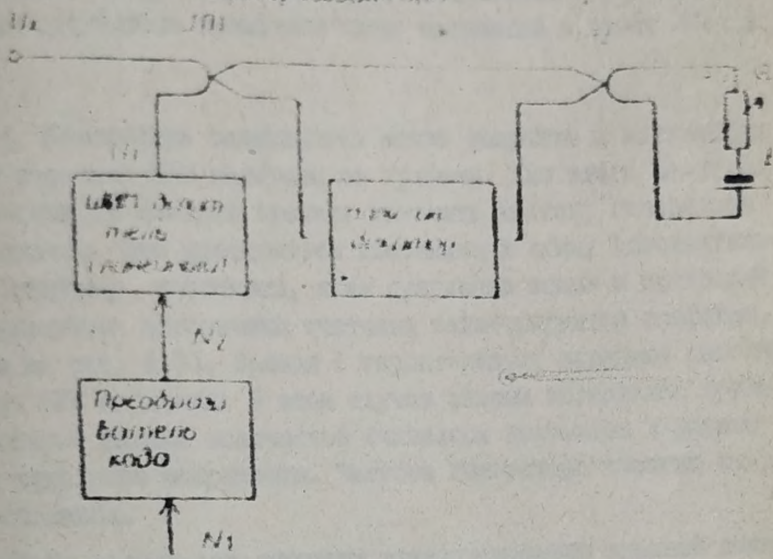


Рис. 4.32

График нелинейного изменения частоты делителя делительного ЦАП делителя

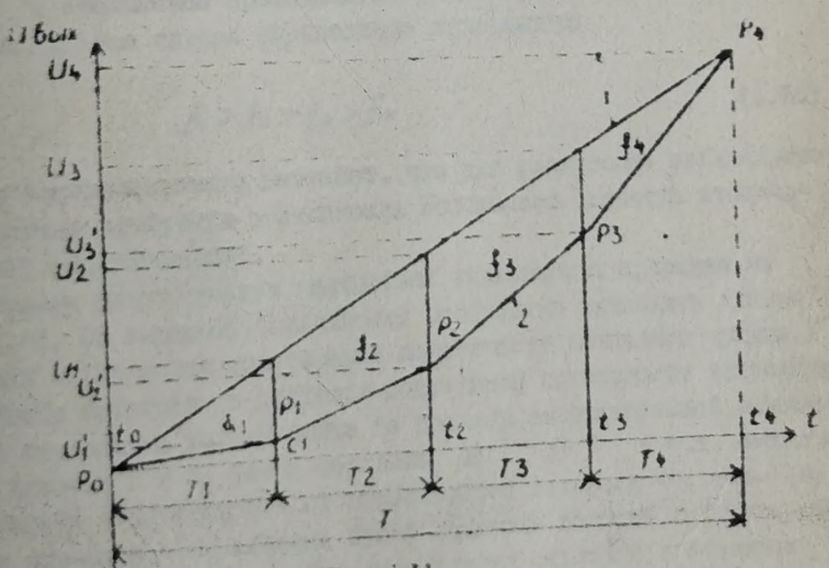


Рис. 4.33

ЯБ10 049 045

Достоинством такой схемы измерения напряжения переменного тока является отсутствие коммутационных элементов в цепях U_1 и U_x .

4.3.7.4. Нелинейную зависимость можно получить и нелинейным заполнением счетчика ЦММ делителя во времени. Для этого необходимо в зависимости от момента времени изменить частоту генератора счетных импульсов. Это достигается введением в схему дополнительных узлов, например, счетчиков, схем сравнения кодов и делителей частоты. Нелинейное заполнение счетчика иллюстрируется графиком, приведенным на рис. 4.33. Прямая I характеризует линейное заполнение счетчика ЦММ делителя. В этом случае равным интервалам времени соответствует равные количества считанных импульсов и равные приращения выходного напряжения. Частота генератора счетных импульсов постоянная.

Нелинейное заполнение счетчика характеризуется ломаной линией 2. В этом случае в промежутке времени от t_0 до t_1 генератор счетных импульсов имеет частоту f_1 . При заполнении счетчика до ввода соответствующего точкой передела P_1 изменяется частота генератора импульсов и счет продолжается частотой f_2 до точки P_2 . Аналогично продолжается процесс до полного заполнения счетчика. В этом случае справедливо неравенство

$$f_1 > f_2 > f_3 > f_4 \quad (4.54)$$

От выведенного вытекает, что для реализации нелинейного ЦММ делителя требуемую зависимость необходимо заменить кусочно-линейной аппроксимацией.

Пример аппроксимации нелинейной зависимости приведен на рис. 4.34. По заданной зависимости необходимо вычислить кривую 2 и исходя от величины допустимой погрешности вычисляет кривые 1 и 3. Чтобы остаться в пределах допустимой погрешности аппроксимации отрезки не должны выйти за пределы заштрихованной полосы между кривыми 1 и 3. Точки передела A , B и т.д. необходимо выбирать в зависимости от возможностей делителя частоты. Чем больше отрезков, тем сложнее будет делитель частоты и другие узлы ЦММ делителя. Количество аппроксимирующих отрезков в основном определяется требуемой точностью нелинейного ЦММ делителя.

А. В. КОСЫХ
 НЕПРЕРЫВНО
 ПЕРЕМЕННЫЙ

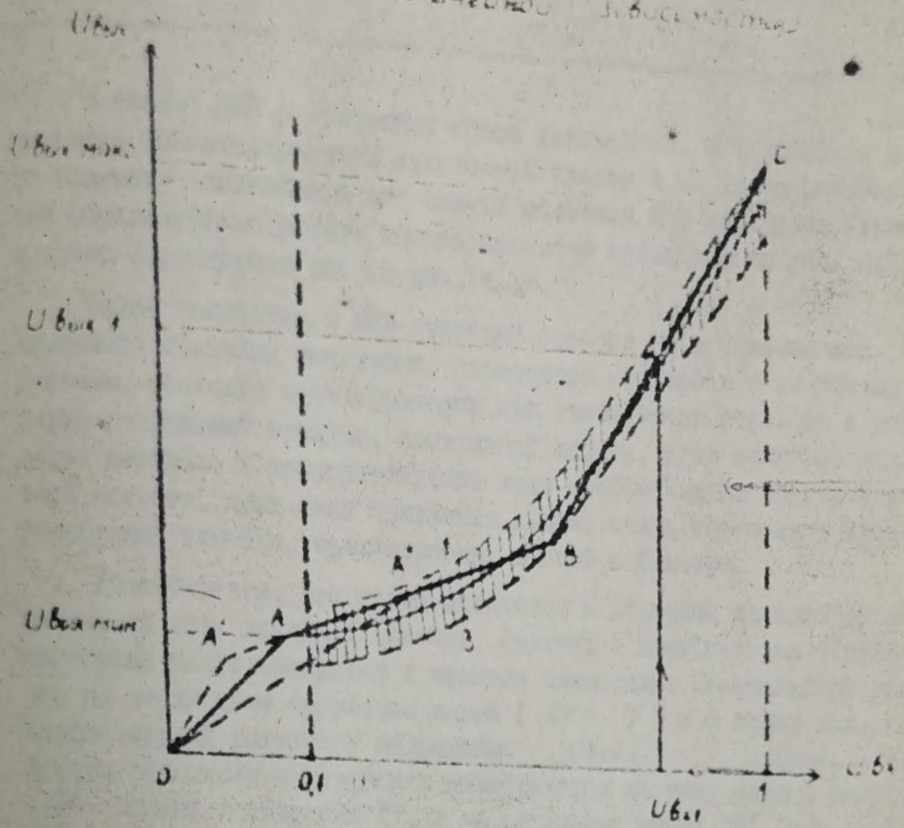


Рис 434

Основными параметрами являются продолжительность импульсов

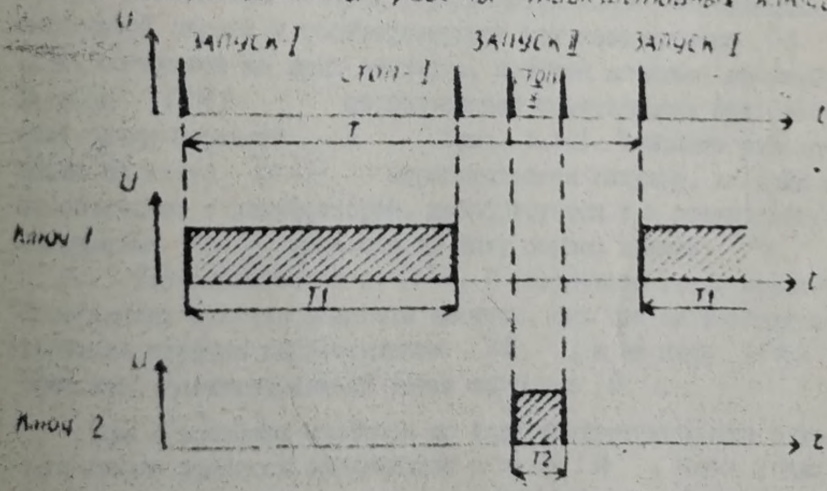


Рис 435

ЯВ10.019045

В рамках НИР разработана схема величайшего ИИМ делителя для двоякого компенсационного вольтметра класса 0,2. Схема работает по принципу величайшего десятизначного счетчика ИИМ делителя. Упрощенные осциллограммы работы такого делителя приведены на рис. 4.35, а схема структурная его на рис. 4.36.

Схема величайшего ИИМ делителя состоит из трехдекадного основного счетчика импульсов, генератора импульсов с делителем частоты, счетчика с дешифратором для счета точек перелома и управления постоянной памяти, постоянной памяти, куда записаны коды точек перелома и соответствующие коды коэффициентов передачи делителя частоты, двух схем сравнения кодов, схемы управления транзисторными ключами, транзисторных ключей и фильтра.

Предполагается, что схема находится в исходном нулевом положении, то есть декадный счетчик, счетчик с дешифратором и транзисторные ключи находятся в нулевом положении. Предполагается также, что на вход схем сравнения кодов (ССК) I и II подан код, соответствующий выходному напряжению $U_{вых}$ (рис. 4.36).

В этом положении счетчиком с дешифратором на шину опроса памяти P_0 подана логическая "1", а на остальных шинах "0" (рис. 4.36). Когда декадный счетчик устанавливается на нуль, он вырабатывает сигнал "ЗАПУСК-1" и включает транзисторный ключ I. Импульсы, частота повторения которых определяется кодом, поступившим от постоянной памяти и соответствующим крутизне отрезка OA (рис. 4.34) поступают на вход счетчика, который начинает заполняться. На вход ССК I от постоянной памяти подан код, соответствующий точке перелома A (рис. 4.34). В момент равенства кодов на входе ССК I вырабатывается импульс, который считывается счетчиком с дешифратором, дешифрируется и в результате этого логическая 1 подается на шину опроса памяти P_1 , а P_0 устанавливается в "0". В результате этого меняется коэффициент деления делителя частоты, так что он соответствует крутизне отрезка аппроксимации AB, а на вход ССК I подается код, соответствующий точке перелома B.

При заполнении счетчика до кода соответствующего точке происходят процессы аналогичные в точке B. Когда декадный счетчик заполняется до кода, соответствующего выходному коду II вырабатывает импульс "СТОП-1" и включает транзисторный ключ II (рис. 4.36). Для коррекции результата введен в схему дополнительный ключ II, который управляется от II декад. Он включается в

Полн. и выпл.

момент времени, когда после выработки импульса "СТОП-I" II декада находится в нулевом положении. В этот момент вырабатывается сигнал "ЗАПУСК-II" и остается включенным до тех пор, пока входной код не становится равным коду II декады. В момент равенства вырабатывается сигнал "СТОП-II". В нелинейном ЦМД делителе параллельная работа ключей не допустима, так как зависимость нелинейная.

Делитель частоты счетного типа его осциллограммы работы и блок-схема приведена на рис. 4.37. Период повторения делителя такого типа выражается

$$T = n \cdot T_1 \quad (4.55)$$

где T_1 - длительность периода повторения генератора счетных импульсов

$n = 1 \div N$ - входной код (N - объем двоичного счетчика).

Генератор счетных импульсов стабилизирован кварцем для обеспечения необходимой временной стабильности. ССК построены по классическим схемам и здесь не описываются. При построении многопредельных нелинейных ЦМД делителей изменения вводятся в постоянную память, то переключателем пределов производится переключение выходных кодов опросные импульсы поступают от счетчика с дешифратором.

ЯВУ.019.045

Лист
114

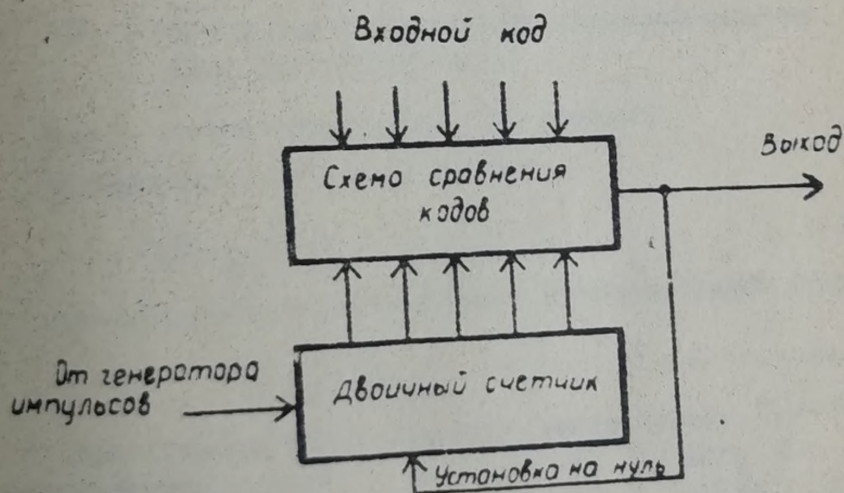
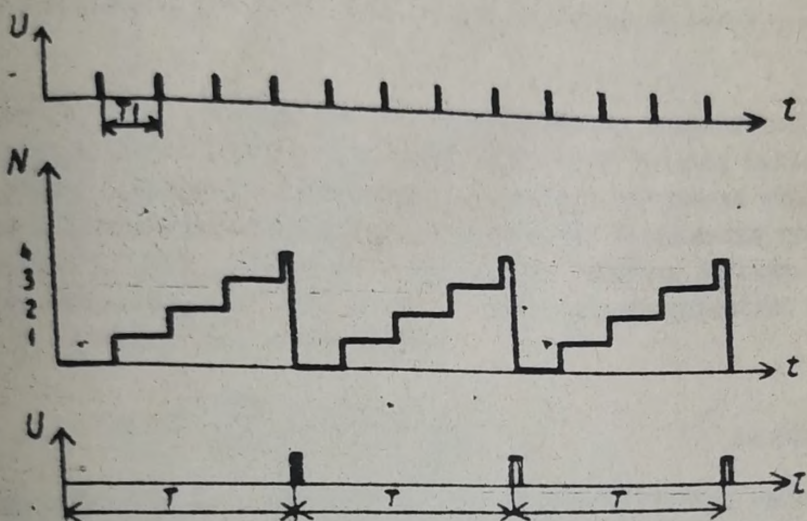


Рис 437

ЯВ10.019.045

Лист

115

Формат 11

Копировал

4.3.7.5. Часто приборы для измерения активного сопротивления строятся по мостовой схеме. Такие приборы содержат большое количество точных резисторов. Рассмотрим возможности построения этих приборов с применением нелинейных ЦИМ делителей. Укрупненная схема мостового прибора приведена на рис. 4.38а. Условием баланса моста является равенство $U_2 = U_1$. Используя это равенство и исходя из схемы на рис. 4.38а получим

$$U_2 = E \frac{R_x}{R_x + R_3} = E \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_x}} \quad (4.56)$$

При использовании ЦИМ делителя для получения прямого отсчета входной код (или положение ручек) должен быть пропорциональным величине R_x , то есть

$$\frac{R_x}{R_3} = \frac{N_1}{N_{1max}} \quad (4.57)$$

где N_1 - входной код соответствующей измеряемой величине (изменяющаяся величина);

N_{1max} - полный объем счетчика ЦИМ делителя.

Из выражения (4.56) можно получить

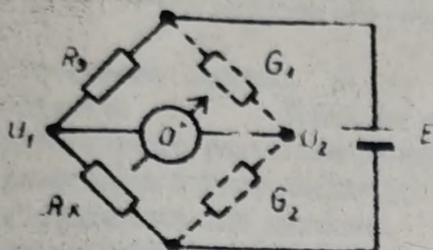
$$\frac{U_2}{E} = \frac{R_x}{R_x + R_3} = \frac{N_1}{N_1 + N_{1max}} \quad (4.58)$$

При сопоставлении кодам временные интервалы получим выражение

$$\frac{U_2}{E} = \frac{N_1}{N_1 + N_{1max}} = \frac{T_1}{T_0} \quad (4.59)$$

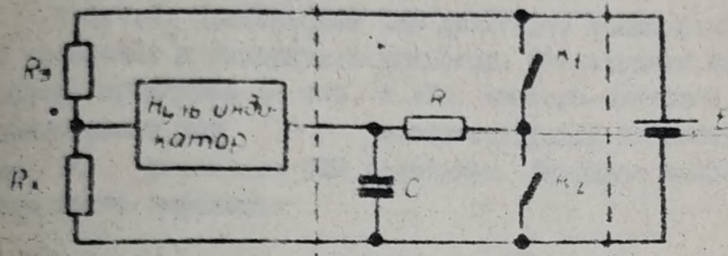
Если с помощью ССК устанавливаем момент времени $T_1 \rightarrow N_1$ тогда необходимо, чтобы $T_0 = N_1 + N_{1max}$. Здесь N_1 изменяющаяся часть, зависящая от величины R_x . N_{1max} постоянная и соответствует максимальному объему счетчика. Следовательно, надо заполнять счетчик полностью перебрасывать в нуль, подсчитать N_1 импульсов и снова перебрасывать в нуль. При такой реализации изменяется период повторения. Это обстоятельство накладывает требования на усредняющее устройство, оно должно быть широкополосным. Рассмотрим работу транзисторных ключей K_1 и K_2 (рис. 4.39). Ключ K_1 должен быть подсоединен к источнику напряжения в течение интервала времени T_1 , и быть открытым в течение интервала времени $T_0 - T_1$. Ключ K_2 должен быть замкнут

Основная схема измерителя сопротивления



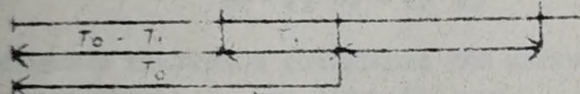
а)

Блок-схема измерителя сопротивления шум делителя



б)

Диаграмма работы



в)

Рис. 438

Блок-схема измерителя мощности - устройство умножения двух величин

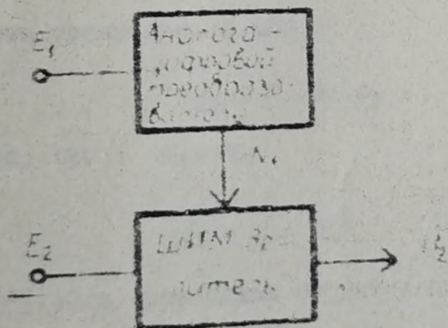


Рис. 439

570 610 0195

в течение интервала времени $T_0 - T_1$ и быть открытым в течение интервала времени T_1 . Такая реализация требует применения только одного точного резистора на каждый поддиапазон измерения. Номиналы резисторов внутри поддиапазона определяются высокой разрешающей способностью ШИМ делителя. По такому принципу можно построить автоматизированные мосты для измерения сопротивления, проводимости и т.д.

4.3.7.6. Применением ШИМ делителей можно реализовать устройства умножения и измеритель мощности. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 4.40а. Аналого-цифровой преобразователь вырабатывает код N_1 соответствующий входному напряжению. Код N_1 управляет ШИМ делителем. Выходное напряжение ШИМ делителя можно выразить:

$$U = N \cdot E \quad (4.60)$$

Для нашего случая

$$U_2 = E_2 \cdot N_1 = E_1 \cdot E_2 \quad (4.61)$$

Применяя каскадное соединение ШИМ делителей можно сформировать зависимости вида $y = k(ax + bx^2 + cx^3)$ Структурная схема такого устройства приведена на рис. 4.40б.

Для схемы рис. 4.40а можно записать

$$U_2 = E_1 N \quad (4.62)$$

и для варианта схемы рис. 4.40б

$$U_2 = E_1 N_1 N_2 \quad (4.63)$$

и при условии, что $N_1 = N_2$

$$U_2 = E_1 N_1^2 \quad (4.64)$$

На рис. 4.40 в приведена структурная схема реализации зависимости

$$U_2 = E_1 (aN_1 + bN_1^2 + cN_1^3) \quad (4.65)$$

В эту схему введены дополнительно два сумматора, одним на ШИМ-е, а другой пассивный. Коэффициенты a и c можно выбрать

Устройство формирования заданной формы сигнала
 $u = A(\alpha_2 - \beta_2^2 - \dots)$

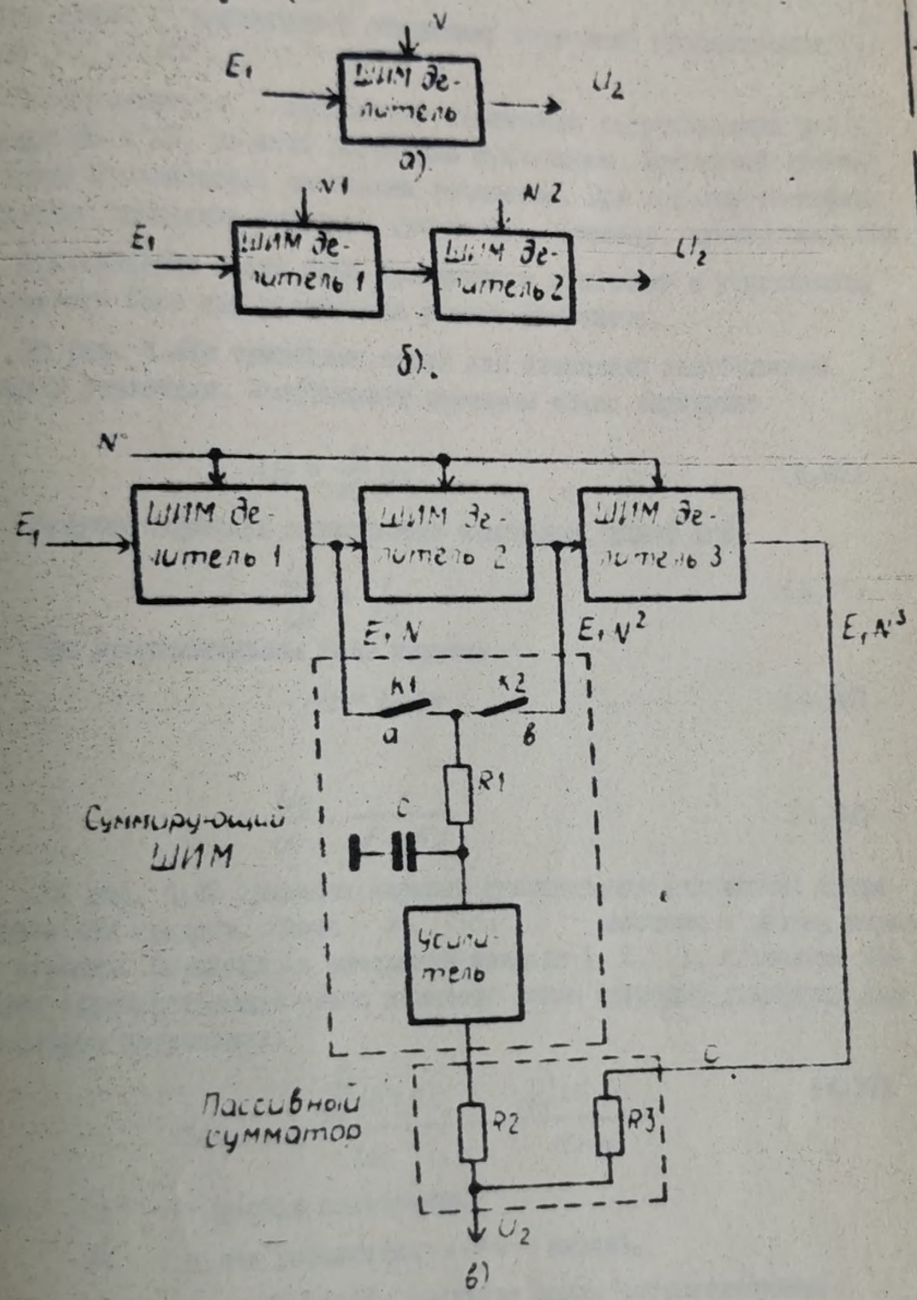


Рис 440

ЯБЮ.019.045

изменяя время с закрытого и открытого состояний транзисторных ключей $K1$ и $K2$.

Коэффициент с выбирается отношением сопротивлений резисторов $R2$ и $R3$, то есть пассивным сумматором. Пассивный сумматор можно использовать на низких точностях. При высоких точностях необходимо применять активные сумматоры, например, суммирующие ИИМ.

ИИМ делители могут быть применены в сочетании с усилителями постоянного тока для реализации разных устройств.

На рис. 4.41а приведена схема для изменения коэффициента передачи усилителя. Коэффициент передачи можно выразить:

$$U_2 = \frac{1}{K} U_1 \quad (4.66)$$

Получим обратную зависимость используя прямой код

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{N_1} \quad (4.67)$$

При доопределительном коде получим

$$N_2 = 1 - N_1 \quad (4.68)$$

И

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - N_2} \quad (4.69)$$

На рис. 4.42 приведен вариант суммирования напряжений применением ИИМ средств. Ключи $K1 \dots Kn$ работают в разные моменты времени. Переходя на интервалы времени (t_i), в течение которых соответствующие ключи включены можно выписать уравнение для выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sum_{i=1}^n U_i t_i}{t_0} \div \frac{\sum_{i=1}^n U_i N_i}{N_{\text{max}}} \quad (4.70)$$

где t_0 - период повторения,

N_i - код управления i -ого канала,

N_{max} - максимальное значение кода, соответствующее

Структурная схема изменения коэффициента передачи усилителя с помощью ШИМ делителя

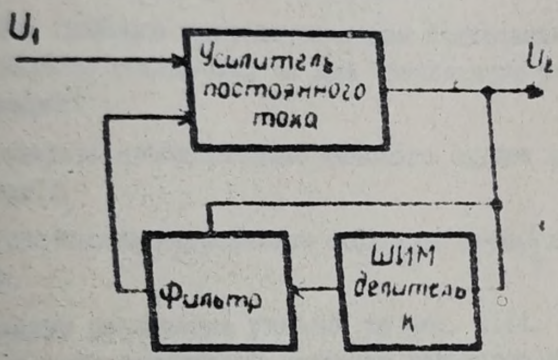


Рис. 441

Суммирование напряжений с помощью ШИМ

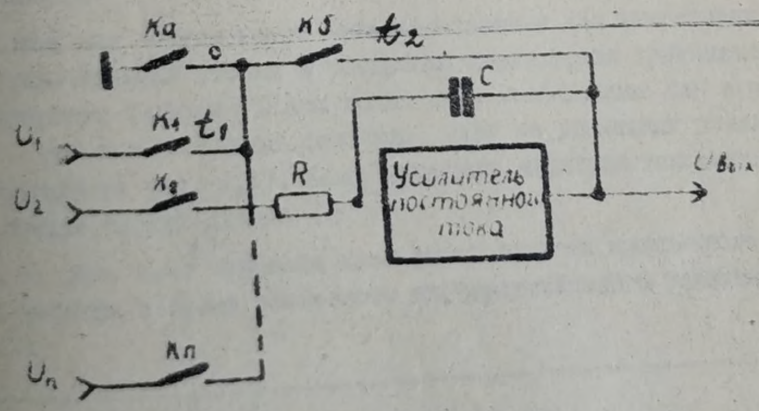


Рис. 442

5701019045

Схема на рис. 4.43 позволяет получать отношение напряжений $U_2:U_1$ пропорционально отношению значений двух кодов $N_1:N_2$, если эти коды управляют интервалами времени включения ключей K . Управляющие коды представляются в виде сумм кодов старших и младших разрядов ($N_1 = N_1' + N_2'$ и $N_2 = N_2' + N_2''$). Соответственно N_1' управляет K_1' и т.д. Ключи K замкнуты в нейтральные промежутки времени (чтобы обеспечить постоянство периода повторения ШИМ).

4.3.8. Некоторые разновидности ШИМ делителей напряжения

4.3.8.1. Широкополосный ШИМ делитель.

Если ШИМ делитель используется для построения цепи обратной связи масштабного усилителя, то для обеспечения устойчивости ШИМ делитель должен:

- не вносить дополнительно фазового сдвига (за счет устраняемого фильтра);
- осуществлять непрерывную обратную связь по переменному напряжению.

Возможные реализации указаны на рис. 4.44, 4.45, 4.46. Недостатком этих реализаций является некоторое неудобство переключения конденсаторов или резисторов при изменении коэффициента передачи цепи.

В варианте на рис. 4.46 устраняется также влияние абсорбции и сопротивления утечки конденсатора C . К усилителю U предъявляются требования только по уровню шумов.

4.3.8.2. Эквивалентная защита конденсаторов усредняющего фильтра

Этот вид защиты может быть использован для устранения влияния сопротивления утечки и абсорбции диэлектрика конденсаторов усредняющего фильтра. Прием может быть использован как в активных [ДЗ], так и в пассивных фильтрах. Одна из возможных реализаций изображена на рис. 4.47. Если усилитель является вспомогательным, то выходом служит клемма U_2 .

На рис. 4.48 показана идея использования зашунтированного усредняющего фильтра в схеме составного дифференциального усилителя (см. 4.5.2).

ЯНО.019_045

Лист

122

Схема преобразования отношения двух интервалов
времени в напряжение.

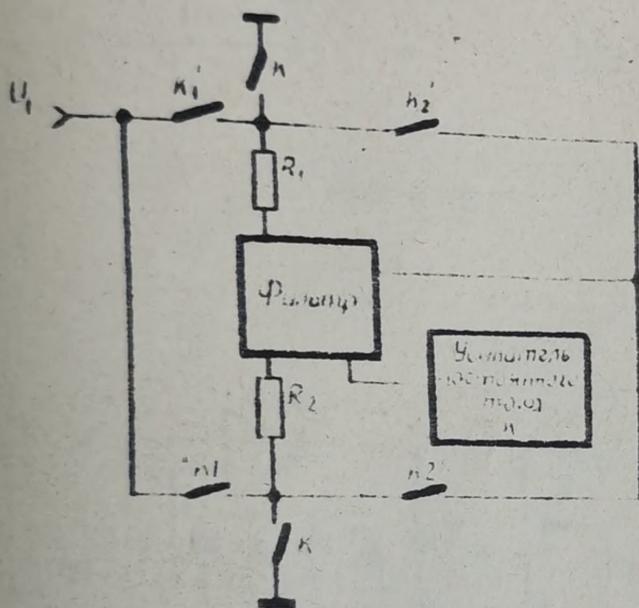
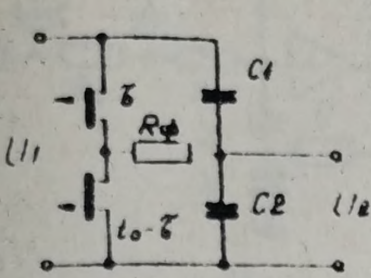


Рис. 4.13



$$T(p) = \frac{T}{T_0} \frac{1 + p \frac{C_1 R_\phi}{T}}{1 + p \frac{(C_1 + C_2) R_\phi}{T_0}}$$

$$T_0 = R_\phi (C_1 + C_2)$$

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{T}{T_0} \text{ (уставное)}$$

Рис 4.44

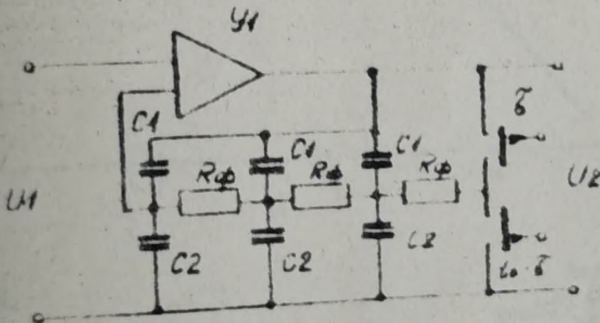
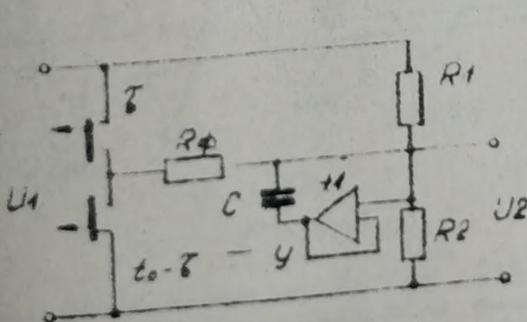


Рис 4.45



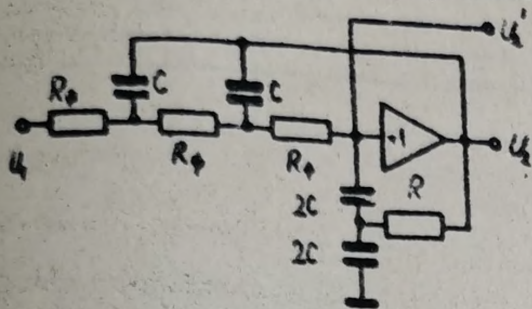
$$T(p) = \frac{T}{T_0} \frac{1 + p R_\phi R_2 \frac{1}{T}}{1 + p T_0 \frac{1}{T_0}}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{T}{T_0}$$

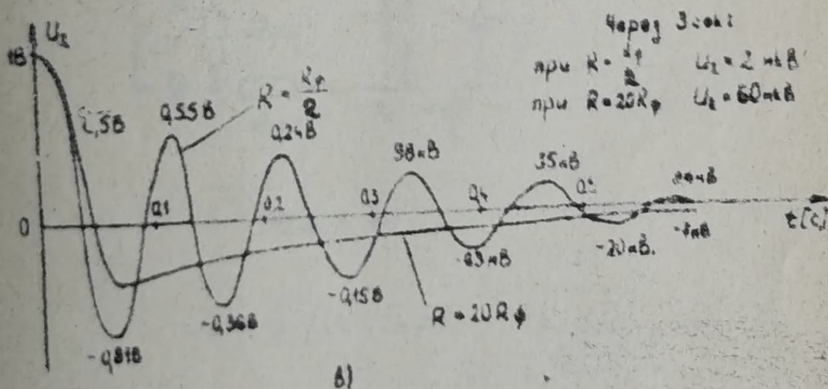
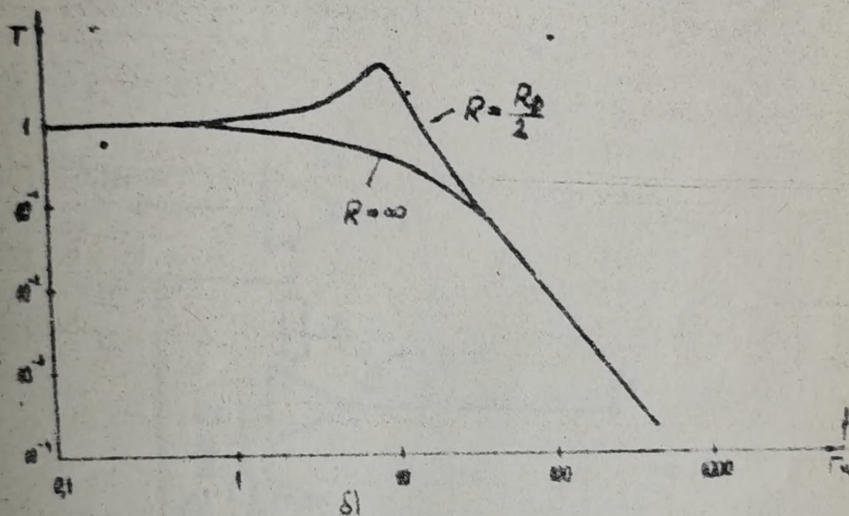
$$T_0 = R_\phi C$$

Рис 4.46

Я610.019.045



a)



б)

Рис. 4.47

- а) барриаж решетки фильтра при $R_\phi = 10^5 \text{ Ом}$, $C = 6,8 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$,
 б) амплитудно-частотная характеристика фильтра,
 в) переходная характеристика фильтра (при скачке напряжения U_1 от 1В до нуля). При $R = \infty$ переходная характеристика аperiodична.

ЯБ10.019.045

Лист

125

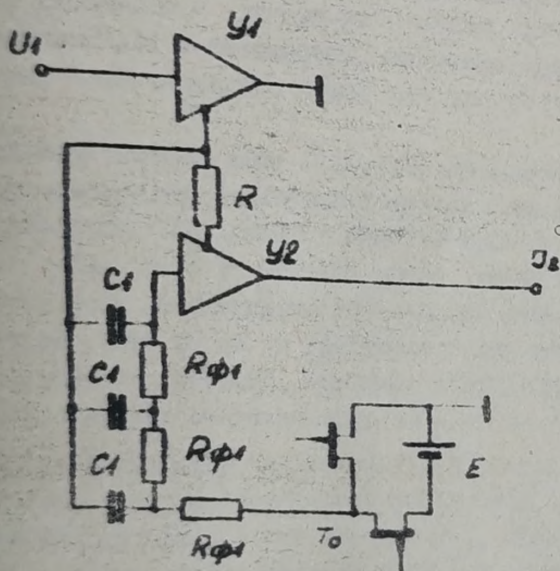


Рис. 448

$$Y_2 = \frac{1}{R} (U_1 - T_0 E)$$

4.4. Высоковольтные делители с предварительной калибровкой

4.4.1. В РИП необходимо использовать делители напряжения для расширения диапазона измерений или генерируемых напряжений. Как правило эти делители должны давать напряжения в диапазоне от 10 В до 1000 В до уровня I В или 10 В, иметь коэффициенты передачи 1:10; 1:100; 1:1000.

Поскольку построение РИП делителей для деления напряжений 10 В - 1000 В требует дополнительного исследования [12] в которых в некоторых случаях окажется неоправданно сложным, то в настоящее время представляет интерес использование в РИП резистивных делителей в качестве высоковольтных делителей. В вольтметрах возможно применение к дуально-реверсивным делителям с усреднением двух измерений, но в источниках образцовых напряжений (калибраторах) это может оказаться менее удобным (хотя в принципе возможно).

Как было сказано выше (2.1.3) в образцовых приборах делители с предварительной калибровкой должны быть либо построены с коррелированными ТКС плечей и обеспечением теплового контакта между резисторами, либо термостатированы, чтобы обеспечивать требуемую погрешность коэффициента деления при колебаниях окружающей температуры (хотя бы на ± 5 градусов) и при нагреве резисторов под собственной нагрузкой. Наиболее подходящим из существующих делителей является делитель типа ДИД-7А (см. таблицу 1).

Однако в приборах, работающих и транспортируемых при отрицательных температурах, при температурах выше $+50^{\circ}\text{C}$ и подвергавшихся циклическому воздействию температуры, наблюдается noticeably большее значение изменения коэффициентов деления делителей. Во избежание организации в каждом подозрительном случае периодической проверки, выходящей прибор на значительное время из эксплуатации, а также во избежание применения ванных образцовых приборов (которых может не оказаться на объекте эксплуатации) делители напряжения должны удовлетворять следующим требованиям:

- делители должны быть самопроверяемы, т.е. для их калибровки либо нет необходимости применения внешних приборов, либо допускается при калибровке использовать устройства, с которыми данный РИП (в котором находится калибровочный делитель) работает вместе (например, для вольтметра - источник напряжения и наоборот);

Делитель в калибровке по эталону

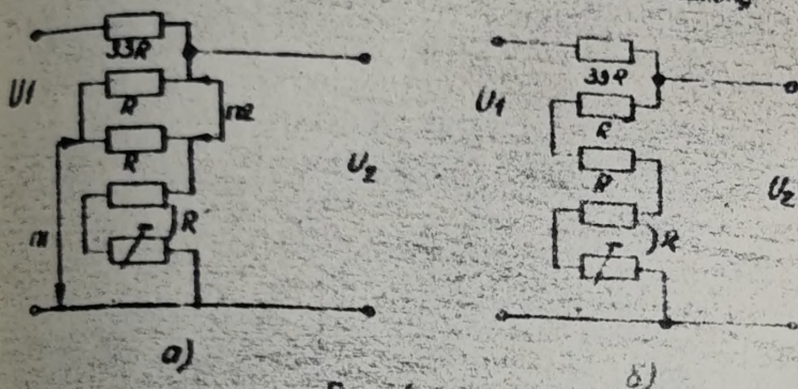


Рис. 4 49

а) рабочее состояние делителя, коэффициент передачи 0,01, выходное сопротивление $\frac{R}{3}$, переключки П1 и П2 отсутствуют,

б) состояние калибровки, номинальное значение коэффициента передачи 1; выходное сопротивление $\approx 3R$, переключки нет

Делитель со сравнением преобразованных плечей

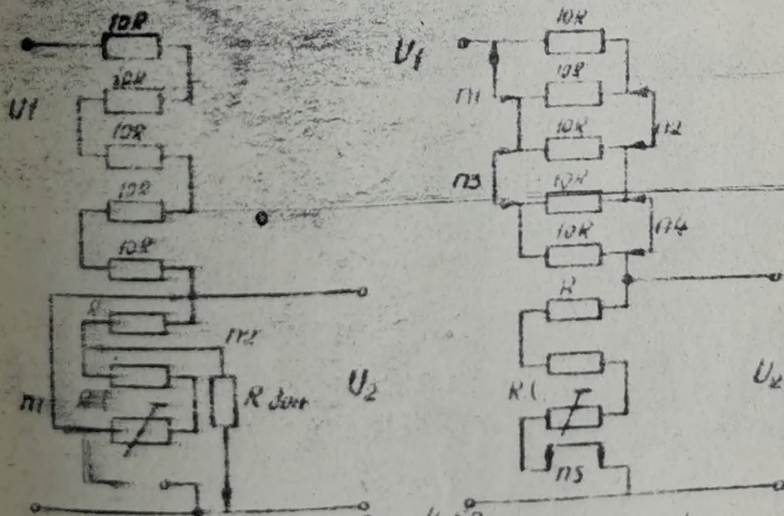


Рис. 4 50

а) рабочее состояние, коэффициент деления $\frac{1}{10}$ при $R_{\text{вкл}} = 0$. Для получения $\frac{1}{10}$ в нижнее плечо можно включить дополнительный резистор не подлежащий калибровке!
 б) состояние калибровки, номинальный коэффициент деления 0,5.

- переключение двигателя в состояние самонастройки должно быть простым, не вызывать дополнительных погрешностей и условных конструкций двигателя.

Кроме применения в ГИП высоковольтные двигатели с предвзвешенной калибровкой могут применяться и в различных поверочных установках.

Ниже обобщены приемы построения двигателей с предвзвешенной калибровкой и рассмотрен пример решения (не повторяя некоторых, достаточно реальных решений из 2.1.3 и 2.1.4).

4.4.1. Способ сравнения и калибровки шпеч ТАЦ

Этот способ применяется к двигателям напряжения или тока с любым коэффициентом деления в том случае, когда двигатель состоит из двух шпеч (п.2.1.3.3). В общем случае шпеч представляет собой сложный двухполюсный, состоящий из соединенных по любой схеме источник двухполюсников.

Пуtem переключений в одном или в обоих шпечах приводятся известные значения преобразования шпеч в равенство, что позволяет осуществлять их сравнение (например, методом связи местами шпеч двигателя в измерительной схеме) и калибровку.

Обязательно, что при подобных переключениях не должно меняться соотношение между погрешностями отдельных местами двухполюсников, другими словами эти переключения должны обеспечивать инвариантность погрешностей сравнения шпеч.

Способы построения инверсионных сложных двухполюсных см. в п.4.4.5. Простейший пример указан на рис. 4.50.

4.4.3. Способ калибровки ТАЦ по двум переключам

Этот способ применяется к любым шпечам с любой (переменной) схемой и с любым коэффициентом переключки (включая и последовательно-параллельные схемы см. п.2.1.3.4).

Пуtem переключений приводят шпеч в состояние калибровки, где сохраняется номинальное значение рабочего коэффициента переключки, а погрешность меняет знак, сохраняя свое абсолютное значение. Шпеч подстраивается до тех пор, пока не сравняются коэффициенты переключки в режимах работы и калибровки.

Такой преобразованной цепи, осуществляемой при помощи первого типа цепи должна строиться на выходе двухполюсника, который номинально равен сопротивлению. Подробно этот вид преобразования описан в [II] .

4.4.4. Способ калибровки ТМЦ по эталону

Здесь представляется интерес (кроме оговоренных в п.2.1.3.6) такой случай, когда невозможна калибровка цепи в своем рабочем состоянии в РНЦ из-за недостаточности при этом измерительной способности встроенных в РНЦ измерительных средств.

Например, невозможна калибровка входного делителя напряжения вольтметра с коэффициентом деления 1:100 от встроенного эталонного напряжения 9,5 В, если в вольтметре отсутствует поддиапазон с пределом 0,1 В.

При калибровке необходимо цепь переключить, в состояние, при котором сохраняется соответствие погрешностей составляющих ее \cup выходных двухполюсника, но коэффициент передачи становится темным, что означает возможность обнаружения его погрешности при помощи встроенных измерительных средств РНЦ.

Возможны два варианта сравнения:

- когда на выходе получается не достаточная линейность показаний вольтметра по поддиапазону. Тогда сначала необходимо измерить напряжение эталонного источника при включенной калибруемой цепи, а затем на этом же поддиапазоне измерить это же напряжение через преобразованную цепь. Если известны произвольные значения напряжения источника на соответствующие значения коэффициента преобразованной цепи, то устанавливается по выходному отсчету наличие погрешности цепи. Первое и второе измерение могут быть произведены и на разных поддиапазонах, если эти поддиапазоны были заранее откалиброваны относительно друг друга (см. рис. 4.49);

- когда линейность показаний вольтметра по поддиапазону недостаточна. В таком случае требуется, чтобы номинальное значение коэффициента передачи преобразованной цепи был бы равен $\frac{1}{10}$ и при сильном местном исконной и общей частоте калибруемой цепи по номинальному показанию вольтметра устанавливается наличие погрешности калибруемой цепи (рис.4.50). (Этот случай граничит с описанным в п.4.4.2).

Если для преобразования преобразителя калибруется или обратной силой (делитель) в источнике образцового напряжения, тогда можно строить этот источник напряжения (постоянного или переменного тока) таким образом, чтобы его можно было бы переключить в режим дифференциального вольтметра, а калибровку или обратной силой (для вольтметра это входная цепь) производить в режиме вольтметра по описанному способу.

Возможна также калибровка или при помощи известных преобразованных средств. Рассмотрим калибровку делителя обратной силой источника образцового напряжения, когда на вход вольтметра вольтметр, обладающий только достаточной разрешающей способностью (рис. 4.53). Установив коэффициент передачи 1:1 и считав показания U_2 при номинальном значении E_1 цепи делителя регулятора. Выключив преобразованной делитель обратной силой, установившим значение или E' , соответствующее номинальному значению преобразованного коэффициента передачи, отклонение показаний вольтметра от предыдущего $U_2' - U_2$ показывает величину погрешности делителя. Добиваясь подстройки равенства $U_2' = U_2$ откалибруем делитель.

Вольтметр может аналогично калиброваться при помощи известного достаточно стабильного источника напряжения.

Вышеописанные способы могут быть легко приспособлены к калибровке цепей источников образцового тока и амперметров.

Из сказанного следует также, что при использовании этого способа РИИ должны обладать достаточной разрешающей способностью (измерения вольтметра и регулирования источника напряжения).

Преобразование цепи в состояние сравнения и калибровки могут осуществляться, например, при помощи специальной шкалы или эталона, а также при помощи реле.

В приведенных примерах (рис. 4.49, 4.50, 4.51, 4.52, 4.54) указаны наиболее простые реализации делителей с предварительной калибровкой, которые могут найти практическое применение (поскольку случай с коэффициентом передачи 1:10 был показан в 2.1.3.3, то здесь отбрасывается случай с 1:100). Предпочтение (особенно в РИИ переменного тока) следует отдавать решениям, где в рабочем состоянии отсутствуют любые замыкающие контакты, лампы и эталоны (см. например, рис. 4.52).

Делитель с калибровкой по эталону.

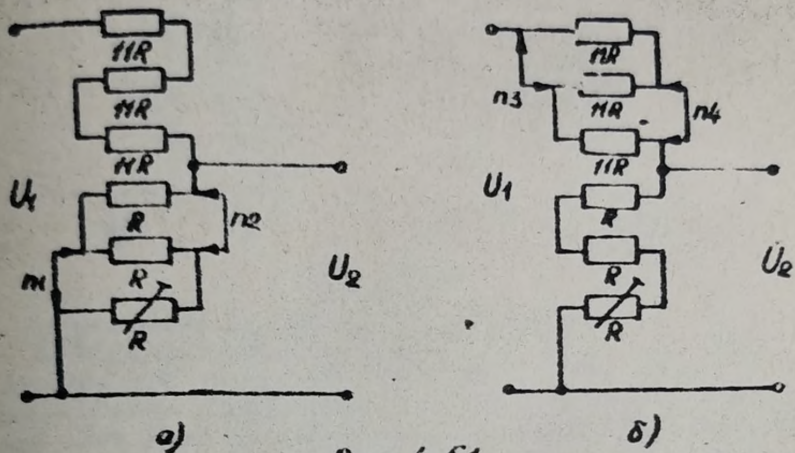


Рис. 4 51

а) рабочее состояние делителя, коэффициент передачи $0,41$, выходное сопротивление $\sim \frac{R}{2}$, замкнуты перемычки $\Pi 1$ и $\Pi 2$.
 б) состояние калибровки, номинальное значение коэффициента передачи $0,45$, выходное сопротивление $\sim 1,5R$, замкнуты перемычки $\Pi 3$ и $\Pi 4$.

Делитель с калибровкой по эталону.

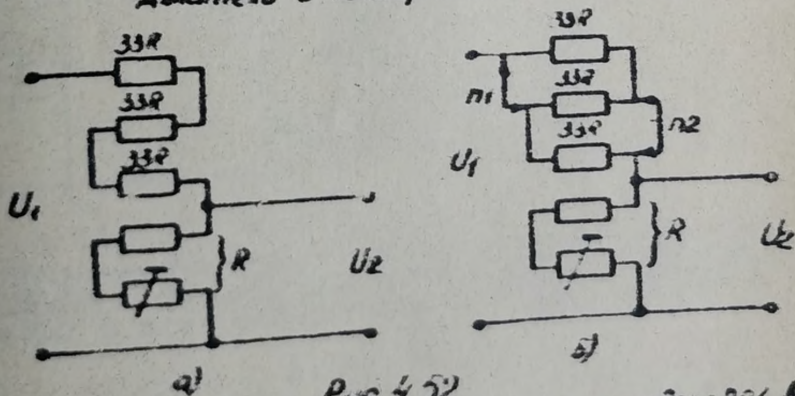


Рис. 4 52

а) рабочее состояние делителя коэффициент передачи $0,01$, выходное сопротивление $\sim R$, в элемент не включен.
 б) состояние калибровки, номинальное значение коэффициента передачи $0,1$, выходное сопротивление $\sim R$, замкнуты перемычки $\Pi 1$ и $\Pi 2$. При подаче напряжения $2,5В$ ток делителя должен быть $10 \mu A$.

9510019045

Калибровка делителя в составе РИП
с использованием внешних приборов

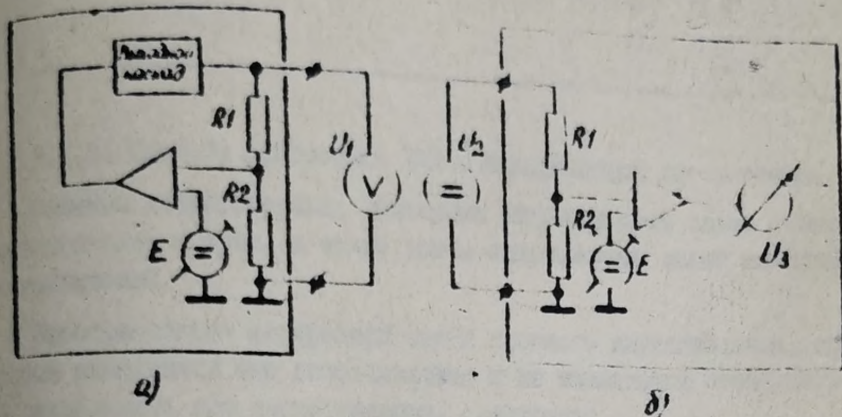


Рис 4 53

а) источник образцового напряжения.

б) дифференциальный вольтметр.

Необходимо показание U_1 или $U_3 = 0$ устанавливается номером регулировки плечей делителя R_1/R_2 при заранее установленном коде E на декадных переключателях. Если в записи б) используется обычный вольтметр, тогда добившись заданного показания на нем

Пример построения входных цепей ЦВ с ТАЦс предварительной калибровкой и инвариантной погрешностью

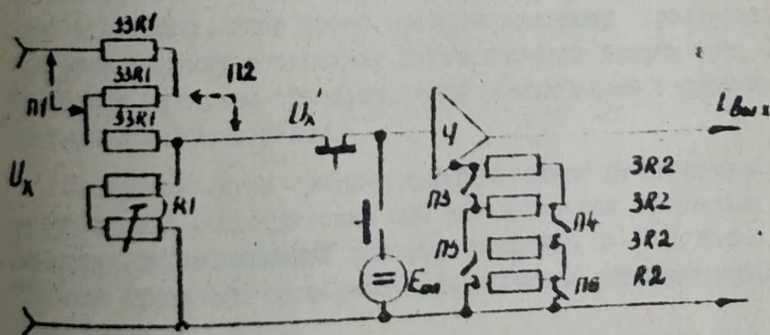


Рис 4 54

Перемычки П1 и П2 замыкаются при предварительной калибровке. Контакты реле П3-П6 размыкаются при подаче $E_{00} = 10В$ и $U_x = 1-10В$, контакты замыкаются при $U_x = 0-1В$.

ЯБ10.019.045

4.4.5. Способы построения ТАЦ с инвариантной погрешностью

Сложные двухполюсники. Типичным является здесь плечи делителей напряжения и тока, а также плечи операционных цепей масштабных усилителей.

Преобразованием внутренней схемы сложного двухполюсника, при котором изменяется его сопротивление и не изменяется относительная погрешность его сопротивления, следующие:

- дуальное преобразование схемы сложного двухполюсника. Необходимыми условиями здесь являются равенство номинальных значений сопротивлений исходных двухполюсников, из которых составлен сложный двухполюсник и планарность схемы соединения исходных двухполюсников (в принципе планарная схема может быть сколько угодно сложной);

- пропорциональное изменение сопротивлений всех исходных двухполюсников. При этом номинальные значения сопротивлений исходных двухполюсников могут быть различными, но при их изменении должны сохраниться их относительные погрешности, т.е. исходные двухполюсники в свою очередь являются составными и подвергаются либо дуальному, либо также пропорциональному преобразованию. При этом структуры исходных двухполюсников должны быть подобными, чтобы при дуальном преобразовании обеспечивать пропорциональное изменение сопротивления.

Построение схем сложных двухполюсников для получения любого значения его сопротивления при использовании номинально равных исходных двухполюсников показано подробно в [11], также в [122]. Правила дуального преобразования являются общеизвестными и описаны также в [11].

Сложные трех- и четырехполюсники. Сюда относятся более сложные операционные цепи масштабных усилителей, а также преобразователей $U \rightarrow I$, $I \rightarrow U$, имитаторов высоких сопротивлений и прочих преобразователей, коэффициент передачи которых имеет размерность проводимости и сопротивления.

Сложный многополюсник, у которого при изменении коэффициента передачи (имеющего размерность) не изменяется относительная погрешность коэффициента передачи, может быть построен из исходных двухполюсников с любыми сопротивлениями по любой схеме. Коэффициент передачи его можно изменять при помощи пропорционального

изменения сопротивлений всех элементов двухполюсников (аналогично мостовому). Описанные способы позволяют строить ТАЦ типа 31, который имеет квадратную относительную погрешность может быть построен с использованием не менее двух размеров цепей типа 30 и 31, связанных через один или несколько операционных усилителей (см. например, в п.2.1.4). Метод последовательного заземления может быть использован также для создания двухполюсников и цепей с квадратной погрешностью, но до сих пор практическое применение этого метода неизвестно вследствие сложности схемы конструкции.

4.5. Вопросы построения РИЦ с использованием ТАЦ

4.5.1. По результатам исследования ТАЦ можно сделать вывод о целесообразности применения делителей напряжений с ИМ в качестве делителей делителей для формирования управляемого постоянного напряжения в ряде образцов РИЦ (измерителей и источников напряжения тока и мостовых схем для измерения сопротивления). В качестве масштабных делителей для расширения диапазона измерения могут быть применены делители с предварительной калибровкой или, в некоторых случаях, делители $D-R$ типа.

Поскольку структуры образцов РИЦ являются известными, а различные узлы РИЦ исследуются подробно различными предприятиями (см. например, 148), то в данной работе структуры РИЦ рассматриваются в основном с точки зрения стыковки ИМ делителей с остальными узлами РИЦ. Возникающие при этой стыковке вопросы следующие:

- согласование достаточно высокого выходного сопротивления ИМ делителя с входными параметрами нагруженного узла;
- согласование напряжения стабилизации опорных стабилитронов с пределом подмагничивания РИЦ;
- согласование цифровой управляющей части ИМ делителя с остальными узлами РИЦ.

Также представляет интерес построение структур образцов РИЦ таким образом, чтобы использовать в них узлы с максимальной унифицированностью и иметь возможность автоматизировать процесс измерения.

ИД. 019.045

Лист
135

Вопросы стивовки ТАЦ, используемых в качестве масштабыки делителей практически не требуют специального рассмотрения. Основные требования к конструированию ТАЦ этого типа оговариваются при их рассмотрении.

Ниже описываются также результаты исследования узлов быстродействующего АЦД, в котором используется исправление в цифровом виде результата перемножения преобразования напряжения.

4.5.2. Образцовые РИИ с использованием ИИМ делителей постоянного напряжения.

4.5.2.1. Целесообразная разбивка источников аналоговых сигналов на функционально законченные узлы показана на рис. 4.54, разбивка измерителей аналоговых сигналов показана на рис. 4.55. Компоновка приборов узлами приведена соответственно в табл. 24 и табл. 25. Отсюда видно, что необходимо иметь ориентировочно две разновидности источников регулируемого постоянного напряжения с использованием ИИМ делителей:

- 6-и декадный предельной точности (А1);
- 4-х декадный класс 0,01-0,05 (А2).

При построении высокоточных мостов для измерения активного сопротивления (см. рис. 4.55) необходим также 6-и декадный ИИМ делитель.

В автокомпенсационных вольтметрах (цифровых вольтметрах комбинированного типа см. рис. 4.56), а также в ручных дифференциальных и компенсационных вольтметрах используется АЦД. Целесообразно использование АЦД интегрирующего типа по следующим причинам:

- из-за подавления пульсации в АЦД фактор ИИМ делителя упрощается и увеличивается его быстродействие;
- появляется возможность совмещать счетчики (делители частоты) и задающие генераторы АЦД и ИИМ делителя.

По сравнению с существующими комбинированными ЦВ повышенного класса точности как ИР-3462А, ТВ-6567, ВЭ-26, описанным в [149] и др., комбинированный ЦВ с цифро-аналоговым преобразователем на ИИМ делителе имеет следующие преимущества:

- отсутствуют реле, коммутирующие резистивный Ц/А преобразователь (~ 24 шт.);

ИЮ.019.С45

Лист
436

Изм. Лист, № докум. Подп. Дата

Копировал

Фирмат 11

- отсутствуют прецизионные резисторы в Ц/А преобразователя;
- малая временная и температурная погрешности Ц/А преобразователя;

- несложное осуществление 6-и разрядного Ц/А преобразователя, что позволяет полностью скомпенсировать температурное выпряжнение, в этом случае и точности и линейности АЦП особые требования не предъявляются и он может быть упрощен. Возможно создать режим непрерывного слежения.

Результаты 2-х или более измерений АЦП (код разности) накапливаются в алгебраическом накопителе кода (например, в реверсивном счетчике), с которого и снимается выходной код.

4.5.2.2. Из приведенных структурных схем видно, что выход ИЧД делителя выведен на усилитель-компаратор (ИЧ - с полными наборами нестабильного делителя до 1000 В, ИЧ - рабочим в диапазоне сравнения на уровне 12 В).

Варианты построения платок плат усилителей-компараторов и их соединения с выходом ИЧД делителя ($r_{вх} = n \cdot R_{ф1}$ см.л.4.3.1) показаны на рис. 4.56, 4.63. Здесь необходимо иметь в виду, что высококачественные операционные усилители с ИЧД каналом и ускоренным выключением в настоящее время выполняются в основном трипольными, что ограничивает возможности их применения. Для построения высококачественного дифференциального усилителя необходимо использовать два трипольных усилителя (рис. 4.63).

Критерии при выборе схемы согласования выходов ИЧД делителя и выходов нестабильного усилителя с выходом усилителя-компаратора могут быть следующими:

- возможность включения дополнительного делителя для согласования напряжения опорного стабилитрона (см. также 4.5.2.3);
- возможность осуществления поддиапазонов с пределами ниже напряжения опорного источника, от которого работает ИЧД делитель;
- большое входное сопротивление для напряжения U_1 на поддиапазонах 1 В и 10 В (в случае дифференциального вольтметра);
- наличие "плавающей" цепи, влияющие сопротивления узелки и коды в этом случае, возможность привнесения заданного (эталонного) потенциала;

ИЧД.019.045

Лист
197

ИЧД.019.045 № докум. Подп. Дата

Корпусов

Формат 11

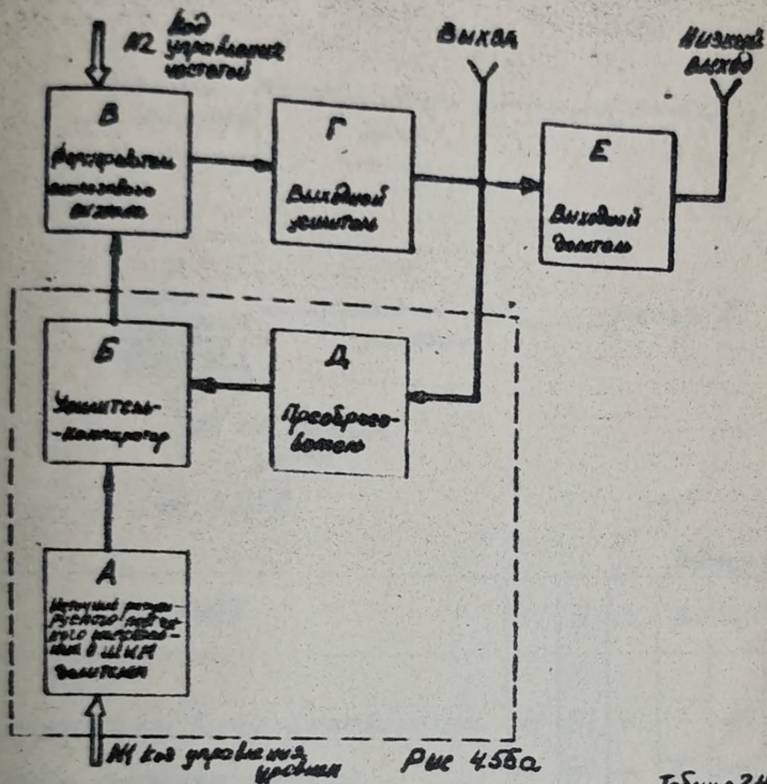


Таблица 24

Вид РИП	А	Б	В	Г	Д	Е
Источник постоянного напряжения 10мВ-1кВ	А1	Б1	-	Г1	-	Е1
Источник переменного напряжения до 100кГц	А1	Б2	В1	Г2	Д1	Е2
Источник переменного напряжения до 100МГц	А2	Б2	В2	Г3	А2	Е3
Источник переменного напряжения до 1ГГц	А2	Б2	В3	Г4	А2	Е4

Я610.019.045

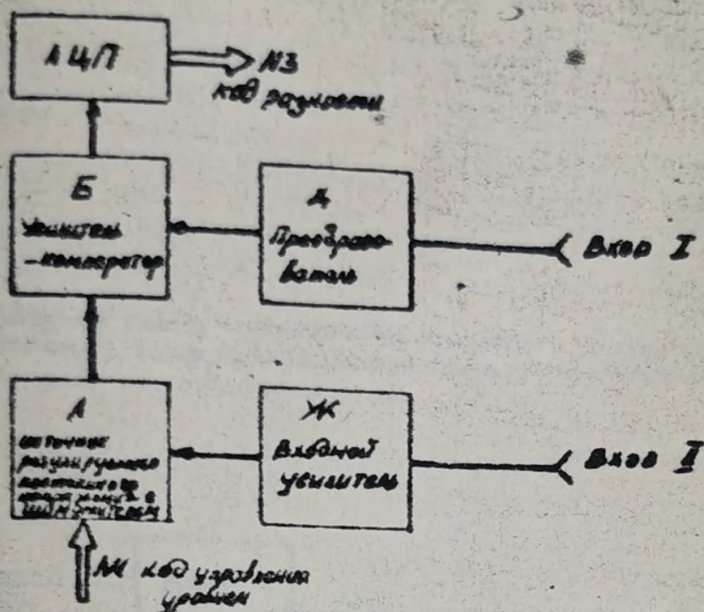


Рис. 4.55Б

Таблица 25

Вид РИП.	А	Б	Д	Ж	АЦП
Дифференциальный вольтметр постоянного тока	А1	Б1	-	-	АЦП
Вольтметр постоянного напряжения	А1	Б1	-	Ж	АЦП
Компенсационный вольтметр до 100 кГц	А1	Б2	Д1	-	АЦП
Компенсационный вольтметр до 10 МГц среднеквадратического значения	А2	Б2	Д3	-	АЦП
Компенсационный вольтметр до 1 ГГц	А2	Б2	Д2	-	АЦП

ЯБ10.049.045

Структурная схема цифро-аналогового образного вольтметра (цифрового вольтметра) постоянного или переменного тока.

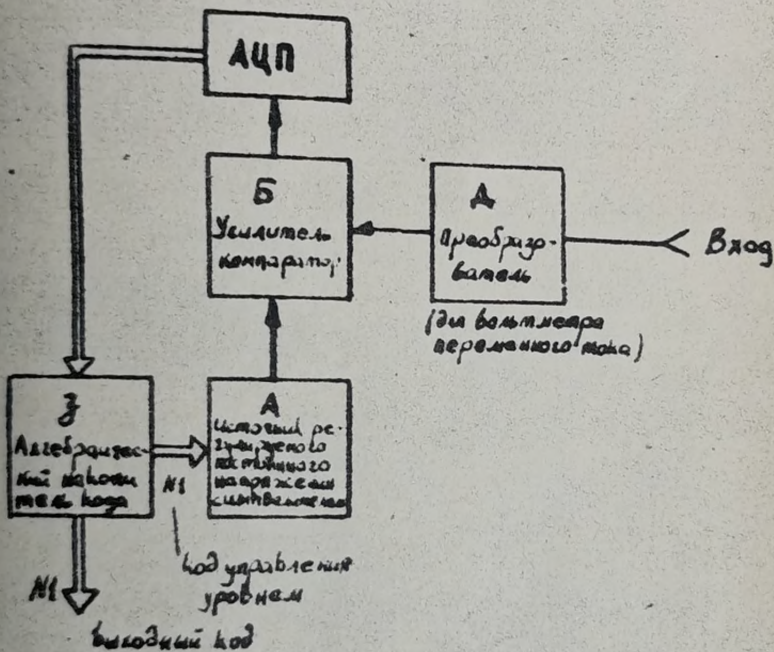


Рис. 4.36

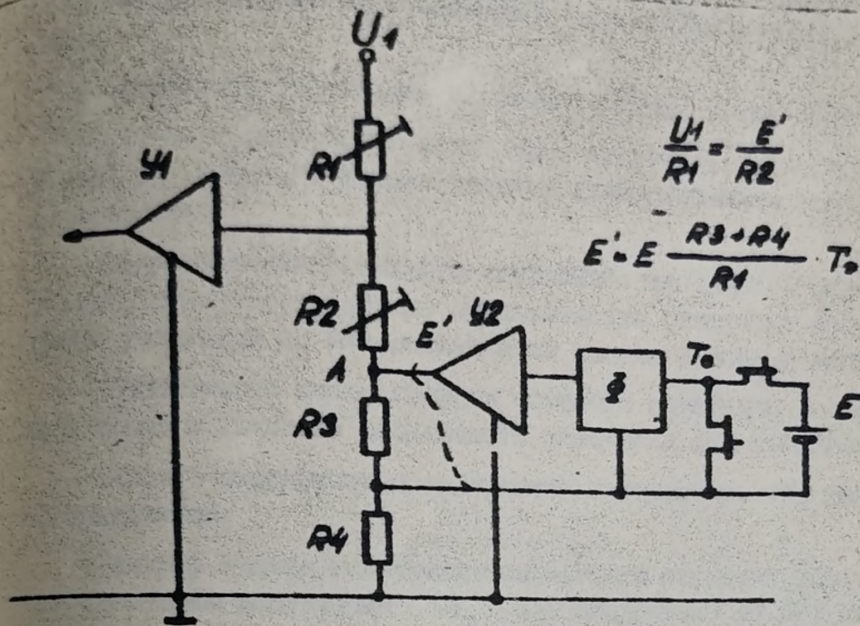
ЯВ10.019.045

Лист

140

Формат 11

Копировал



$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{E'}{R_2}$$

$$E' = E \frac{R_3 + R_4}{R_4} T_0$$

Рис. 4.58

E - опорное напряжение,

U_1 - сравниваемое (измеряемое или генерируемое) напряжение,

U_1 - усилитель компаратор,

U_2 - согласующий усилитель,

$\frac{R_1}{R_2}$ - масштабный делитель

$\frac{R_3}{R_4}$ - делитель согласования E с пределом по ЭДИА-на. Делитель занесется пунктиром, если E согласуется при помощи делителя $\frac{R_3}{R_4}$,

T_0 - коэффициент передачи ШИМ делителя.

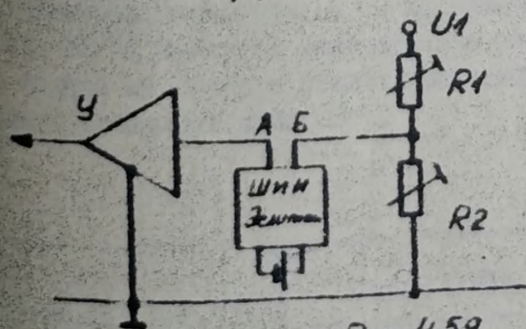


Рис. 4.59

Я5/0.013 045

- наличие общего провода для напряжений U_1 и E , позволяющего построение вольтметров с одновременной подачей сигналов;
- количество высококачественных усилителей постоянного напряжения;
- количество раздельных источников питания (их утечка, помехи);
- удобство построения масштабных делителей с предварительной калибровкой в т.ч. с использованием двухполосных с инвариантной погрешностью;
- минимальность выходного сопротивления папел, включенных на входы усилителей (точнее минимальность относительной напряженности дрейфа усилителя по напряжению и от входного тока к сигналу);
- возможность использования опорного источника для ИЭМ делителя также в качестве образцового источника для калибровки ИИП;
- способ переключения полярности измеряемого или генерируемого напряжения;
- способ защиты усилителя-компаратора от перегрузки при резком изменении напряжения U_1 или напряжения от ИЭМ делителя и др.

Одновременное оптимальное решение всех перечисленных вопросов не является возможным и зависит от параметров и конкретного назначения ИИП.

Рассмотрим кратко свойства приведенных схем.

Схема на рис. 4.58. Применяется при построении источников напряжений, выходное сопротивление для U_1 не имеет поддиапазонов высокого, требует отдельного питания "плавающего" ИЭМ делителя и источника E . Но эти цепи могут быть защищены защитным потенциалом от вспомогательного делителя между точками A и B (не показан), схема упрощается при исключении ИЭМ, помехоустойчивость хорошая, невозможность измерения отношений напряжений.

Схема на рис. 4.59. В простейшем случае необходимо только один усилитель, выходное сопротивление не имеет поддиапазонов высокого. ИЭМ делитель, источник E и их питание плавающие, поскольку делитель ИЭМ является относительно высокоомным, тогда затруднения при защите от помех и утечек, затруднения в обеспечении поддиапазонов с пределами ниже E .

Схема на рис. 4.60. Схема имеет высокое входное сопротивление для U_1 , отсутствует возможность измерения отношения напряжений, наличие отдельного питания усилителя U_1 , наличие отдельного питания ШИМ делителя и E , для защиты U_1 от перегрузки (в случае вольтметра) можно включить резистор R_5 , поддиапазон I В может быть получен при помощи делителя на выходе U_2 (не показан).

Схема на рис. 4.61 является развитием схемы на рис. 4.58 и обеспечивает повышенное входное сопротивление на входе поддиапазона. Поддиапазон I В получается также при помощи делителя R_5/R_6 .

Схема на рис. 4.62. Составной дифференциальный усилитель, позволяет измерять отношения, имеет высокое входное сопротивление для U_1 , поддиапазон I В может быть создан при помощи делителя тока R_5/R_6 , имеет "плавающее" источники питания U_1 и U_2 однако они могут быть достаточно надежно экранированы потенциалом общей клеммы усилителя U_2 , неудобства при согласовании напряжения E (см. ниже).

Схема на рис. 4.63. Составной дифференциальный усилитель, имеет один плавающий источник питания для усилителей, раздельное питание ШИМ делителя и E , на базе делителя R_5/R_6 удобно строить ограничительные или логарифмические цепи при построении вольтметров, в источниках образцовых напряжений ШИМ делитель и E могут быть соединены с общим проводом, затруднения в создании поддиапазона I В и согласования напряжения E .

Остановимся кратко на способах получения поддиапазонов в пределах шкалы E (например, поддиапазонов I В и 0,1 В). Как было видно из приведенных схем, это решается просто при использовании схем баланса токов или при возможности включения делителя на выход развязывающего усилителя U_2 . В остальных случаях можно:

- делить напряжение на выходе усредняющего фильтра (во избежание дополнительной погрешности параллельно этот делитель и резисторы фильтра выдолбить нормированные по сопротивлению);

- делить напряжение на выходе усредняющего фильтра (после выключной схемы);

- регулировать опорное напряжение (требуется усилитель опорного напряжения);

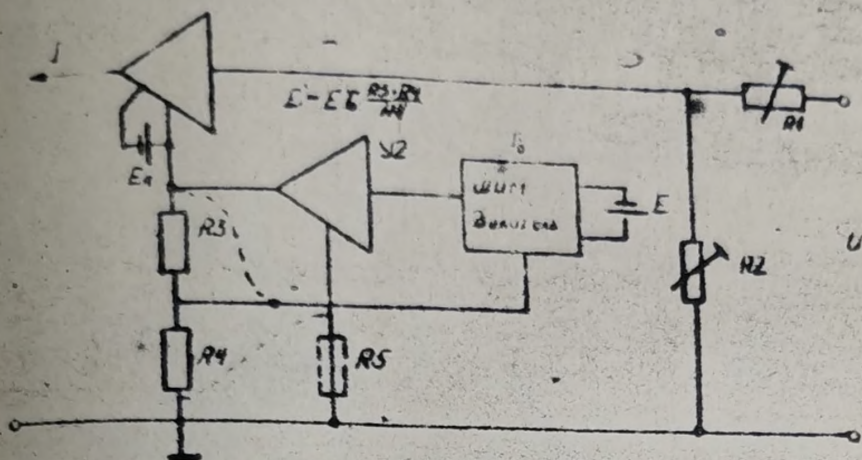


Рис 460

E_2 — источник питания
 R_5 — сопротивление увеличивающее выходной ток (2-й вариант дифференциального вольтметра)

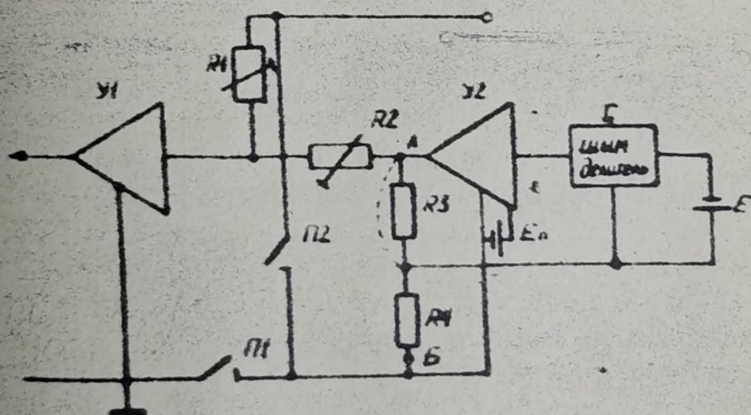


Рис 461

Π_1, Π_2 переключатели работавшие на поддиапазонах Π_1 замыкает на 100 В и 1000 В
 Π_2 замыкает на 1 В и 10 В. Схема обеспечивает высокое выходное сопротивление на поддиапазонах 10, 100

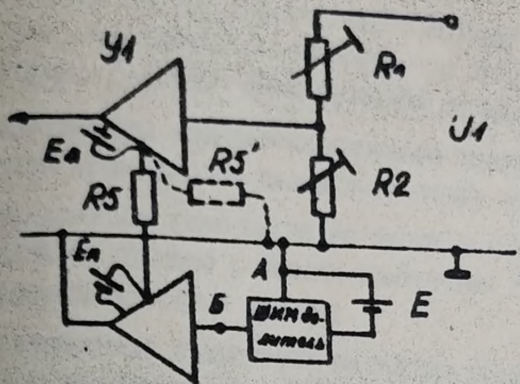


Рис. 4.62

$R5'$ - служит для образования поддиапазона 1В по напряжению $U1$.

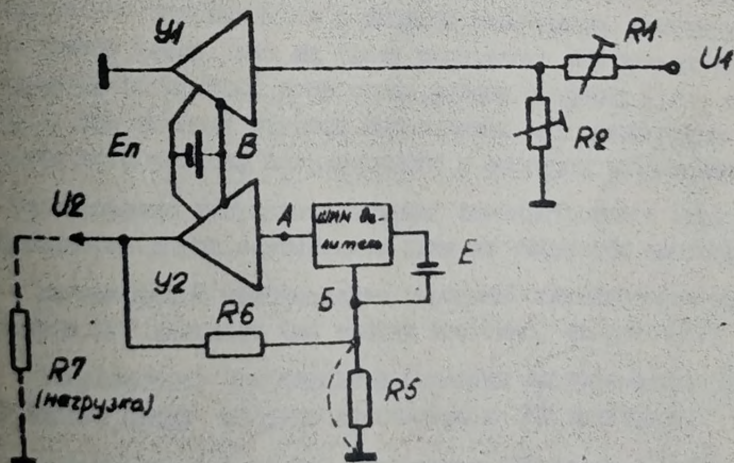


Рис. 4.63

Точка В может использоваться как мощный источник защитного потенциала. В РИП среднего класса точности вместо $U1$ и $U2$ можно использовать дифференциальный усилитель прямого усиления.

- использовать коэффициент передачи ИЭМ делителя меньше номинала (например $T_{max} = 0,1$), если S_1 (см. п. 4.3.1) удовлетворяет требуемой разрешающей способности.

Способы изменения полярности генерируемого напряжения в выходных или компенсационного напряжения в вольтметре:

- переключение полярности только вручную на внешних клеммах прибора или переключение полярности при помощи реле внутри ИЭМ, но также путем переключателя проводов от клемм прибора;

- переключение полярности опорного источника E . Здесь указывается режим работы схемы управления клеммами ИЭМ;

- переключение полярности на входе развязывающего усилителя U_2 . Здесь необходимо в каждом конкретном случае выяснить вопросы высокоустойчивости и утечек;

- переключение полярности на входе развязывающего усилителя U_2 на приведенных схемах обозначены точки A и B , где производится переключение. В этом случае усилитель U_2 питается в отдельном источнике питания.

4.5.2.3. Аналоговый вход ИЭМ делителя работает либо от кремнивого опорного стабилизатора, либо от внешнего опорного напряжения (непосредственно или через масштабный усилитель, рис. 4.56) в случае измерения отношения напряжений. Входное сопротивление ИЭМ делителя достаточно высоко (порядка $R_{ф1}$) и он может непосредственно подключаться к опорным источникам. Необходимо иметь однако в виду, что на схему управления ИЭМ клеммы необходимо подавать отключающее напряжение, равное опорному (E_3 на рис. 4.55), при внешних опорных напряжениях E_3 необходимо снимать с выхода повторителя, подключенного к опорному напряжению.

Согласование напряжений опорных стабилизаторов с пределами поддиапазонов можно осуществлять одним из следующих способов:

- регулировкой коэффициента передачи операционного усилителя на выходе ИЭМ делителя (не всегда возможно) см. рис. 4.58;
- регулировкой коэффициента передачи операционного усилителя, включенного между опорным источником и ИЭМ делителем;
- регулировкой периода повторения ИЭМ (см. п. 4.3.6);

ЛЮ.019.045

Автом

147

Изм. Авт. № докум. Подп. Дата

Копировал

Формат 11

- регулировкой цепи обратной связи источника напряжения или входом цепи вольтметра.

Все аналоговые методы согласования вносят дополнительную погрешность от согласующего делителя. При регулировке периода построения меняется частота пульсации на выходе фильтра и не возможно получение напряжения выше напряжения опорного источника (например 9,5 В). Регулировка во входном цепи вольтметра не желательна, если не подбираться пределами до 10 В нужно иметь высокое входное сопротивление и входной делитель необходимо откалибровать.

Погрешность вносимая нестабильностью аналоговой согласующей цепи может быть сделана независимой от подкалибровки и быть устранена при калибровке прибора по внутреннему образцовому источнику.

4.5.2.4. Результаты настоящей НИР используются на предприятии при проектировании ряда образцов вольтметров и источников напряжения с применением линейных и нелинейных ЦИИ делителей напряжения.

4.5.3. Быстродействующий аналого-цифровой преобразователь с коррекцией погрешности.

4.5.3.1. Вопросы назначения и применения быстродействующих аналого-цифровых преобразователей (БАЦП) рассмотрены в отчете по подготовительной стадии данной научно-исследовательской работы [13], там же приведено обоснование выбора структурной схемы БАЦП. Показано, что с точки зрения быстродействия и количества применяемых прецизионных элементов оптимальным является метод последовательно-параллельного аналого-цифрового преобразования с системой коррекции погрешности.

На втором этапе НИР проводился анализ и уточнение первоначальной схемы узлов АЦП, вследствие чего были внесены изменения также в структурную схему. Рассмотрим в дальнейшем кратко изменения в структурной схеме БАЦП и более подробно основной результат данной работы - создание простого и быстродействующего делительного аналого-цифрового преобразователя на основе логических интегральных микросхем.

ИВЮ.019.045

148

Имя Инициалы № докум Подп Дата

Формат 11

Копировала

Ивант Петровича Михайлова С-Петербургского университета
и МММ ДИПЛОМА

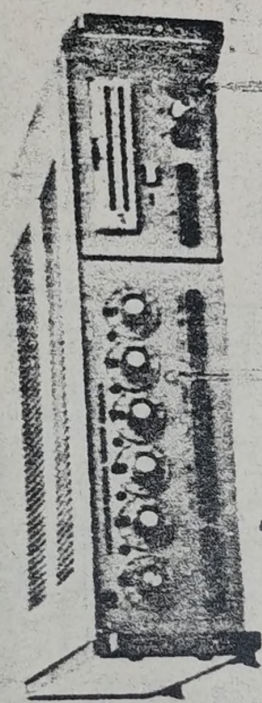


Fig. 6.04

№ 013.045

Ивант Петровича	№ 013.045	Ивант	Ивант
-----------------	-----------	-------	-------

Копирован

Формат 11

Лист
149

17
10

СЕРТИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ИСПЫТАНИЙ

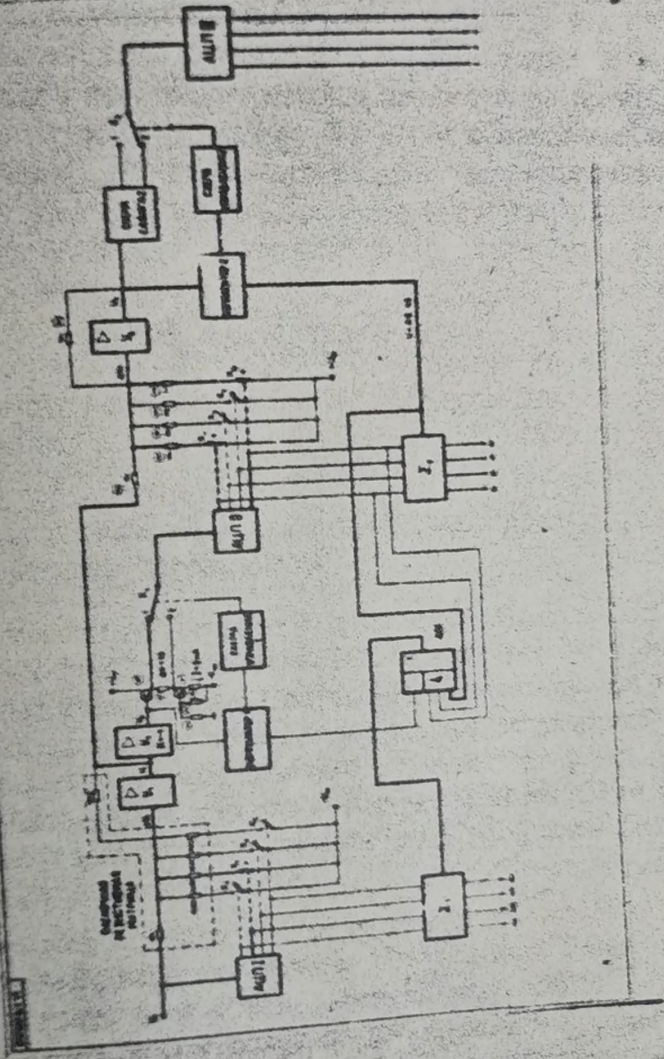


Рис. 4.65

ИД. 019, 045

Лист
150

Формат 11

Имя Автор № докум. Подп. Дата

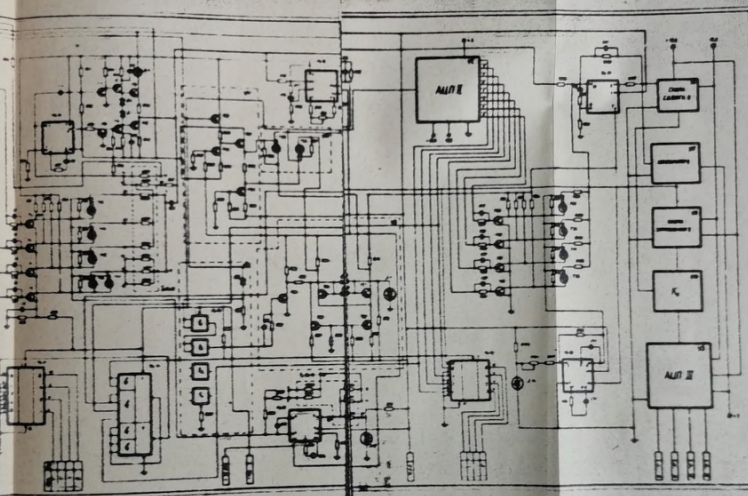
Копиробот

Схема системы

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

Fig. 2, G

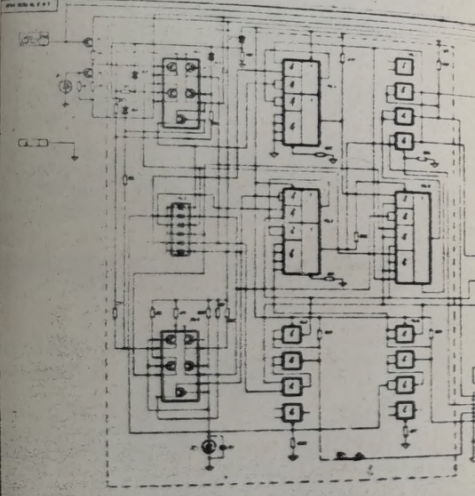
КМ АУСМ № 001



АУСМ
124
Том II

84

А4



4.5.3.2. Описание структурной схемы быстродействующего аналого-цифрового преобразователя.

По сравнению с приведенной в отчете по подготовительной стадии данной работы структурной схемой (рис. 4.7 [13]) в существующую структурную схему введены следующие изменения:

а) система коррекции погрешности построена таким образом, что цифровые блоки коррекции вместо операции вычитания ведут коррекцию при помощи операции суммирования. Это позволяет значительно упростить блоки коррекции и позволяет выполнить этот блок на одной интегральной схеме - на четырехразрядном полуме-модуле сумматора (дополнения и сдвиг 134) вместо трех интегральных схем, применяемых в первоначальном варианте;

б) вместо схем вычитания в цепи децимации АЦП применены схемы сложения, позволяющие осуществлять более быстрый переход в режим с коррекцией погрешности;

в) в схему введена дополнительная схема коррекции - это интегральная логическая схема, обработанная информацией о положении обих компараторов погрешности. Наличие этой схемы уменьшает требования к чувствительности компаратора погрешности старшей декады;

г) благодаря введению отмеченных выше изменений отпадает необходимость применения во второй декаде цифрового блока обратного кода.

4.5.3.3. Декодирование аналого-цифровой преобразователем

Благодаря применению в АЦП системы коррекции погрешности его децимация АЦП может быть сравнительно точечной. Это касается как упрощенной схематической модели в дек для АЦП компараторов, так и гистерезиса последних, при этом всем трем декадам АЦП предъявляются одинаковые требования.

Учитывая то, что в статических параметрах децимации АЦП предъявляются высокие требования, была поставлена цель разработать максимально простой и максимально быстродействующий дециматор АЦП. По результатам исследований различных типов сравнительных устройств компараторов в децимации АЦП был выбран компаратор на основе логических интегральных схем. Говорится, что при помощи двух восьми-разрядных компараторов на двух логических инверторов можно создать схему

ИЮ.019.045

Март
192

Имя
№ докум
Дата

Алгоритм

Формат 11

схематора Бакста - схему компаратора. Схема амплитудного компаратора на основе ТТЛ микросхем приведена на рис. 4.67 и работает следующим образом: последовательное срабатывание двух инвертирующих вентилей вызывает их постоянное выхождение в противоположных логических положениях. Это вызывает постоянное падение напряжения на резисторе R_2 , вызывая следовательно и постоянное напряжение смещения. Это положение можно изменить добавлением второго резистора R_1 . Дополнительный ток через этот резистор в случае, когда второй вентиль находится в нулевом положении, вызывает увеличение напряжения обратной связи на резисторе R_2 , вызывая увеличение скорости переключения первого вентиля. Приведенная схема была выполнена с ТТЛ интегральными схемами серии 133, 134 и 136. Схема амплитудного компаратора работала на всех этих сериях, в малом объеме применены амплитудные компараторы на основе логических схем серии 134. Для серии 134 оптимальны: величины сопротивлений внешних резисторов следующие: $R1_{opt} = 1,8 \text{ кОм}$, $R2_{opt} = 16 \text{ Ом}$, значения электрических параметров компараторов следующие:

$$U_{сраб.} = 1,4 - 1,5 \text{ В}$$

$$U_{смещ.} = 100 \text{ мВ}$$

$$f_{перех. макс} = 10 \text{ МГц.}$$

Отдельным показателем амплитудного компаратора на основе ТТЛ схем является зависимость входного тока ТТЛ вентилей от логического положения вентиля. Например, входной ток ТТЛ вентилей в положении единицы (по выводу) в зависимости от серии находится в пределах от 0,2 до 2 мА, в положении нуля в пределах десятков мкА. Уменьшение входного тока в таких больших пределах затрудняет применение на входе компараторов делителя АЦХ классического резистивного делителя. Чтобы исключить влияние изменения падения напряжения на резисторах делителя, вызванное изменением входного тока вентиля, необходимо использовать очень низкоомный делитель (порядка десятков и сотен Ом) даже с учетом наличия системы коррекции погрешности БАЦХ в целом. Очевидно, что столь низкоомный делитель будет потреблять значительный от масштабных усилителей (до сотен мА), что определяет очень высокие требования к выходному току каждого масштабного усилителя. Источники из вышеуказанного, схема входного напряжения на амплитудном компараторе была выполнена при помощи смещения в приемном направлении кремниевых диодов.

ЯЭУ.019.048

Лист

153

№ докум

Лист

Дата

Копировал

Формат

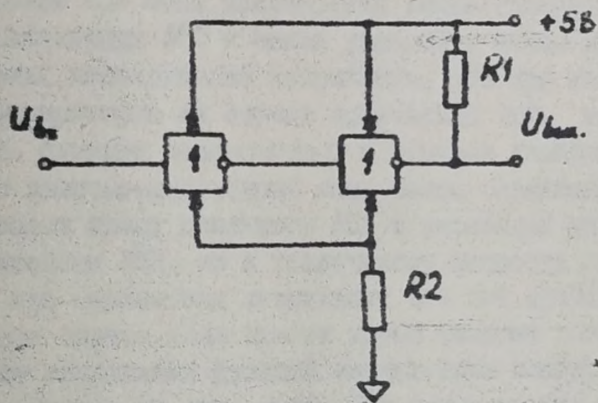


Рис. 4.67

ЯБ10.019.045

Принцип действия такой входной схемы объясняется на рис. 4.69. К входу мостового (или входного) усилителя подключены соединенные последовательно кремниевые диоды, второй конец этой диодной цепи включен к источнику тока. Таким образом, через диоды постоянно протекает постоянный ток, значение которого выбрано в пределах нескольких мА, а так как величина прямого падения напряжения на диодах мало изменяется от изменения значения прямого тока в большом диапазоне, то изменение входного тока декадного АЦП, вызванное включением-выключением отдельных компараторов, на падение напряжения на диодах существенного влияния не окажет.

В ходе данной К.Р. были исследованы также принципы общего построения параллельных АЦП с целью упрощения схемы декадного АЦП. В результате этих исследований выяснилось, что при встроении амплитудных компараторов на основе логических ИС можно в одной схеме соединить функции компараторов и функции дешифратора десятичного кода в двоично-десятичный код. Такое соединение функций не только упрощает схему декадного АЦП и уменьшает количество элементов в декадном АЦП, но и увеличивает скорость преобразования декадного АЦП при одновыходных элементах, так как преобразуемому сигналу в данном случае надо пройти через меньшее количество элементов. Принцип соединения функций амплитудных компараторов и дешифратора изображен на рис. 4.69. Как видно из рис. 4.69 в качестве первого вентеля амплитудного компаратора по рис. 4.67 использована интегральная схема "И-ИЛИ-НЕ" (такую структуру имеет, например, схема ИР342) - Мс1. Так как схема Мс1 четырехконтурно расширена на "ИЛИ", то с такой схемой можно выполнить амплитудный компаратор на четыре уровня входного сигнала. Входные сигналы с различными уровнями входной двоичной цепи подаются на один вход "И", остальные входы "И" при этом используют для выполнения функции дешифрования. Приведенную на рис. 4.68 схему можно использовать, например, для получения кодовой единицы ("1"), в таком случае значениями напряжений U_1, U_2, U_3 и U_4 должны соответствовать значениям входного напряжения уровней 1, 3, 5 и 7 (см. табл. 2.1). Остальные входы "И" используются для выполнения функции дешифрования. Принцип дешифрования следующий: с помощью выходов декадного АЦП напряжения, соответствующего единичному уровню (U_1) срабатывает компараторная схема кодовой единицы ("1") и остается включенной до появления уровня двоичной

ИМО.019.045

Авт.
135

Формат 11

Копировал

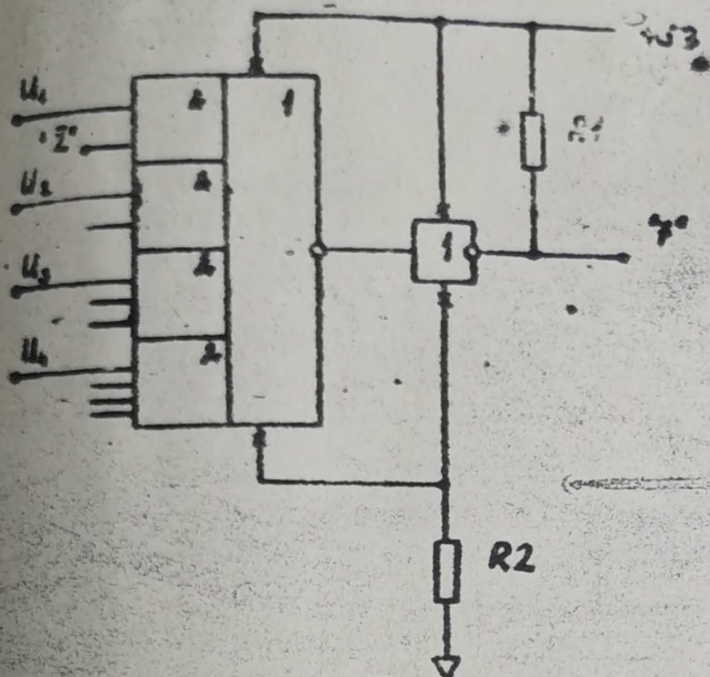


Рис. 4. 68

Таблица 26.

U_4	'8'	'4'	'2'	'1'
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

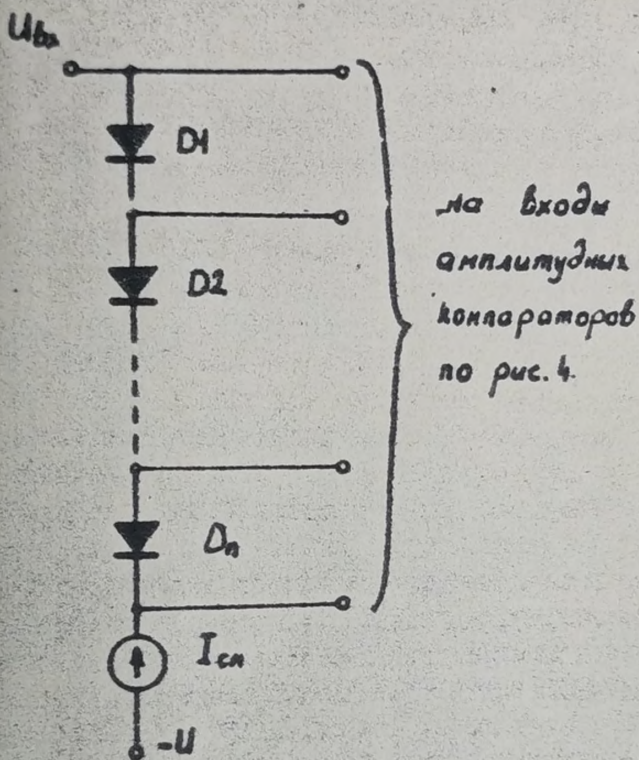
ЯВЮ 019.045

Лист 1

136

Формат И

Корпусная



на входы
амплитудных
компараторов
по рис. 4.

Рис. 4.69

Выключение кодовой единицы при получении двойки происходит следо-
вательно по такому же принципу построена схема дешифрирования во всем де-
кадном аналого-цифровом преобразователе. Схема декадного АЦП в
рис. 4.66 (функция аналого-цифрового преобразования) в рис. 4.66). На
микросхемах №4 - №9, транзисторы из микросхем №1 и №3 и
диоды из микросхем №2 служат для подачи входных уровней в
микросхем декадного АЦП.

4.5.3.4. Результаты экспериментального исследования

На втором этапе НИР экспериментально исследовались наиболее
критичные узлы БАЦП - декадные АЦП и масштабные усилители.

Экспериментальное исследование декадных аналого-цифровых
преобразователей.

Экспериментальное исследование декадных АЦП заключалось в
определении скорости преобразования и в определении температур-
ной стабильности преобразователя. Экспериментальное исследование
скорости преобразования декадного АЦП было проведено при помощи
всплывающего импульсного осциллографа С1-33, один луч которого
использовался для наблюдения входного сигнала, четыре остальных
луча использовались для наблюдения появления кодовых выходов
"1", "2", "4" и "8" преобразователя. В качестве входного сигнала
декадного АЦП использовались прямоугольные импульсы с изменяемой
амплитудой. Существо эксперимента показано на рис. 4.70. На левой
части рис. 4.70 показан входной импульс, на правой части на четы-
рех лучах показаны логические положения кодовых выходов декадного
АЦП в соответствии с амплитудой входного импульса. Во время экспе-
римента исследовалась минимальная длительность входного импульса,
при котором было получено четкое появление кодовых выходов. Для
серии I34 минимальная длительность импульса была 800 нсек. Экспе-
рименты показали возможность повышения быстродействия применением
более быстродействующих микросхем - например, из серии I33.

Был определен также температурный диапазон уверенной работы
декадного АЦП. Результаты эксперимента приведены на рис. 4.71.
Пунктирной линией на рис. 4.70 показан допустимый диапазон сраба-
тывания компаратора декадного АЦП. Видно, что с увеличением
температуры уменьшается значение напряжения срабатывания компара-
тора и увеличивается гистерезис, но компараторы декадного АЦП

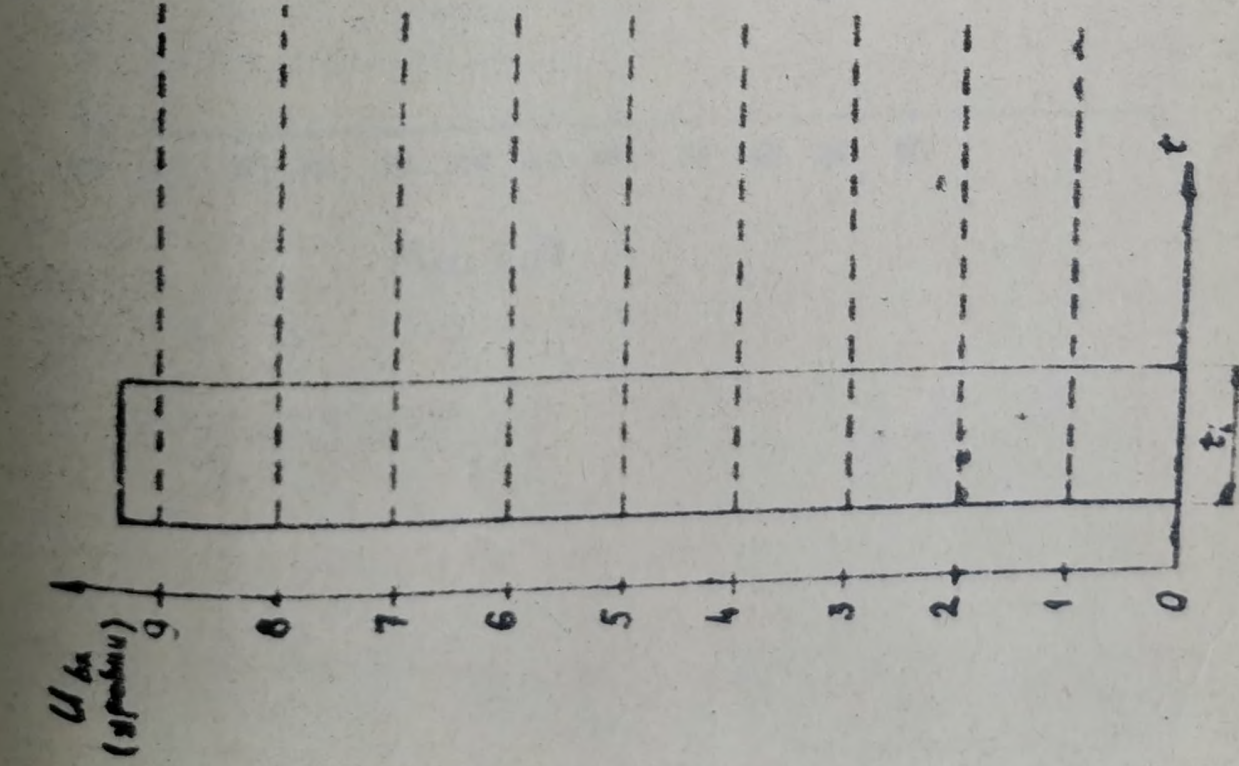
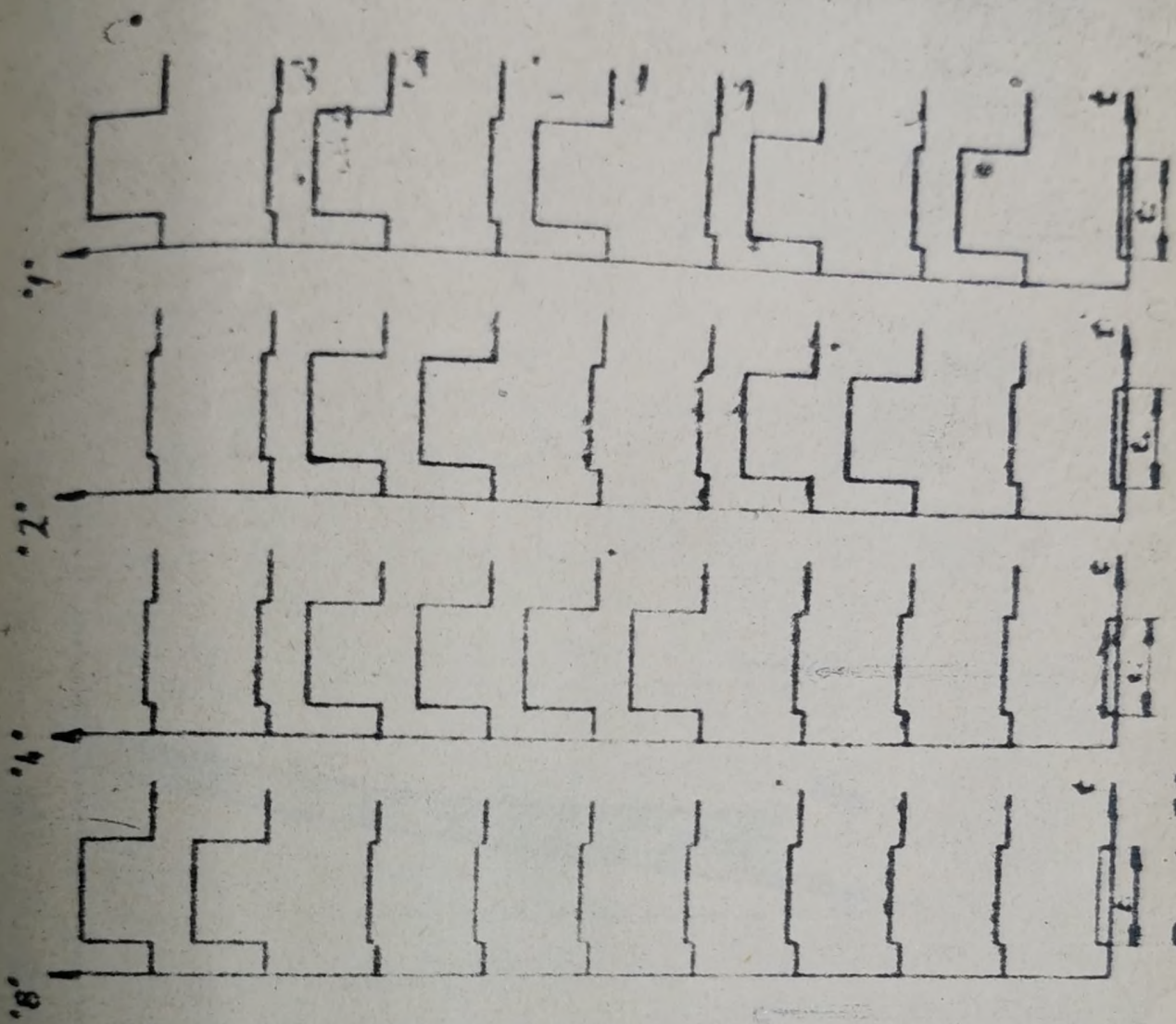


Рис. 4, 70

ЯБ10.019.045

150

№ п/п	№ документа	Дата	Подпись

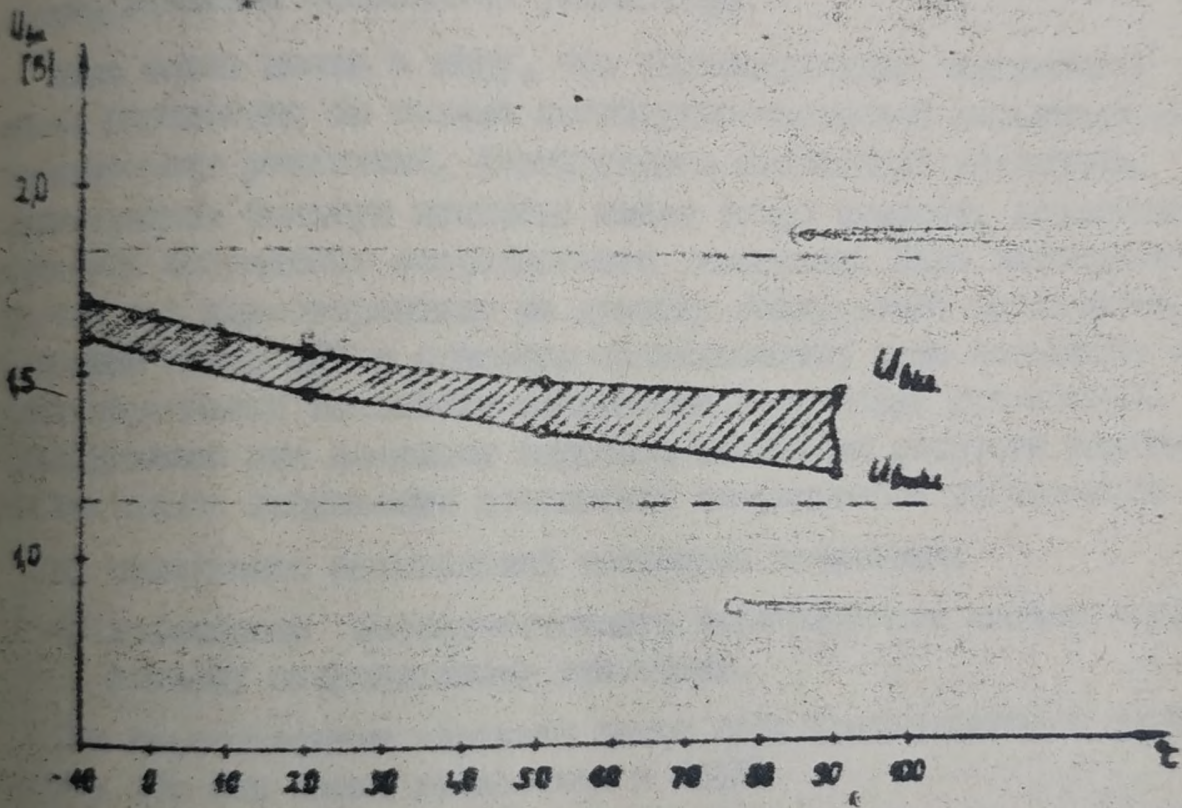


Рис. 4.71

ЯЫЮ.049.045

100

№ 0010 Поле Дата

Страница 11

приведены в документальном виде (в виде, охватывающем
систему коррекции погрешности) в интервале температур свыше
100°C.

На рис. 4.74 приведены осциллограммы срабатывания компаратора на ИС К11Б341.

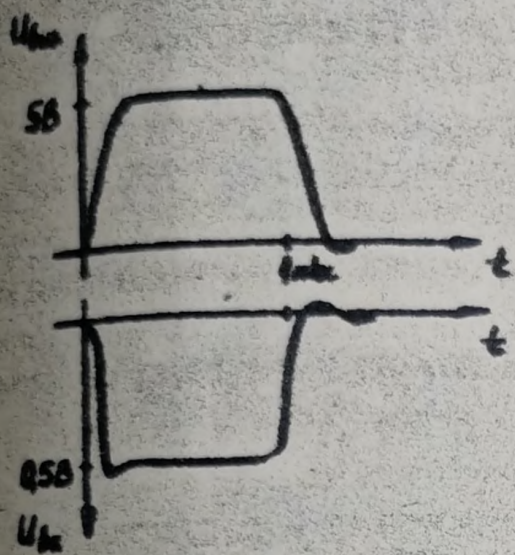
В приведенном отчете по подготовительной стадии данной научно-исследовательской работы расчете быстродействия БАЩ показано, что скорость преобразования БАЩ определяется скоростью характеристических масштабных усилителей.

Надо особо иметь в виду, что быстродействие масштабного усилителя определяется не только амплитудно-частотной характеристикой операционного усилителя, формирующего масштабный усилитель. Исключительно большую важность имеет также скорость нарастания выходного напряжения операционного усилителя. Надо подчеркнуть, что оба эти характеристика не связаны между собой однозначно. На втором этапе НИР в основном исследовались пути повышения скорости нарастания выходного напряжения масштабных усилителей. Исследовались два основных варианта повышения скорости нарастания выходного напряжения монолитных операционных усилителей:

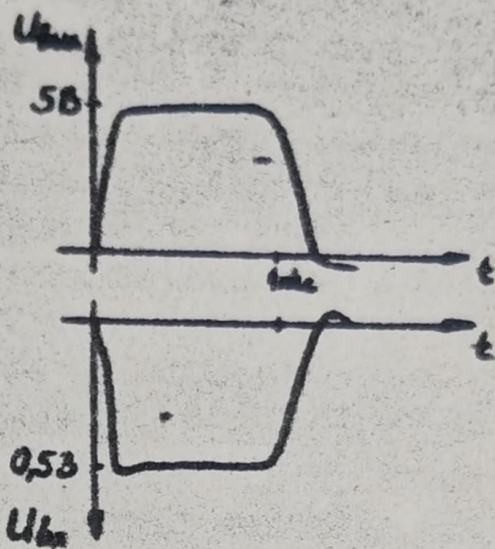
- а) применение специальной частотной коррекции;
- б) добавление высокочастотного параллельного канала к монолитному операционному усилителю.

Оба перечисленных варианта имеют свои преимущества и ограничения и оба они нашли применение в БАЩ.

Метод специальной частотной коррекции используется во втором (высшем) масштабном усилителе БАЩ. В качестве монолитного операционного усилителя применялась наиболее быстродействующая из существующих схема 1УТ401Б. Схема масштабного усилителя с применением специальной частотной коррекции и осциллограммы работы приведены на рис. 4.7а и рис. 4.7б и в. Необходимо подчеркнуть большое влияние двух элементов коррекции - резистора R_3 и конденсатора. Применение разделительного резистора R_3 на выходе операционного усилителя исключает генерацию схемы при емкостных нагрузках. Резистор R_3 , шунтируемый конденсатором $C_{ос}$, исключает возможность сброса выходного напряжения в нуль. Метод повышения скорости нарастания выходного напряжения монолитного операционного усилителя прост и потребует малое количество деталей, но повышение быстродействия сопровождается увеличением шумов. Поэтому



a) $C_3 = 1,0 \text{ нкФ}$
 $C_4 = 10 \text{ нФ}$



б) $C_3 = 1,0 \text{ нкФ}$
 $C_4 = 6 \text{ нФ}$

Рис. 4.73.

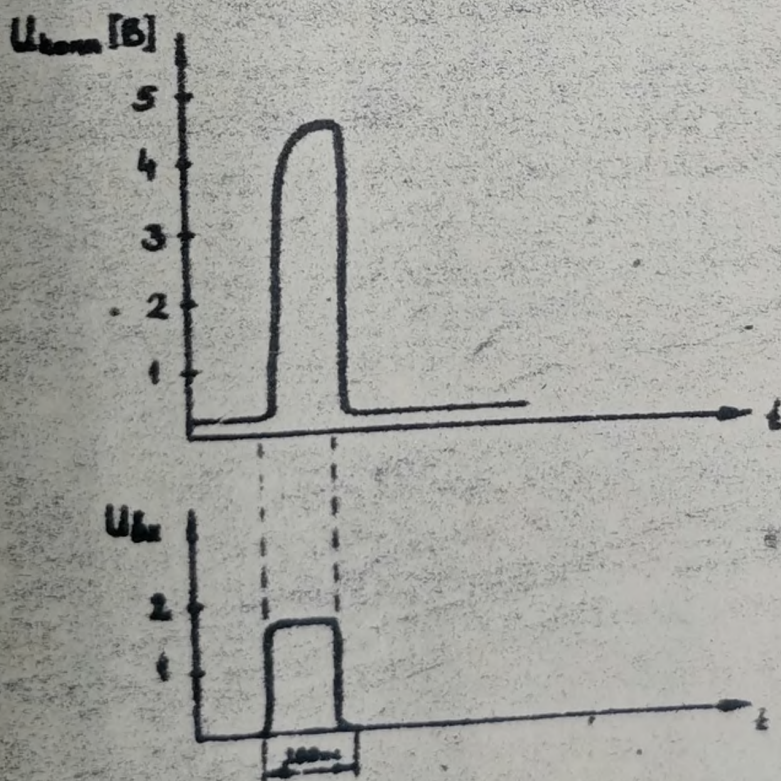


Рис. 4.74

Лист № 1
Имя
Подпись
Дата

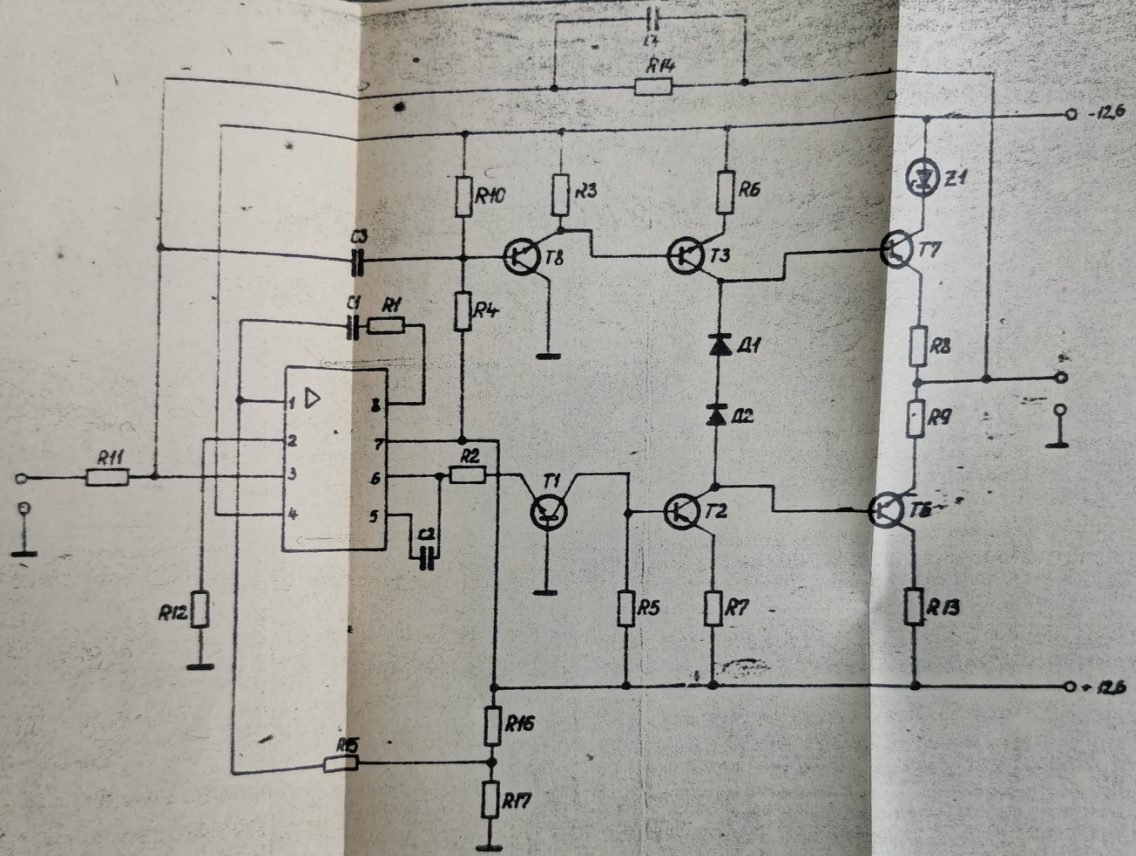
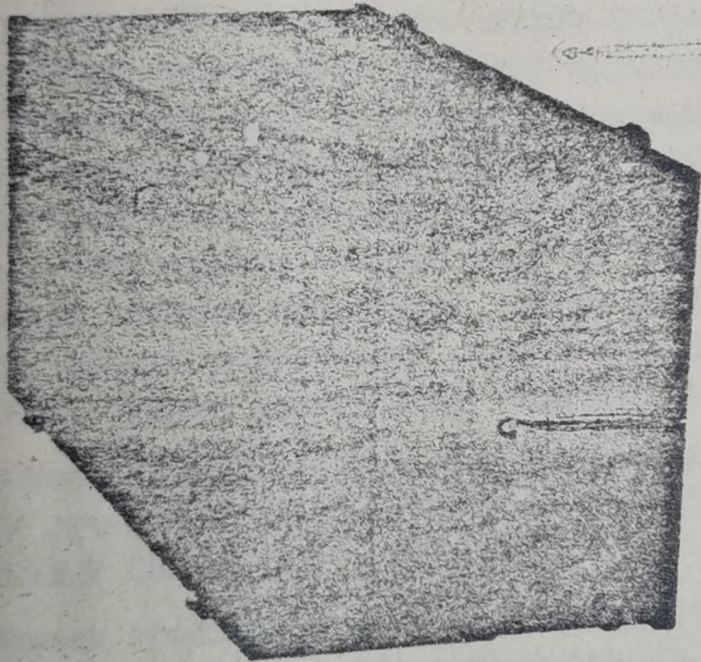


Рис. 4-75

Имя	Подпись	№ документа	Подпись	Дата

ЯБ/О. 019 045



Page 476

в первом масштабном усилителе такой ЦУ для повышения быстродействия непригоден.

В первом масштабном усилителе скорость нарастания выходного напряжения повышается при помощи параллельного быстродействующего канала. Схема усилителя приведена на рис. 4.75 и осциллограммы работы на рис. 4.73а и рис. 4.73б.

4.6. Производительные методы поверки ЦВ

4.6.1. Анализ возможных методов поверки ЦВ в соответствии с требованиями государственных стандартов приведен в третьей части отчета по подготовительной стадии [14]. Повышение требований к поверке ЦВ по систематическим погрешностям и характеристикам флуктуации существенно увеличит трудоемкость поверочной процедуры. Выполнение этой процедуры с помощью существующих в настоящее время образцовых приборов с ручной регулировкой требует от оператора выполнения большого количества манипуляций, таких как настройка контрольного оборудования на нужный выходной параметр при заданной частоте повторения определенных показаний ЦВ, снятие показаний, оценка погрешности поверяемого прибора во всех поверяемых точках, запись результатов поверки и т.п.

Производительность труда при выполнении описанной трудоемкой процедуры ручными средствами остается низкой в условиях заводов изготовителей ЦВ.

Решением проблемы является создание и внедрение автоматических систем контроля (АСК) параметров ЦВ. Применение АСК резко сокращает время поверки, снижает требования к квалификации оператора, повышает качество и эффективность поверки, а также уменьшает влияние субъективных факторов на результаты. Минимизация числа ручных манипуляций и сокращение времени поверочной процедуры - основные критерии при создании АСК.

Рассмотрим коротко методы поверки, пригодные для построения несложных АСК, разработанных в ходе данной НИР [14]. Методы являются "принудительными" - не требуют настройки АСК в зависимости от показаний поверяемого ЦВ.

4.6.2. Допусковой метод поверки ЦВ

Принцип метода состоит в том, что в поверяемой точке N_0 , который соответствует входное напряжение U_0 идеального вольтметра, производится две серии измерений, причем на вход поверяемого ЦВ подается n раз напряжение $U_0 + \Delta q_{\text{доп}}$ и n раз напряжение $U_0 - \Delta q_{\text{доп}}$.

Поверяемый прибор считается годным, если выполнены условия:

а) если из n измерений с вероятностью $p_1 \geq p_0$ появляется показание поверяемого прибора $N(U_0 + \Delta q_{\text{доп}}) > N_0$ и с вероятностью $1 - p_1 \leq 1 - p_0$ появляется показание $N(U_0 - \Delta q_{\text{доп}}) \geq N_0$ (годность по положительному допуску);

б) если из n измерений с вероятностью $p_2 \geq p_0$ появляется показание $N(U_0 - \Delta q_{\text{доп}}) < N_0$ и с вероятностью $1 - p_2 \leq 1 - p_0$ появляется показание $N(U_0 + \Delta q_{\text{доп}}) \geq N_0$ (годность по отрицательному допуску). Структурная схема установки допускового контроля ЦВ приведена на рис. 4.76. При определении годности по систематической составляющей погрешности $p_0 = 0,5$, по суммарной погрешности $p_0 = 0,9$.

4.6.3. Интегрирующий метод поверки ЦВ

Метод состоит в том, что к известному входному напряжению поверяемого ЦВ суммируется ступенчато-изменяющееся дополнительное напряжение, величину которого на i -ой ступени можно выразить следующей формулой:

$$U_{\text{доп. } i} = U_0 \left(-\frac{1}{2} + \frac{i}{M} - \frac{1}{2M} \right) \quad (4.72)$$

- где U_0 — напряжение, равное единице квантования;
 M — количество ступеней (целесообразно выбирать $M = 5; 10; 20$);
 i — порядковый номер ступени ($1 \dots M$).

На каждой i -ой ступени снимается n показаний поверяемого вольтметра. Все $M \cdot n$ показаний суммируется и определяется усредненное показание (целесообразно выбрать $M \cdot n = 10^L$, L — целое число).

Из формулы (4.72) следует, что среднее значение дополнительного напряжения за все $M \cdot n$ измерений равно нулю, поэтому оно не влияет на усредненный результат измерения, погрешность не

Структурная схема установки допускового контроля

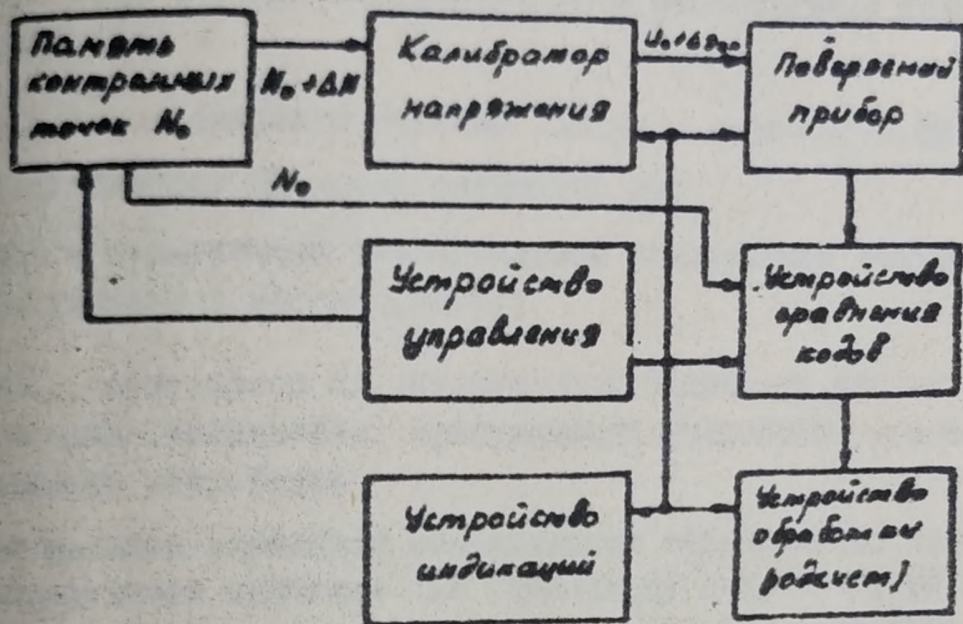


Рис. 4.76

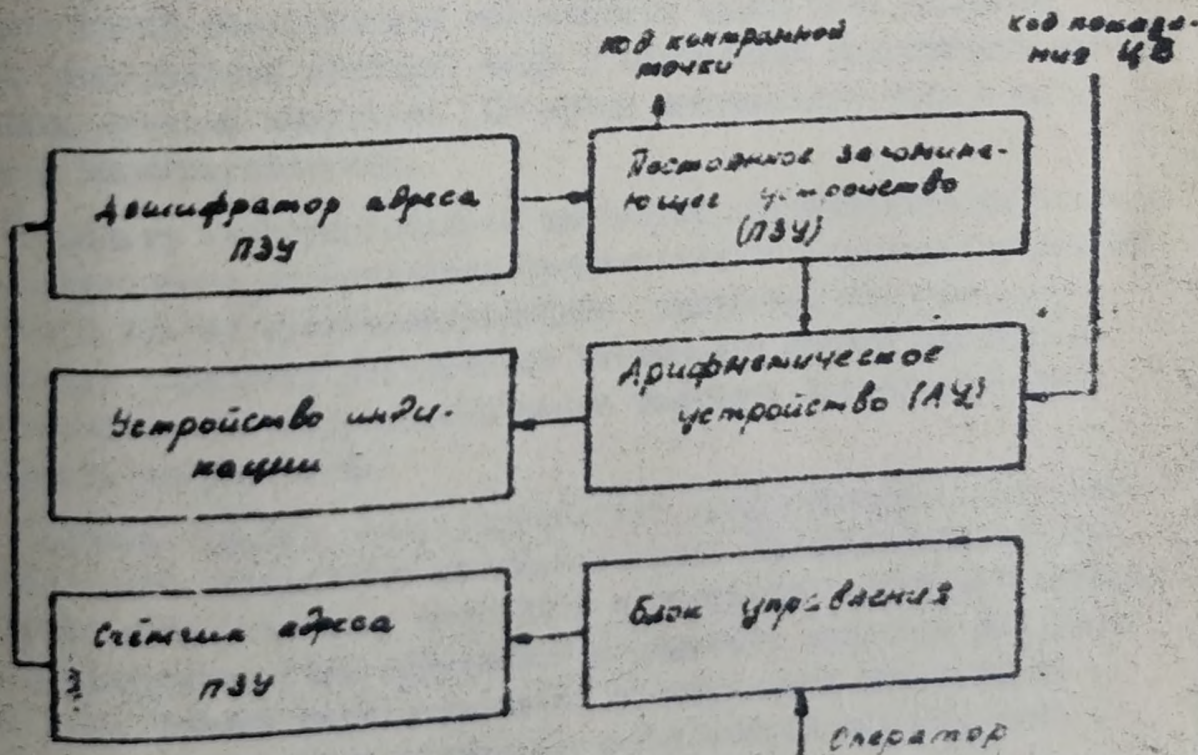


Рис. 4.77

квантования поверяемого ЦВ будет уменьшена с $\pm \frac{U_a}{2}$ на $\frac{U_a}{2M}$.
Таким образом разность между усредненным показанием поверяемого ЦВ и U_0 (практически N_0) равна систематической составляющей погрешности ЦВ, которая должна быть определена у всех выпускаемых приборов.

4.6.4. Автоматические системы контроля параметров ЦВ

АСК параметров ЦВ можно разделить на:

- АСК с применением универсальной электронной цифровой вычислительной машины (ЭЦВМ);
- АСК, состоящая из управляемого источника аналогового сигнала (напряжения) программного устройства и арифметического устройства

При наличии случайной составляющей погрешности, средней среднеквадратичное значение σ_{ca} (амплитуду $\sim 1,7\sigma_{ca}$), то систематическая составляющая погрешности найденная интегрирующим способом, имеет доверительный интервал $\pm 1,7 \frac{\sigma_{ca}}{\sqrt{M \cdot n}}$ (в котором погрешность находится с вероятностью 90%) [Л.4].

Осуществление арифметического устройства для определения систематической составляющей погрешности может быть наиболее простой (реверсивный счетчик) если у поверяемых вольтметров имеется выход счетных импульсов (ЦВ время импульсного типа в т.ч. с двойным интегрированием).

Поскольку экспериментально найденные систематические составляющие погрешности распределены практически по нормальному закону (если $M \cdot n \geq 10$) со среднеквадратичным значением $\sigma_{cm} = \sigma_{ca} \frac{1}{\sqrt{M \cdot n}}$ производя обработку результатов нескольких оценок систематической составляющей погрешности можно получить оценку случайной составляющей погрешности.

В работе [Л.50] было разработано арифметическое устройство, позволяющее определение систематической составляющей погрешности ЦВ по интегрирующему способу и определению случайной составляющей погрешности путем усреднения абсолютных значений отклонений отдельных оценок систематической составляющей погрешности от среднего значения всех оценок систематической составляющей.

Арифметическое устройство находится в стадии макетирования.

АСК с применением центральной ЭЦМ являются универсальными системами позволяющие выполнить одновременно поверку самого различного типа измерительных приборов по различным программам, операторами работающими на различных рабочих местах. Целью данной работы было рассмотрение возможностей создания малых систем АСК для нуля одного рабочего места. Поэтому вышеуказанные системы подробно не были рассмотрены.

АСК с применением программного и арифметического устройств представляет собой комплекс аппаратуры поверки с программным управлением, который полностью находится на рабочем месте оператора. Такие системы являются специализированными.

Создание малых систем программного управления из серийно выпускаемых производством блоков и приборов в настоящее время не представляется возможным ввиду отсутствия всех необходимых блоков или не рационального использования дорогостоящих универсальных устройств.

Малым системам определяются следующие требования:

- возможность ручного и автоматического управления программатором;
- простота изменения кода контрольных точек и поддиапазона измерения в постоянной памяти программатора;
- возможность вмешательства оператора в любой момент процесса поверки;
- определение погрешности в контролируемой точке;
- визуальная индикация или выдача на печать результата поверки (вычисленные погрешности).

Целесообразный объем постоянной памяти - 150 контрольных точек. Это достаточно для поверки 3...5 приборов без производства схемы памяти. В каждой контрольной точке выделен 1 десятичный разряд для полярности измеряемого напряжения, 2 разряда для поддиапазона и 7 разрядов на значение контрольной точки. Такая система содержит также арифметическое устройство для определения погрешности. Структурная схема программирующей и арифметической частей малой системы приложена на рис. 4.77.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

5.1. Выполнение технического задания по разделу СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ.

Таблица 27

Пункты ТЗ	Выполнение
<p>5.3.1</p> <p>Исследование и анализ принципов действия управляемых структурных ТАЦ (в т.ч. быстродействующих цифровых делителей).</p>	Выполнено
<p>Выявление особенностей сочетания ТАЦ с усилителями и аналого-цифровыми устройствами</p>	Выполнено
<p>Вывод основ проектирования ТАЦ.</p>	Выполнено
<p>Исследование оптимальных принципов действия вольтметров отношения, разности и АДЦ (класса $3 \cdot 10^{-4} - 10^{-5}$) с применением ТАЦ.</p>	Выполнено
<p>Экспериментальные исследования основных узлов точных приборов.</p>	Выполнено
<p>5.3.2.</p> <p>Исследование оптимальных алгоритмов поверки цифровых вольтметров в условиях производства и эксплуатации.</p>	Выполнено
<p>Анализ принципов построения автоматических и программно-управляемых калибраторов с индикацией погрешности и характеристиками флуктуирующей, малогабаритных устройств обработки данных поверки.</p>	Выполнено
<p>Анализ и экспериментальные исследования основных цифровых и аналоговых узлов автоматизации калибраторов (класса $3 \cdot 10^{-4} - 3 \cdot 10^{-5}$).</p>	Выполнено

5.2. В части исследования и анализа принципов действия управляемых структурных ТАЦ (в т.ч. быстродействующих цифровых делителей напряжения) рассмотрены различные способы построения точных аналоговых цепей (ТАЦ), таких как замещение двунаправленного делителя с широтно-импульсной модуляцией, ТАЦ с дуальной калибровкой, цепи с кивариантной погрешностью.

Показано, что делители с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) являются наиболее подходящими когда необходимо получить большое количество коэффициентов деления с высокой разрешающей способностью регулирования (например декодные делители для компенсаторов, калибраторов, комбинированных цифровых вольтметров). Исследования многофазные ШИМ делители, позволяющие уменьшить время установления выходного напряжения и уменьшение ряда составляющих погрешности (решение признано оригинальным). Изучены способы построения ШИМ делителей с заданной функциональной зависимостью между выходным напряжением и значением управляющего кода.

В качестве точных ключей ШИМ делителей наиболее простое и быстродействующее решение обеспечивают ключи на базе полевых транзисторов, разработанных по теме "Опус". Хорошие результаты дают полевые транзисторы типа 2П30ЖЕ, подобранные по парам. Исследования показали, что практически можно использовать всю партию транзисторов.

Для построения поверочных средств для контроля ШИМ делителей напряжения, калибраторов и прочих РИИ целесообразно построить образцовые мер отношения напряжений или делители на базе цепей с $D-R$ преобразованием (которые при использовании резисторов с погрешностями 0,05% - 0,1% обеспечивают погрешность отношения порядка $(1-3) \cdot 10^{-6}$ и практическую независимость от температуры окружающей среды).

В качестве масштабных усилителей (для расширения диапазона измерения образцовых РИИ), рекомендуется применение делителей с предварительной калибровкой, изготовленных с скорректированными ТКС ключей (с коэффициентами деления 1:10 и 1:100). В ряде случаев целесообразно применение цепей с кивариантной погрешностью в качестве операционных цепей масштабных усилителей.

Предложен безрезисторный способ (два резистора с корректирующими изменениями сопротивлений) построения ТАЦ, который может быть рекомендован для построения много звенных аттенуаторов. Здесь получается эффект исключения погрешности от неодинаковых изменений входных и выходных сопротивлений безрезисторов при оставлении из них следящих схем.

5.3. В части выяснения вопросов сочетания ТАЦ с усилительными и аналого-цифровыми устройствами показаны возможности построения масштабных усилителей с ТАЦ с инвариантной погрешностью и с ТАЦ D-E типа, варианты построения сравнивающих усилителей (усилителей-компараторов) в случае применения ШИМ делителей, возможности применения активных фильтров. Показана целесообразность сочетания цифровых схем управления ШИМ делителя с таковыми в АЦП при построении дифференциальных или цифровых вольтметров.

5.4. По основам проектирования ТАЦ соответственно оформлены разделы настоящего отчета в части ШИМ делителей. В части ТАЦ остальных типов в [11], [12], [13] и настоящем отчете материалы изложены с приведением примеров реализации и оценок погрешностей так, что они могут служить пособием при разработке этих ТАЦ. Показана возможность применения принципов дуальности и обратности, а также способ перераспределения между собой входов и выходов усилителей (или прочих зависимых источников) при анализе эквивалентных измерительных цепей (активных и пассивных).

5.5. По оптимальным решениям образцовых РИП приведены структурные схемы основных типов образцовых РИП постоянного и переменного тока с разбивкой на возможно более унифицированные функционально-завершенные узлы. Показана целесообразность использования ШИМ делителей при построении этих РИП, в том числе для высокочастотных диодных вольтметров (вариант функционального компенсатора реализован в ОКР "Высота"), мостов для измерения сопротивления, источников образцовых напряжений, дифференциально-сопротивления, источников образцовых напряжений, дифференциальных вольтметров и цифровых вольтметров комбинированного типа (подобных ТВ-6567 и др.), имеющих класс точности порядка $\pm (1-3) \cdot 10^{-5}$, с разрешающей способностью $\pm (1-3) \cdot 10^{-6}$.

Показан способ построения быстродействующего аналого-цифрового преобразователя (БАЦ) с исправлением погрешности быстрого действия коммутаторов в цифровой форме. Применены БАЦ переклещены при построении РИ с цифровыми фильтрами либо для улучшения отношения сигнал/шум либо для измерения случайных ИЧ процессов.

5.6. Экспериментально проверены источники напряжения с ИИИ для источника напряжения, имеющей линейность $\pm 10^{-5}$ и температурную стабильность коэффициента деления порядка $4 \cdot 10^{-6}$ на 10 град. Отдельно конструируются транзисторы для точных ключей, абсорбция конденсаторов фильтра ИИИ делителя. Схемотипованы и спроектированы высокоустойчивые (-10^7 полных оборотов) переключатели. Схемотипованы и конструированы БАЦ. На ЭЦМ моделированы варианты делителей D-И типа. Полученные результаты подтверждают следующие выводы.

5.7. Исследованы известные способы и алгоритмы проверки ЦВ. Предложены два способа ("допускной" и "интегрирующий"), которые позволяют построить АСК с минимальными аппаратными объемами при соблюдении требований Комитета Стандартов (оба способа одобрены ВНИИМС). Показан способ оценки интенсивности случайной составляющей погрешности ЦВ.

5.8. Предлагается построение для проверки ЦВ настольных малых систем, состоящих из управляемого источника образцового напряжения и блока автоматизации. Последний содержит постоянную память значимых контрольных точек проверки (при необходимости и память значимых допусковых погрешностей). Память рассчитана на 3-4 типа приборов, легко сменяема и корректируема (например диодные матрицы). В блок автоматизации входит также блок управления и арифметическое устройство для вычисления значений составляющих погрешностей.

Совместно с Таганским Политехническим Институтом разработана схема арифметического устройства обеспечивающего обработку выходных сигналов ЦВ при "интегрирующем" способе проверки. Макет малой системы спроектирован и будет построен по теме "Введение-2".

5.9. Работа малой системы при "интегрирующем" способе проверки моделирована на ЭЦВМ и проверена ручным способом на действующем ЦВ с двойным интегрированием. Результаты проверки подтверждают реализуемость способа.

6. ПРОЕКТЫ ТЕХНИЧЕСКИХ ЗАДАНИЙ

6.1. Считаю целесообразным проведение следующих научно-исследовательских работ: по исследованию возможности построения высоковольтных (до 1000 В) масштабных делителей напряжения с широко-импульсной модуляцией класса 0,001%;

- по исследованию возможности построения прецизионных детекторов или преобразователей переменного напряжения в постоянное в диапазоне частот до 1 МГц в диапазоне напряжений от 10^{-5} до 10^3 В, для встраивания в источники образцовых переменных напряжений и дифференциальные вольтметры класса 0,01%.

6.2. Считаю целесообразным проведение конструкторских работ со следующими основными техническими характеристиками:

- разработка самоверяемой микропроводочных масштабных делителей напряжения с коэффициентами передачи 1:10 и 1:100 (до 1000 В) с калиброванными ТКС плечей (ТКО $\pm 2 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{град}}$);

- разработка высокоустойчивого ($> 10^6$ оборотов) переключателя для цепи управления (декадные переключатели),

- разработка меры отношения постоянных напряжений класса $3 \cdot 10^{-6}$, обеспечивающей определение на поддиапазонах 1В, 10В, 100В, 1000 В отношений напряжений $\frac{1}{100}$, $\frac{1}{10}$ и от $\frac{1}{10}$ до 1

с обеспечением привязки к нормальному элементу класса 0,001%;

- разработка образцового цифрового вольтметра комбинированного типа с коммутатором на ШИМ делителе с разрешающей способностью порядка 10^{-6} ;

- разработка образцового места для измерения сопротивле-
ния или отклонения сопротивления с использованием ИИМ дели-
тели с разрешающей способностью 10^{-5} ;

- разработка малой системы для проверки ЦВ, состоящей из
дистанционно управляемого источника образцового постоянного
напряжения и блока автоматизации (программатора), позволяющей
определение погрешностей ЦВ класса 0,02%;

- разработка унифицированного узла регулируемого опорного
напряжения до 1В или 10В с ИИМ делителем класса 0,01-0,02%
(с разрешающей способностью 10^{-4} или 10^{-5}) для встраивания
в образцовые источники и вольтметры переменного напряжения;

6.3. Технические задания на вышеуказанные ИИР и ОИР будут
разработаны после приема результатов ИИР и определения пред-
приятий-исполнителей работ. Ниже приведен ТЗ только по одной
из наиболее необходимых ОИР "Малая система для проверки вольт-
метров на постоянном токе".

Считаем целесообразным сосредоточить проведение работ по
приборам перечисленным в п.п. 6.1 и 6.2 на одном предприятии -
в этом случае возможна наиболее высокая степень унификации
приборов, использующих ИИМ делители напряжения.

Утвержден
Главный инженер

" " _____ 197__ г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

на опытно-конструкторскую работу

"Малая система для поверки вольтметров на постоянном токе"

№-

Вифр

**Согласовано
Руководитель организации**

" " _____ 197__ г.

Главный инженер предприятия

" " _____ 197__ г.

1. ЦЕЛЬ РАЗРАБОТКИ, НАЗНАЧЕНИЕ, ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ И УСЛОВИЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПРИБОРА

1.1. Целью разработки является создание малой системы, состоящей из калибратора постоянного напряжения и программатора предназначенной для поверки погрешности вольтметров на постоянном токе и применяемого в условиях заводов - изготовителей вольтметров постоянного тока и универсальных вольтметров а также в поверочных лабораториях.

Создание системы преследует цель повышения производительности и качества поверки вольтметров, так как в настоящее время отсутствует выпуск автоматических или полуавтоматических средств поверки вольтметров на постоянном токе, а также повышения метрологической надежности и технологичности изготовления калибратора - последний должен быть построен с использованием широтно - импульсной модуляции без резистивных декад.

1.2. Прибор должен удовлетворять требованиям ГОСТ 9763-67 и ГОСТ 9761-67.

2. ОСНОВАНИЕ ВЫПОЛНЕНИЯ РАЗРАБОТКИ.

2.1. Настоящая разработка выполняется по указанию организации.

2.2. Разработка выполняется с использованием результатов научно - исследовательской работы "ВВЕДЕНИЕ-1" "Исследование точных цепей, цифровых делителей напряжения и принципов построения автоматических калибраторов, вольтметров отношения и разностей постоянного тока".

2.3. Разрабатываемые типы приборов, входящие в систему, создаются впервые.

2.4. Сравнение основных характеристик разрабатываемых приборов с аналогичными отечественными и зарубежными приборами приведено в приложении к данному техническому заданию.

2.5. Предприятие - разработчик темы

2.6. Конечный срок разработки

3. ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ

3.1. Состав системы

Состав системы перечислен в таблице

Наименование	Кол.шт.	Назначение
Калибратор постоянного напряжения	1	
Делитель напряжения внешней (для получения микро и нановольтовых напряжений)	1	
Программатор	1	
Техническое описание и инструкция по эксплуатации	2	
Формуляр (на калибраторе и программаторе отдельно)	2	

3.2. Требования к электрическим параметрам и характеристикам калибратора.

3.2.1. Диапазон выходных напряжений прибора от 10 мВ до 1000 В должен перекрываться поддиапазонами с верхними пределами: 1000 В, 100 В, 10 В, 1 В и с помощью специального делителя 100 мВ, 1 мВ.

Примечание. до разработки магнитоуправляемых контактов на рабочее напряжение 1000 В, верхний предел поддиапазона ограничивается напряжением 300 В, но конструкция прибора должна предусматривать переход на 1000 В.

3.2.2. Основная погрешность прибора не должна превышать $\pm(0,003 + 0,0003 \frac{U_n}{U_{\text{вх}}})\%$ на поддиапазоне 10 В.²

Основная погрешность на остальных поддиапазонах уточняется на этапе ПП.

3.2.3. Изменение выходного напряжения прибора, вызванное отклонением температуры окружающего воздуха от $+20^{\circ} \pm 2^{\circ}\text{C}$ до любой температуры от 273К ($+5^{\circ}\text{C}$) до 313К ($+40^{\circ}\text{C}$) не должно превышать $\pm 0,002\%$ на каждые 10° изменения температуры.

3.2.4. Изменение выходного напряжения прибора, вызванное отклонением напряжения питания от нормального значения на $\pm 10\%$ не должно превышать основной погрешности.

3.2.5. Шум выходного напряжения прибора не должен превышать $3 \cdot 10^{-6}$ от предела поддиапазона.

3.2.6. Активное выходное сопротивление прибора на всех поддиапазонах не должно быть более 5,0 Ом.

Примечание. для обеспечения основной погрешности и стабильности прибора допускается подбор наиболее важных элементов, в т.ч. кремниевых стабилитронов.

3.2.7. Выходной ток прибора должен обеспечиваться в пределах от 0 до 10 мА.

3.2.8. Опытные образцы приборов должны иметь производственно-эксплуатационный запас 10% по основной погрешности.

Параметры, по которым требуется наличие производственно-эксплуатационного запаса, уточняются на стадиях технического проекта и разработки рабочей документации опытного образца.

3.2.9. Прибор должен обеспечивать нормальную работу при напряжении питающей сети $220 \text{ В} \pm 10\%$ частотой $50 \text{ Гц} \pm 1\%$, содержанием гармоник до 5% .

3.2.10. Прибор должен допускать непрерывную работу в течение не менее 8 часов при сохранении электрических параметров и характеристик в пределах норм, заданных в ТЗ.

3.2.11. Прибор должен обеспечивать требуемые параметры и характеристики через 30 мин. п. сле. включения питания.

3.2.12. Прибор должен допускать управление поддиагнозами и уровнем выходных напряжений припом или двоично-десятичного кода (1-4-8).

3.3. Требования к электрическим параметрам и характеристикам программатора.

3.3.1. Программатор должен иметь память контрольных точек поверяемых приборов. С объёмом ориентировочно 150 контрольных точек для проверки 4 - 5 типов приборов.

Программа для каждого типа прибора включается с передней панели. Прибор должен допускать смену программ.

3.3.2. Контрольные точки должны выбираться: вручную любая точка, вручную по очереди записи точек в память, автоматически по очереди записи точек в память.

Такт автоматического выбора контрольных точек должен регулироваться дискретно в пределах от 1 с до 1 мин.

Номер выбранной контрольной точки должен высвечиваться.

3.3.2. Программатор должен выдавать код контрольной точки для управления калибратором и поддиагнозами поверяемого прибора.

3.3.3. Программатор должен иметь вход для приема выходного кода поверяемого вольтметра (если поверяется аналоговый прибор то выходной код снимают с вспомогательного цифрового вольтметра или дифференциального вольтметра).

3.3.4. Программатор должен допускать обработку выходного кода поверяемого прибора с выдачей на специальном табло систематической составляющей погрешности. Рассмотреть возможность выдачи оценки случайной составляющей погрешности.

3.3.5. Для полуавтоматической проверки цифровых вольтметров время - импульсного типа (в т.ч. с двойным интегрированием) программатор должен обеспечивать выдачу составляющих погрешностей по п. 3.3.4. с исключением погрешности квантования.

3.3.5. Для проверки цифровых вольтметров остальных типов (в т.ч. типа взвешивания), программатор должен иметь ручки управления напряжением поправки к номинальному напряжению в контрольной точке, для установления необходимого показания поверяемого прибора и индицировать значение поправки.

3.4. Требования к приборам при климатических и механических воздействиях.

По климатическим и механическим требованиям калибратор и программатор должны соответствовать группе 2 ГОСТ 9763-67.

3.5. Требования к конструкции приборов системы.

3.5.1. При конструировании приборов должны выполняться требования ГОСТ 9763-67, а также требования других действующих в отрасли стандартов и нормативных документов.

3.5.2. Основные размеры должны соответствовать требованиям нормы НАСО.0 0,003 "Приборы электронные измерительные. Основные размеры".

3.5.3. Конструктивное выполнение приборов должно соответствовать ОСТ ГО.410.036 "Шкафы и корпуса блоков электронных измерительных приборов. Конструкция и размеры и ОСТ4 аСО.005.013 "Художественное конструирование".

3.5.4. Конструкция приборов должна обеспечить удобный доступ к элементам, узлам и блокам, требующим регулировки и смены их в процессе эксплуатации, а также возможность оперативной замены сменных элементов и узлов.

3.5.5. В приборах должно быть минимально необходимое количество органов управления, настройки и контроля.

3.5.6. На стадии технического проекта должен быть решен вопрос максимального использования микромодульных конструкций и интегральных схем широкого применения и автоматизации контрольных операций работ по регулировке и испытаниям, как прибора в целом, так и его отдельных элементов (блок в) при их серийном производстве.

3.5.7. На стадии технического проекта должна быть рассмотрена пригодность и обеспеченность конструкции приборов или их элементов для консервации сборочно-монтажных работ.

3.6. Требования к надежности и метрологическим характеристикам

3.6.1. Среднее время безотказной работы каждого блока и прибора ($T_{ср}$) должно быть не менее 1000 часов.

$T_{ср}$ уточняется расчетным путем на стадии технического проекта и оценивается соответствие прибора заданным нормам путем проведения испытания на надежность 2 опытных образцов каждого типа в течение 50 часов по действующей методике.

3.7. Требования к упаковке

3.7.1. Требования к упаковке приборов должны соответствовать ОСТ4 аС .005.033.

3.8. Требования к маркировке приборов и маркировке упако-

3.8.1. Маркировка приборов должна соответствовать требова-
ниям п.1.10. ГОСТ 9763-67.

3.8.2. Маркировка упаковки должна соответствовать стандарту
ОСТ 80.005.033.

3.9. Технико-экономические требования.

3.9.1. Ориентировочный серийный выпуск приборов системы
в год 100 штук.

3.9.2. Ориентировочная цена каждого прибора в установочной
или опытной серии до 5 тыс. рублей.

3.9.3. Завод-изготовитель предприятие.

4. ТРЕБОВАНИЯ К СТАНДАРТИЗАЦИИ И УНИФИКАЦИИ

4.1. Коэффициент применяемости "Кпр" на калибратор должен
быть порядка

$$\text{Кпр} = 73\%$$

Кпр уточняется расчетным путем на стадиях технического
проекта и разработки рабочей документации опытных образцов.

4.2. Конструкторская документация должна соответствовать
стандартам, нормам, техническим условиям на комплектующие
детали и материалы, действующим в отрасли. Если при введении
в действие вновь утвержденных стандартов и технических условий
обнаружится, что конструкторская документация разработана и не
соответствует вводимым стандартам и техническим условиям, то
приведение ее в соответствие с ними допускается осуществлять
по директивным документам на их внедрение.

5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

5.1. По схемным и конструктивным решениям приборы должны
обладать патентной чистотой относительно ведущих в данной отрасли

технических стран. Анализ выполнения данного требования и обоснование отступления дается на стадии технического проекта.

5.2. Порядок испытаний к приемке опытных образцов

5.2.1. Порядок государственных приемочных испытаний определяется ГОСТ 8.001-71 и программой испытаний, утвержденной в установленном порядке.

5.2.2. На государственные приемочные испытания предъявляются три опытные образца каждого прибора.

5.2.3. Государственные испытания должны проводиться на предприятии.

5.2.4. На стадии технического проекта должен быть рассмотрен вопрос метрологического обеспечения серийного выпуска прибора.

6. СТАДИИ РАБОТЫ

I стадия - Техническое задание

Разработка технического задания. Согласование и утверждение ТЗ.

II стадия - Эскизный проект

Разработка эскизного проекта с присвоением документам литеры "Э". Изготовление и испытание макетов.

III стадия - Технический проект

Разработка технического проекта с присвоением документам литеры "Т". Изготовление и испытание макетов. Рассмотрение и утверждение технического проекта.

IV стадия - Разработка рабочей документации опытных образцов.

Разработка конструкторских документов, предназначенных для изготовления и испытания опытных образцов.

Изготовление и заводские (окладные) испытания
опытных образцов.

Корректировка конструкторских документов по резуль-
татам изготовления и заводских испытаний опытных
образцов с присвоением конструкторских документов
литеры "0".

Государственные приемочные испытания опытных образ-
цов. Корректировка конструкторских документов по
результатам государственных приемочных испытаний
опытных образцов с присвоением конструкторских
документов литеры "0₁".

7. ПЕРЕЧЕНЬ ПРЕСТАВЛЯЕМОЙ КОНСТРУКТОРСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ

Перечень конструкторской документации, представляемой
на каждой стадии разработки, должен соответствовать ГОСТу
СО.001.015 "Комплектность конструкторских документов".

Представитель предприятия
Разработчик:

Представитель заинтересо-
ванных предприятий:

Сравнение основных характеристик разрабатываемого прибора с аналогичными отечественными и зарубежными приборами

Наименование основных характеристик	Разрабатываемая система		Аналогичные приборы								
			Отечественные			Зарубежные фирм			На стадии ТЗ		
			На стадии ТЗ	На стадии технического проекта	На стадии ТЗ	На стадии технического проекта	На стадии ТЗ	На стадии технического проекта	На стадии ТЗ	На стадии технического проекта	На стадии ТЗ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
			Тип 81-7 Пред-протип	Тип 81-7 Пред-протип	Тип 81-7 Пред-протип	Тип 81-7 Пред-протип	Тип M106 Фирма ADREX Страна США	Тип TR-6120 Фирма ARES Страна Франция	Тип CV-102 Фирма ADRET Страна Франция	Тип Фирма	Тип Фирма
1. Диапазон напряжений предел поддиапазона	10 мВ - 1199 В 1 мВ, 10 мВ, 100 мВ 1 В, 10 В, 100 В, 1000 В		100 мВ - 10 11 В				1 мВ - 1000 В 1 В, 10 В, 100 В 1000 В	1 мВ - 1199 В 1 В, 10 В, 100 В 1000 В	1 мВ - 100 В 1 В, 10 В 100 В		
2. Относительная погрешность	$\pm(0,003 + 0,0005 \frac{U}{U_{ном}})$		$\pm(0,03 + 30 \frac{mB}{U})$ $\pm(0,003 - 0,005) \frac{mB}{U}$				$\pm(0,004 - 0,0005 \frac{U}{U_{ном}})$	$\pm(0,003 - 0,0005 \frac{U}{U_{ном}})$	$\pm(0,003 + 0,001 \frac{U}{U_{ном}})$		
3. Шум вых. напряжения	3-10 ⁻⁶ В						2-10 ⁻⁶ 2 мВ (16-200 Гц) 0-50 мА (1В-5 мА)	[2-5] · 10 ⁻⁶ В	2,5 · 10 ⁻⁶ В		
4. Выходное сопротивление	5 мОм							0-120 мА	2 мОм 0-50 мА		
5. Выходной ток	0-10 мА		1 мА								
6. Число контрольных точек в памяти	100		нет				нет	4	5		
7. Выбор контактных точек	дистанционная, вручную любая точка по очереди		нет				дистанционная	дистанционная	дистанционная		
8. Обработка результатов поверки	имеется		нет				нет	нет	нет		
9. Звездные поправки и индикация погрешности	имеется		нет				нет	нет	нет		
Габаритные размеры, в мм	436 × 136 × 476 436 × 136 × 476		430 × 225 × 200				210 × 210 × 279	424 × 148 × 360	360 × 130 × 360		
Масса, кг	20 - 15 - 35 кг		38 кг				7,2 кг	18 кг	5,7 кг ± 4,9 кг ± 2,4 кг		
Группа эксплуатации	2 гр ГОСТ						0 ± 150 °C 75% влажность	0 ± 140 °C	0 ± 150 °C		
Среднее время безотказной работы, час	500 ч										
Применение полупроводниковых приборов	15%										
Применение микрообъемных (интегральных) схем	85%										
Автоматизация измерений	см. п. 7, 8, 10		нет				дистанц. управл.	см. п. 7, 8	см. п. 7, 8		
Ориентировочная цена среднего прибора, руб.	5 + 5 т. руб.		4000				1375 руб.				
Источник информации (год разработки)	ТЗ		каталог РИП 1973				каталог фирмы	имеется по запросу РИП	имеется по запросу РИП		

*) только при калибровке относительно внешнего НЗ

7. ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗОВАНЫХ ПАТЕНТИРОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Сторона, владеющая патентом и правами на использование изобретения	Номер патента, дата его выдачи, дата окончания, дата вступления в силу	Название изобретения и его сущность	Обстоятельства, способствующие использованию изобретения в промышленности	Участие изобретателя в изобретении	Место, время, условия получения патента	Примечание
Авторское общество (ОАО)	№ 135591 от 03.07.64	Способ выработки и обработки число-звукового тона и надрезание	использование в промышленности для выработки и обработки число-звукового тона	владельцем, совместно с другими изобретателями	СССР, Москва	
Патент США	№ 2.646.543 от 29.02.72		использование в промышленности для выработки и обработки число-звукового тона	владельцем, совместно с другими изобретателями	СССР, Москва	
Патент США	№ 4.35.196 от 25.03.1969		использование в промышленности для выработки и обработки число-звукового тона	владельцем, совместно с другими изобретателями	СССР, Москва	
Авторское общество (ОАО)	№ 361 453	Устройство для поверки и измерения	использование в промышленности для выработки и обработки число-звукового тона	владельцем, совместно с другими изобретателями	СССР, Москва	
Патент США	№ 403.336 от 24.09.68		использование в промышленности для выработки и обработки число-звукового тона	владельцем, совместно с другими изобретателями	СССР, Москва	

№ 03.05

188

8. ПЕРЕЧЕНЬ ПАТЕНТОСПОСОБНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ

Название технического решения	Автор (автор)	Дата подачи и номер заявки	Дата выдачи свидетельства или решения о выдаче авт. св. (номер авт. св.)	Примечание
Способ коло-аккумуляторного преобразования	Ребани	№1814663/26-9 от 21.07.72		
Коло-аккумуляторный преобразователь	Ребани	№1863459/26-9 от 5.02.73		
Способ получения точного коэффициента передачи	Ребани	№1747806/26-9 от 11.02.72		
Способ измерения аналогового сигнала преобразователя Однокантор для многоканального кодового преобразователя	Хунт, Ребани Р. Ребани И. Ребани М. Салуоки Р. Ребани			Заявка выделена в стадии оформления Заявка выделена в стадии оформления

№181.019.039

Продолжение таблицы 29

Название технического решения	Автор (авторы)	Дата подачи и номер заявки	Дата выдачи авторского свидетельства или решения Ф.И.И.Д.И.О.С. (номер авт. св.)	Примечание
Математический способ пересчета	М. Салунов В. Феданов Н. Феданов	д. 1, 268, 909/26-9 от 5.11.1975г.		Заявка принята в стадии оформления
Аппарат для автоматизации измерений	Вилья М.			

ИД. 019. 045

Лист 190

Фармат 11

Копировал

ИД Лист № 190. 045

9. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. "Исследования схемных и структурных способов построения массовых частей точных аналоговых электронных цепей", предварительный отчет НИР ЯЮ.019.033 ПО;
2. "Исследования точных цепей, цифровых делителей напряжения и принципов построения автоматических калибраторов, вольтметров отклонения и разностей постоянного тока". Отчет по подготовительной стадии НИР 4.1. ЯЮ.019.042-2;
3. То же, часть II ЯЮ.С У.042-1;
4. То же, часть III ЯЮ.019.042-2;
5. Под ред. Орнатского П.П. "Структурные методы повышения точности измерительных устройств и систем". Тезисы докладов Республиканской научно-технической конференции, Киев, 1972 г.
6. Finnengen T. F., Denestain A. High Accuracy Potentiometers for use with Ten Millivolt Josephson Devices. I. Double Series-Parallel Exchange Comparator, Rev. Sci Instrum., 1973, 44, N°8
7. Riley Jack C. The accuracy of series and parallel connections of four-terminal resistors. IEEE Transactions Instruments and Measurements, 1967, 16, N°3
8. Под ред. Смолова В.Б. и Свиридова Н.А. "Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения", "Энергия", 1967.
9. Туз Л.М. "Исследования и разработка структурных методов повышения точности аналоговых и аналого-цифровых преобразователей переменных напряжений" Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. Киев-1972.
10. Розанков Э.З. "К расчету прецизионных делителей напряжения", "Измерительная техника", 1971, 16.
11. Широков К.Л. "Новый десятизначный потенциометр". Труды ВНИИМ, вып. 6(66), 1949.
12. Вессо-Адо Е.К., Рождественская Е.Б. "Пути повышения точности потенциометров для расширенного диапазона измерения Э.Д.С. постоянного тока". Труды Метрологических Институтов СССР, вып. 115 (175), 1971.

13. Андрусяк С.А., Болчук Б.Г., Кочан В.А., Суусловский С.Г. "Ступенчатый потенциометр и делитель напряжения для новых цифровых вольтметров высокой точности", "Измерения" № 2, 1970 г.

14. Coor, T, Herrman, R.F. "Method and apparatus for periodically calibrating a precision potentiometer."

Патент США № 3,403,336 от 24.09.68 г.

15. Scharle C.R. "A compact high-precision guarded volt box" IEEE Transactions. Instruments and Measurements 1971, 20, № 4

16. Harnis F.K. "Electrical Measurements" John Wiley and Sons New York

17. Драбенко И.Ф., Зеличовский З.И. "Методы и аппаратура для работ для высокоомных делителей", "Микропровод и приборы сопротивления" вып. 5 Кварт Молдавского, Кишинев, 1967.

18. Котельников В.П., Розенсон Э.В. "Делители напряжения для автоматических цифровых вольтметров", "Измерительная техника" № 7, 1964.

19. Džiuva, P, Dunflee B.L. "A direct voltage ratio standard and measuring system" IEEE Transactions Instrumentation and Measurement vol 34-49, Nov, № 24

20. Гущина Т.М., Телинштейн А.М., Викторин В.П. "Методы точных измерений параметров электрических цепей", "Машиностроение", 1967.

21. Техническое описание и инструкция по эксплуатации на вольтметр цифровой постоянного тока В2-26, № 2. 710.043 Т0.

22. Падденко К.С., Чернов А.И., Викторин В.П. "Переходные меры электрического сопротивления 10^{-8} - 10^{-9} Ом" Труды метрологических институтов СССР, выпуск 115 (175), 1971.

23. Викторин В.П. "Новые переходные меры электрического сопротивления", Труды ВНИИМ вып. 40 (100), Стаалартгиз, 1959.

24. Клебанский Р.Б. "Преобразователи кода в напряжение", энергия, 1973.

25. Schmidt H. "An Electronic Design practical guide to d/a conversion". Electronic Design 22, Oct. 24, 1968
26. Riley, J.C. "DC Measurements Using ratio techniques", Electro Scientific Industries, Engineering Bulletin EB-44, Sept 1965
27. Марекков В.Б. "Аналого-цифровые преобразователи с автоматической коррекцией погрешности", автореферат на соискание ученой степени к.т.н. Львовский Политехнический институт, 1974 г.
28. Ребжек Р.П. "Входные делители параллельного типа", "Микропровод и приборы сопротивления", вып. IX, Карта Молдавской Кашинь, 1972г.
29. Грушевский Р.К., Смирнов Н.А., Соловьев В.Б., Шиндт В.К. "Способ высокоточного преобразования число-импульсного кода в напряжение", авторское свидетельство СССР № 185591 от 03.07.64.
30. Информационный лист фирмы Такэда Рикен (Япония) "Programmable Standard DC Voltage/current generator TR-6420.
31. Naydan B.H, Brinkman J.D. "Ladderless Digital-to-Analog Converter" патент США 3,646,545 от 29.02.72.
32. Тивенко А.М. * Шрамов Я.Я. "Анализ погрешностей замкнутого время-импульсного преобразователя напряжения". Республиканский межведомственный Н.Т. сборник "Контрольно-измерительная техника", вып. 12, 1972, Львовский Университет.
33. Угрюмов Е.П. "Анализ точности транзисторного импульсного делителя напряжения", "Измерительная техника", 1967.
34. Каталог фирм Systron - Donner (США) 1973, Digital DC precision voltage source, model M106.
35. Каталог фирмы Fluke (США), 1973. Калибратор переменного напряжения 2200 А.
36. Коэн "Этапы напряжений, использующий ШИМ", "Электроника" № 8, 1972 г.
37. Урбу А.А. "Электронный прецизионный делитель напряжения", дипломный проект, Галицкий Политехнический Институт, 1972г. (на эст. языке).

38. Блиссес В. К. "Прецизионный аналого-цифровой преобразователь"
депонированная рукопись D -2519, НИИТЭИР, 1971.
39. Schmidt H. "Electronic Analog-Digital Conversion" Van
Nostrand Reinhold Company, New York 1971.
40. Дельк Г. С. и др. "Автоматическая система контроля параметров
цифровых вольтметров", Опыт опытом в радиопромышленности",
№2, 1973г.
41. Вестрокнутов Н. Н. Земельман М. А. "Влияние методики поверки
цифровых вольтметров на их качество", "Измерительная техника"
№8, 1971.
42. Гогин В. А., Строча А. А., Селиванов Н. Н. "Установка для поверки
цифровых приборов", авторское свидетельство СССР, №61452.
43. Рибане Р. "Способ высокоточного кодовоаналогового преобразования"
Положительное решение на заявку на авторское свидетельство
№1.814.863 от 21.07.72.
44. Девкин В. М. "Новая схема образцовой меры постоянного напряже-
ния на стабилитронах", Труды метрологических институтов СССР,
вып. 98, 1968.
45. Takashi S, Keiki Y. "Pulsewidth modulation DC potentiometer",
IEEE Transactions JM-13, 1970, N:4
46. Schmidt H. "Pulse-width Function generator" Патент США
N:3 485. 186 от 25.08.1969г.
47. Колетай, Харюкен "Цифровая линеаризация результатов изме-
рения" Электроника № 5, 1968 г.
48. Розенблат М. Г., Михайлов Г. К., Гордженко А. М. "Результаты
исследования кремниевых стабилитронов Д814А, КС194Б", Вопросы
радиоэлектроники", серия РТ, вып. 7, 1971 г.
49. Loebe J. "A High-Accuracy Digital Instrument Design for
DC Measurements", IEEE Transactions JM-21, Nov, N:4, 1972.
50. "Исследование возможностей автоматизации измерительных кали-
браторов". Отчет по договорной работе Д9-15/25А, Удмуртский
Политехнический Институт, 1974 г.

ИВ.0.019.045

Лист

194

Коллекция

Фондот 11

10. СПРАВКА ОБ ОТРАЖЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ
ПРОВЕДЕННОЙ РАБОТЫ В ИНФОРМАЦИОННЫХ МАТЕРИАЛАХ

1. Внесена одна статья:

Ильи И. Д., Ростери З. А. "Автоматизация проверки цифровых вольтметров". Труды Таллинского Политехнического Института, серия А, выпуск XII, 1974.

2. Составлены 2 информационные карты:

к 166 Теоретические основы и обзор точных аналоговых преобразователей результатов расчетов и экспериментальных исследований.

(отчет по подготовительной стадии. Часть первая и вторая);

к 167 Вопросы автоматизации проверки цифровых вольтметров (отчет по подготовительной стадии. Часть третья).

3. Прочтаны доклады и сделаны сообщения на научно-технических конференциях:

3.1. "Некоторые вопросы проверки цифровых вольтметров постоянного напряжения с высоким уровнем точности" Ильи И. Д.

3.2. "Точные аналоговые цепи, основанные на дуально-рекурсивном преобразовании цепи", Ребане Р. И.

3.3. "Система быстрого аналого-цифрового преобразования". Ильи И. Д.

"Точные аналоговые цепи, основанные на способе последовательного выполнения дуально-рекурсивных, делителей с широтно-импульсной модуляцией". Ребане Р. И.; Ильи И. Д., Ростери З. А.

Вышеперечисленные доклады были прочтаны на Республиканской научно-технической конференции, состоявшейся в Дав Ридо 1973.

Участие:

"Исследование делителя напряжения с широтно-импульсной модуляцией". Ребане Р. И., Ростери З. А.;

"Исследование делителя напряжения с широтно-импульсной модуляцией". Ребане Р. И., Ильи И. Д.;

"Быстрое выполнение дуально-рекурсивных преобразователей на выходы параметров фильтров". Кивинюр А. В., Ребане Р. И., Ростери З. А.

"Вопросы автоматизации калибраторов напряжения" Миги Л.И.,
Резане Р.Д., Рустери Э.А., Хунт Н.К.

"Вопросы точного согласования переменного и постоянного напря-
жения при востроемке калибраторов и вольтметров переменного
напряжения". Лауд Т.А., Пулгас Т.А., Резане Р.Д.

"Быстродействующий аналого-цифровой преобразователь с коррек-
цией погрешности" Пильв М.А.

"Исследования быстродействующих сравнительных устройств на ин-
тегральных логических схемах". Алехеев Н.И., Пильв М.А.

Вышеперечисленные доклады были прочтаны на Республиканской
научно-технической конференции в г. Ленинград, 1974 г.
Таллин.

Имя и фамилия
Взнос от № 1
Имя и фамилия
Имя и фамилия

ИД. 019.045

Лист

496

Имя и фамилия № докум. Подп. Дата

Перечень частных технических решений и технических предложений

Таблица 30

Содержание	Вид	Авторы
1. Немеханический делитель напряжения с ИИМ	Схема использована в ТИ "Высота" и опробована	Робале Р. П. Ростери З. А.
2. Делитель-переключатель с электронной схемой	действующий мост	Робале Р. П. Ростери З. А. Робале И. Б.
3. Переключатель кодированный на магнитоуправляемых контактах с электрической схемой	действующий мост	Робале Р. П. Салуко И. А. Робале И. Б.
4. Способ определения среднеквадратичного значения дискретного случайного процесса.	принцип действия, схема арифметического устройства	Робале Р. П. Ростери З. А. Хунт О. К. Мити Х. К.
5. Образцовый электрический мост с ИИМ делителем для измерения или калибровки сопротивления	принцип действия, структурная схема	Робале Р. П. Ростери З. А.
6. Образцовый цифровой вольтметр комбинированного типа с компенсатором на ИИМ делителе и с комбинированной цифровой пересчетной схемой АЦП к ИИМ делителю (разрешающая способность 10^{-6})	принцип действия, структурная схема	Робале Р. П. Ростери З. А.
7. Бирезисторные составные делители напряжения (тока)	способ построения	Робале Р. П.
8. Магнитный фиксатор переключателя с параллельными кольцевыми магнитопроводами с локальными областями намагничивания	принцип конструкции	Робале Р. П. Салуко И. А. Робале И. Б.