

Утверждаю

Главный инженер предприятия

*Woolu* (Х. Пивра)

"21" сентября 1973г.

Исследования точных цепей, нелинейных делителей напряжения и принципов построения автоматических калибраторов, вольтметров отношения и разностей постоянного тока.

Отчет по подготовительной стадии

ИСО.019.042

Шифр "Введение-I"

Часть первая

Теоретические основы и обзор точных аналоговых цепей

Научный руководитель

*Роман*

"20" 09

Начальник цеха

*Вайс*

"21" 09

Начальник отдела

*Ханд*

"21" 09

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР

ИИИ 1.73



Список исполнителей

Непосредственное творческое участие оказано в разделах

АДУРИ Р.О.	инж.-констр. II кат.	П.5.2.
ЗАСОЕР Р.Г.	ст.инженер	П.3.4, макетирование и настройка узлов механизма ВММ делителя
КИВИМАКЕР А.М.	инженер	1.5.4., П.3.
ЛАП-ДЖИ...	инженер	П.4.
ДАУД Т.А.	нач.отдела	Б.2.
ПИЛЬВ М.А.	ст.инженер	П.4.
РЕБАНИЕ И.Б.	ведущий конструктор темы	П.5.1., 5.2.
РЕБАНИЕ Р.В.-П.	научный руководитель	I часть за искл.п.5.7. П.1,2,3, 4.1, 5. И. 1, 4, 5, 6, 7.
РИЙТСААР М.Х.	ст.инженер	Ш.4, 5, 6, 7.
РИННЕ В.И.	инженер	Ш. 3, 4, 6, 7, прил.1.
РЮСТЕРИ Э.А.А.	ведущий инженер темы	1. 5. 7, П. 3. 4, 3.5.
САМУОКСИ М.А.	начальник сектора	П.5.1., 5.2.
УЙБУ А.А.	инженер	1.5.2, П.3.1, 3.2, 3.3, макетирование общей настройки ВММ делителя.
ХУНТ В.К.	ведущий инженер	Ш. 5.

Сотрудники вычислительной группы тов.РЮСТЕРИ Э.Э. и ЛАКСЕВЕРИ выполняли расчеты на ЭЦМ.

ОБЩЕЕ ЗАДАНИЕ НЕ СОВМЕЩАЕТСЯ

1111.73

ВХО.019,042

Имя	Лист	№ докум	Подп	Дата	Лист	Лист	Листов
Директор	Рюстери	Рюстери	Рюстери	20.07.73		2	92
Инженер	Ребани	Ребани	Ребани	20.07.73			
Конструктор	Кремензук	Кремензук	Кремензук	20.07.73			

« Введение-I »  
Отчет по подготовительной стадии. Часть первая.



## РЕЗЮМЕ

Отчет по предварительной стадии научно-исследовательской работы по теме "Исследование точных цепей, цифровых делителей напряжения прикладной конструкции автоматических калибраторов, вольтметров отношения и разности постоянного тока", состоит из трех частей.

Первая часть содержит теоретические основы и обзор точных аналоговых цепей (ТАЦ). Рассмотрены дуально-реверсивный метод построения ТАЦ, ТАЦ с замещением элементов и точные делители с использованием широко-импульсной модуляции (ШИМ). Дается перечень образцовых приборов, которые возможно построить на базе ШИМ делителей.

Вторая часть содержит результаты расчетов и экспериментальных исследований. Рассмотрен вариант дуально-реверсивного делителя напряжения и узлы ШИМ делителя.

Предварительному анализу подвергались:

точные ключи на биполярных, полевых и МОП транзисторах, параметры устройств фильтров, остаточная поляризация конденсаторов фильтра. В этой части также проанализированы быстродействующие аналогоцифровые преобразователи. Построены и оживлены макеты быстродействующего АЦП (прямого преобразования) и ШИМ делителя.

Рассмотрены конструктивные вопросы по построению серии образцовых портативных приборов и вопросы по созданию высококонтрастных цифровых индикаторов ( $> 10^6$  оборотов).

В третьей части рассмотрены вопросы автоматизации проверки и калибровки вольтметров (В). В этой части проанализированы общие соображения по автоматизации проверки измерительных приборов в заводских условиях обзор отечественных и иностранных автоматических систем.

Рассмотрены допускные и интегральные методы проверки и дана оценка с точки зрения возможности автоматизации процессов. В приложениях и этой части дано краткое описание и схемы блока автоматической проверки В по допускному методу.

Кратко рассмотрены принципы построения простых вычислительных устройств, которые могут быть использованы в блоках обработки результатов измерений преобразованных входных в функциональных РИ.

ИИИ 173

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР



Утверждаю  
Главный инженер организации

(подпись)

\_\_\_\_\_ 1973 г.

**ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ**

на научно-исследовательскую работу

"Исследование точных цепей, цифровых делителей  
напряжения и принципов построения автомати-  
ческих калибраторов; вольтметров отношения и  
разностей постоянного тока"

Лист "Введение-1"

Согласовано

Главный инженер предприятия

(Подпись)

\_\_\_\_\_ 1973 г.

1117773

ОБЪЕДИНЕНИЕ

НА СРЕДНИХ ЧАСТОТАХ

ЯБ10.019.042

4



## I. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

I.1. Целью настоящей работы является исследование структурных (схемотич) путей снижения погрешности точных управляемых аналоговых цепей (ТАЦ) и выработка мероприятий их проектирования для калибраторов, измерителей отношения и вольтметров постоянного тока, при использовании в последних серийных комплектующих изделий, но обеспечивающих в обычных схемах необходимой точности прибора.

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

I.2. Целью работы является также исследование способов построения автоматических средств поверки цифровых вольтметров постоянного тока для производственных условий.

## 2. КОСЛИЗНА РАБОТЫ

2.1. Одним из основных источников погрешности в точных электронных измерительных приборах является временная и температурная нестабильность, а также необратимые изменения под влиянием климатических 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 методами химическими и технологическими путями (новые сплавы, печатные резисторы и т.п.), однако повышение точности передачи аналоговых цепей возможно и при использовании образцово "плохих" элементов, при этом оптимальные схемные и структурные решения (в т.ч. цифровые делители напряжения, различные способы самокалибровки и т.п.).

Возможность улучшения точности передачи по сравнению с точностью используемых элементов может достигать одного или нескольких порядков. Некоторые виды ТАЦ используются в калибраторах TP-6120 фирмы TAK RIKEN и CV-102 фирмы ADRET в измерителях напряжения 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 ОИР.

Настоящая НИР направлена на обобщение теории управляемых ТАЦ и выработки 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 флюктуации (ГОСТ 8.009.72 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 ЦВ и приемлемой производительности поверки в полевых условиях, необходимо применение программируемых калибраторов с автоматической выдачей погрешности и характеристик флюктуации ЦВ.

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. быстродействующих цифровых делителей напряжения). Выявление особенностей сочетания ТАЦ с усилителями и аналоговыми устройствами. Вывод основ проектирования ТАЦ.

Искаание оптимальных принципов действия вольтметров относительно погрешности и АЦП (класса  $3 \cdot 10^{-4} - 10^{-5}$ ) с применением ТАЦ.

Экспериментальные исследования основных узлов точных приборов.

3.2. Исследование оптимальных алгоритмов поверки цифровых вольтметров в условиях производства и эксплуатации. Анализ принципов построения автоматических и программируемых калибраторов с выдачей погрешности и характеристик флюктуации, многокритерийных устройств обработки данных поверки.

Анализ и экспериментальные исследования основных узлов аналоговых узлов автоматизации калибраторов (класса  $3 \cdot 10^{-4} - 3 \cdot 10^{-5}$ ).

ОБ ИЗМЕНЕНИИ

НЕ С

11.11.72

ЯБ10.019.042



#### 4. ЭТАПЫ РАБОТЫ

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

#### 5. ОБОРМЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ

- 5.1. Научно-технический отчет по научно-исследовательской работе.
- 5.2. действующие макеты, протоколы испытаний.
- 5.3. Проекты ТЗ на разработки блоков и приборов.

#### 6. ПРЕДПРИЯТИЕ-ИСПОЛНИТЕЛЬ РАБОТЫ

Предприятие и/л Г-4934.

Представители предприятия  
разработчика:

(Подпись)

Представители заинтере-  
сованных предприятий:

(Подпись)

ОБ ИЗВЕЩЕНИИ  
НЕ С

Копия верна: *Э. Рустом*

41.1.173

ЯБ10.049.042



## СОДЕРЖАНИЕ

	Стр
Список исполнителей .....	2
Реферат .....	3
Техническое задание .....	4
1. Введение и постановка задачи .....	9
2. Классификация точных аналоговых цепей (ТАЦ) .....	13
3. Дуально-реверсивный метод построения ТАЦ .....	17
4. ТАЦ с замещением элементов .....	20
5. Точные делители с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) .....	30
5.1. Основные соотношения .....	30
5.2. Многофазный ШИМ делитель .....	33
5.3. Оценка взаимосвязи основных параметров делителя .....	39
5.4. Влияние параметров ключей .....	49
5.5. Деление высоких напряжений .....	64
5.6. Схемы выработки временных интервалов .....	67
5.7. Усреднение путем интегрирования и выборки .....	69
5.8. Функциональные ШИМ делители .....	74
6. Измерительные приборы на базе ТАЦ .....	78
7. Заключение .....	85
8. Список использованной литературы .....	87
Приложения:	
1. Расчет влияния остаточных сопротивлений ключей .....	90

ОБ ИЗВЕЩЕНИИ  
НЕ С ... 4-11-73

ИД. 019.042

Лист № докум. Подп. Дата

Копировал



## 1. ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

1.1. Развитие измерительного приборостроения в настоящее время идет как в направлении создания простых переносных ИИ так и в направлении улучшения технических характеристик в т.ч. точности измерения. В тоже самое время также 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 микроэлектроники.

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, а также контроля производства ИИ - т.е. наличие образцовых приборов.

Любой измерительный процесс может быть определен как: "измерение - есть процесс определения <sup>безразмерного</sup> отношения двух (или более) аналоговых величин и выражения этого отношения в цифровой форме". Возможны и другие определения, например с применением понятий теории множеств и информации, но данное здесь наиболее подходящее для технического рассмотрения вопроса. Процесс генерирования точных значений аналоговой величины имеет определение, обратное приведенному. Чтобы найти отношение двух аналоговых величин нужно их привести к одинаковому виду или к видам (для этого служат т.н. преобразователи), равноценным по воздействию на сравнивающий элемент (двоичный элемент "меньше" / "больше"), также нужно провести изменение интенсивности (например деление напряжений) одной из аналоговых величин до получения сигнала от сравнивающего элемента о достаточно близком равенстве поступающих на него величин.

Если изменение интенсивности производится квантованием и стандартизованными порогом и если известны коэффициенты передачи преобразователей, тогда цифровое выражение отношения - т.е. результат измерения, может быть получен. Такое описание процесса измерения является достаточно общим. В случае использования стрелочных приборов в измерении должен всегда участвовать человек, в случае цифровых приборов процесс измерения может протекать автоматически.

Следовательно основными задачами (в особенности для образцовых приборов), определяющими точность и другие характеристики измерения



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

Отсюда видно, что одними из важных узлов являются делители напряжения/тока (или Ц/А преобразователи), которые производят изменение напряжения/тока в точном, заданном отношении.

В классических решениях регулируемые делители напряжения состоят из точных резисторов и коммутирующих элементов (переключателей). Коэффициент передачи этих делителей зависит от неустойчивости (температурной, временной и пр.) сопротивления резисторов и сопротивлений коммутирующих элементов. Срок службы делителей ограничен износоустойчивостью переключателей. При автоматизации необходимо введение большего количества реле, что приводит к понижению надежности и вносит дополнительные помехи.

Повышение стабильности коэффициента передачи возможно путем изготовления наборных делителей из одного куска провода или печатных делителей на одном общем основании. Оба варианта имеют ряд технологических усложнений, проблема коммутации при этом сохраняется. Применяются также индуктивные делители, однако их изготовление также сложно, кроме этого затруднено построение этих делителей для приборов постоянного тока, проблема коммутации сохраняется.

В настоящей НИР исследуются методы получения точного отношения напряжений/токов при помощи структурных-схемных методов без усложнения технологий изготовления приборов и без применения весьма точных резисторов.

Так например, последует т.е. делитель напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) - в этом случае заменяется возможным совершенно исключить точные резисторы определяющие значение отношения, также не нужны в измерительной цепи переключатели-последние управляют только кодовым входом и могут быть развиты в направлении повышения износоустойчивости но заботясь о сопротивлениях и э.д.с. в контактной цепи. Делитель хорошо подходит для дистанционного управления.

ОБ ИЗ

НЕ С... СЯ

ИД. 019.042

111173



Исследуются также другие виды делителей (например дуально-реверсивного D-В типа) и области их применения. Поскольку делители тесно связаны с активными элементами (усилителями) то все вместе в данной работе называется точной аналоговой цепью (ТАЦ). В настоящей работе описаны ТАЦ рассматриваются только с точки зрения постоянного тока, однако их применение охватывается и для приборов переменного тока.

Задачи и возможные области применения пассивных ТАЦ были ранее сформулированы в [л. 1].

Зарубежными фирмами в последние годы также выпущены ряд приборов с применением ТАЦ (калибраторы CV-102 ф. Адре, Франция; TR-6120 ф. Такеда Рикен, Япония и ряд других где применяется ШИМ делитель напряжения. В системе 7100 ф. Флук, США и дозиметре ДМ-1000 ф. Оли, США использованы ТАЦ с предварительной самопроверкой и т.п.) - эти решения будут анализироваться в предварительном и окончательном отчетах настоящей НИР.

Поскольку согласно ТЗ на НИР "Введение- I" необходимо рассмотреть вопросы автоматизации измерительных приборов, использующих ТАЦ, в НИР-е будут исследованы соответствующие методики измерения возможности построения узлов (блок автоматизации и калибратору для поверки ЦВ, быстродействующий АЦП).

1.2. В настоящей НИР исследуются как узлы ТАЦ, так и структуры ряда приборов с применением ТАЦ. При этом на I этапе основное внимание уделялось узлам ШИМ делителя (точные ключи, усредняющие фильтры, управляющие износостойчивые переключатели, также анализировались основные характеристики ШИМ делителей.

На первом этапе продолжался мчтатный в [л. 1] обзор и общий анализ различных видов ТАЦ, который будет завершен на II-ом этапе. На I этапе построены и действовали макеты калибратора с ШИМ делителем напряжения (до 10В) и быстродействующего АЦП с самокоррекцией погрешности в цифровой части. Все рассмотренные вопросы ТАЦ приведены в I и II частях настоящего отчета. II часть посвящена исследованию методик и средств для качественной автоматической или полуавтоматической поверки ЦВ, рассмотрена возможность построения соответствующих блоков к калибратору с ручным управлением.

Во второй части основное внимание предполагается уделить структурам приборов, где будут использованы ТАЦ, а также на завершение исследований ключей, фильтров, выходных усилителей и испытание калибратора дифференциального вольметра в целом. Будет сделана попытка

Объем работ

№ 042

41-173

11

12



создания функционального ИИМ - делителя для приборов взаимов ВЗ-24.

Возможные типы и мерительных приборов, где в первую очередь возможно применение ТАЦ, перечислены в п.6 I части отчета.

ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ СООБЩАТЬ

01 11 73

ЯНУ. 019.042

1194572  
25.11.73

№	Имя	Фамилия



## 2. КЛАССИФИКАЦИЯ ТОЧНЫХ АНАЛОГОВЫХ ЦЕПЕЙ (ТАЦ).

2.1. Под понятие "точные аналоговые цепи" могут быть отнесены 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 (АО);

- 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 (АI);

- цепи с абсолютно инвариантной погрешностью коэффициента передачи - это цепи, для которых выражение погрешности коэффициента передачи в зависимости от погрешностей параметров основных элементов, наоборот, не меняется при изменении самого коэффициента передачи (IО);

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

Под "основными элементами, образующими данную цепь" понимаются те элементы, значения параметров и схема соединения которых определяют значение коэффициента передачи цепи, если рассматривать цепь как обособленную т.е. без применения тех мер, которые переводят данную цепь в разряд точных. Так например, для аттенкатора основными элементами являются резисторы, а неосновными - переключающие контакты и клеммы. Это означает, что в "точном" аттенкаторе влияние погрешностей сопротивления резисторов будет уменьшено по крайней мере до второго порядка малости, а влияние переходного сопротивления контактов сохранится как у обычных цепей.

В точных аналоговых цепях погрешности параметров отдельных основных элементов могут быть случайными и в общем случае взаимно независимыми, при этом необходимым условием является постоянство этих погрешностей в течение всего процесса передачи сигнала.



Цепи могут быть также частично точными — если аппроксимированные 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 инвариантную погрешность коэффициента преобразования.

3.2. Переходя к точным электрическим аналогам цепей, приведем некоторые примеры.

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

К цепям А1 относятся цепи, рассматриваемые в данной работе, а также делители напряжения использующие параллельно-последовательные переключения резисторов в плечах делителя при их предварительной калибровке [ II ].

Одним из примеров цепей II является т.п. переходные меры сопротивления [ I20 ].

Пример цепи типа I0 можно представить в виде набора  $n$  резисторов с равными по номинальному значению сопротивлениями, из которых составят рабочий набор из  $m$  резисторов ( $m \leq n$ ) соединенных параллельно. Здесь путем последовательного замещения все  $n$  резисторов одинаковое количество раз входит в рабочий набор. Среднее значение  $n$  передач будет иметь постоянную погрешность, независимую от  $\frac{m}{n}$ .

Как видно уже из примеров, для реализации точных цепей необходимы определенные изменения структуры цепи или перестановка элементов цепи. При этом в одних случаях производится двух- или более кратная передача сигнала с последующим устранением результата передач, в других случаях по вспомогательной структуре производится предварительная калибровка цепи, а затем по основной структуре производится независимо передачи сигналов без усреднения.

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



2.3. Классификация точных аналоговых цепей по видам операции при передаче сигналов (измерении) показана на рис. 2.1. Классификация является предварительной и будет уточнена в ходе исследований.

При усреднении результатов передачи сигнала происходит непрерывная передача сигнала или производится ряд отдельных передач, в течение непрерывной передачи или между отдельными передачами производят также структурные изменения в цепи, чтобы усредненный результат не зависел бы от погрешностей основных элементов цепи.

Принципы действия точных цепей каждого вида будут описаны при их анализе.

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

Общая теория точных аналоговых цепей в настоящее время практически отсутствует. В отечественных и зарубежных источниках нашли освещение лишь простейшие случаи однородных последовательно-параллельных цепей и цепей с последовательным замещением элементов. 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 аттенюаторов, цифровых вольтметров для тяжелых условий работы, телеметрических преобразователей, моделируемых цепей и т.д.).

ОБ ИЗМЕРЕНИИ

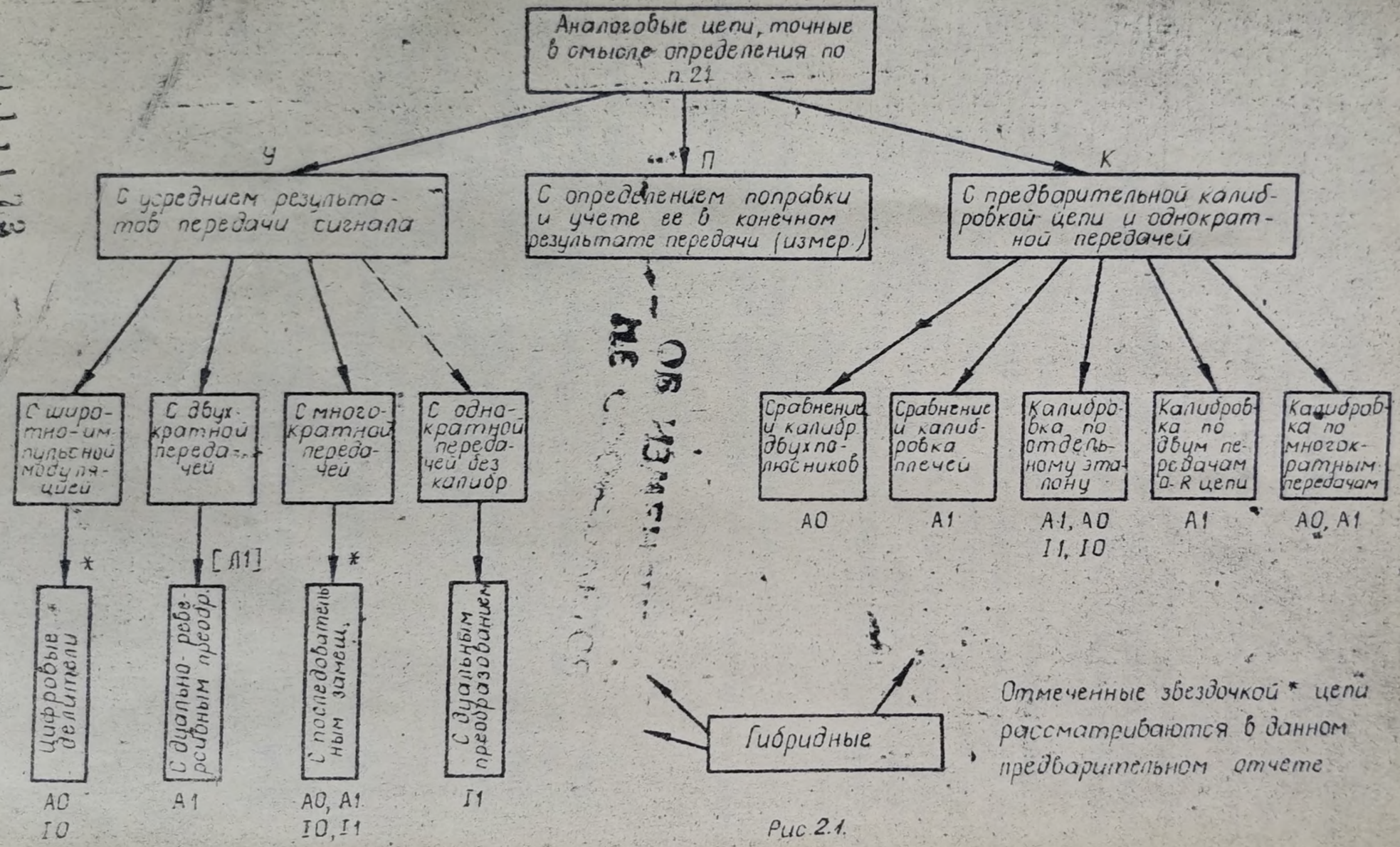
№ 1173

ЯБ10 019.042



Предварительная классификация точных аналоговых пассивных цепей по видам операции при передаче сигнала (измерения)

1.1.1.1.2.3



НЕ ОБ ИЗМЕНЕНИИ

Отмеченные звездочкой \* цепи рассматриваются в данном предварительном отчете

Рис. 2.1.



### 3. ДУАЛЬНО-РЕВЕРСИВНЫЙ (D-R) МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ТАЦ

D-R метод был подробно изучен в [л.1]. Его принцип действия основывается на усреднении результатов двукратной передачи сигнала через электрическую цепь. Усредненный коэффициент передачи имеет погрешность на несколько порядков меньше чем погрешности пассивных двухполюсников, из которых составлена цепь, если между I и II пределами произвести дуальное преобразование цепи и поменять местами вход и выход цепи. Этот метод доказываемый при помощи принципов дуальности и обратности или теоремы Теллгена, кратко проиллюстрирован на рис.3.1. и 3.2.

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

Основной причиной дополнительной погрешности являются коммутационные изделия (до  $\pm 10 \cdot 10^{-6}$ ). Оптимальное значение сопротивления двухполюсников ( $R_0$ ) определяемое ориентировочно по формуле

$$R_{opt.} = \sqrt{r_p r_z}$$

где  $r_p$  - сопротивление разомкнутого контакта;

$r_z$  - сопротивление замкнутого контакта; получается для контактов типа ШАЛАНЦА

$$R_{opt.} = \sqrt{10^{13} \cdot 10^{-1}} = 1 \text{ МОм}$$

что несколько высоко, учитывая входные токи и шумы усилителей, включаемых в измерительные цепи. Для D-R цепей, состоящих из 6-8 резисторов возможно применение галетных переключателей типа ПГК, тогда оптимальное значение сопротивлений двухполюсников:

$$R_{opt.} = \sqrt{5 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-2}} = 10 \text{ кОм}$$

которое приемлемо и с других точек зрения.

Недостатком применения ПГК является

- невозможность герметизации ТАЦ с коммутирующими элементами,
- невозможность изменения закона переключения (в D-R цепях могут наблюдаться иные последовательности замыкания контактов).

ОВ

НЕ

11173

л.д.019.012

Лисб



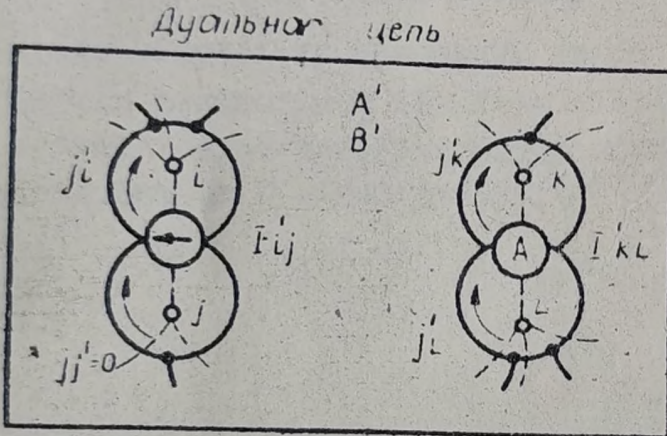
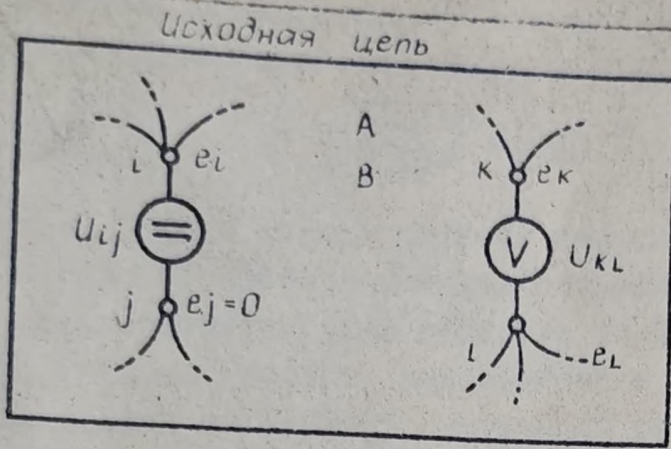


Рис. 3.1. а) узлы  $i, j, k, l$  исходной цепи, к которым подключены генератор напряжения и вольтметр, б) контура  $i, j, k, l$  дуальной цепи, в которые включены генератор - тока и амперметр. Согласно принципу дуальности  $\frac{U_{kl}}{U_{ij}} = \frac{I'_{kl}}{I'_{ij}}$

Дуальная цепь после реверсирования входа и выхода

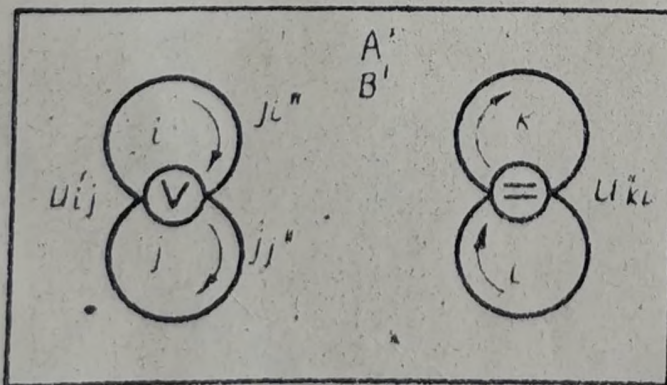


Рис. 3.2. Согласно принципу обратимости [Дж, 2]  $I'_{ij} \cdot U_{ij} = I'_{kl} \cdot U''_{kl}$ , откуда следует  $\frac{U_{ij}}{U'_{kl}} = \frac{U''_{kl}}{U'_{ij}}$ . Можно показать, что последнее является также следствием ортогональности графов исходной и дуальной цепи [ $AA' = 0 \pmod{2}$ ] и может быть получено при помощи теоремы Теллегена.



- большая относительная погрешность со стороны переключателя, характеризующая в первом приближении выражением

$$\delta \approx 10 \sqrt{\frac{r_2}{r_p}} = 10 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-2}}{5 \cdot 10^8}} = 2 \cdot 10^{-5}$$

В настоящей работе предполагается применение О-К делителей напряжения для построения средств поверки ШИМ делителей напряжения и калибраторов. Такие средства удобны при проведении испытаний тем, что не требуют самоповерки и сохраняют высокую точность в диапазоне температур окружающей среды несколько десятков градусов, конструктивно просты.

О-К делители могут быть применены также в калибраторах ИЦВ для осуществления самоповерки делителя поддиапазонов. Результаты теоретической проверки одной схемы комплекта О-К делителей приведены во II части отчета.

ОВ ИЦВ  
НЕ СЕРИЙНО  
1973

011173

№ 0.019.042

Лист	№	Содержание	Дата

Лист  
19



#### 4. ТОЧНЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ЦЕПИ С ЗАМЕЩЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ

##### 4.1. Основные соотношения

Как было указано в [Л.1] погрешность коэффициента передачи  $T$  в линейной цепи может быть выражена:

$$\frac{\Delta T}{T} = \sum_{l=1}^{l=N} S_l^T \delta_{ye} + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^N \sum_{m=1}^N S_{lm}^T \delta_{ye} \delta_{ym} + \dots$$

4.1

где  $S_l, S_{lm}$  - чувствительность коэффициента передачи первого и второго порядков к относительным погрешностям элементов  $\delta_{ye}, \delta_{ym}$

$N$  - число двухполюсных элементов цепи.

При использовании метода последовательного замещения производятся многократные передачи измерительного сигнала, между передачами производятся переключения в цепи таким образом, что после  $N$  передач среднее значение коэффициента передачи  $T_{cp}$  не содержало бы первых степеней погрешностей элементов.

Общая структура цепи и номинальное значение коэффициента передачи при этом сохраняются (как правило).

Среднее значение по  $N$  передачам может быть найдено несколькими путями:

- во время каждой передачи производится одно измерение, результаты запоминаются в аналоговой или в цифровой форме:

$$T_{cp1} = \frac{\sum_{i=1}^N T_i}{N}, \quad (4.2)$$

- во время каждой передачи производится интегрирование, заканчивающееся замером, который используется при усреднении

$$T_{cp2} = \frac{\sum_{i=1}^N \int_{t_i}^{t_{i+2}} T(t) dt}{\sum_{i=1}^N t_i} \quad (4.3)$$

111173



Если  $\xi_i$  для всех передач одинакова и постоянная в течение  $\xi_i$ , тогда

$$T_{cp2} = T_{cp1}$$

(Преимущество второго способа заключается в подавлении помех при интегрировании),

- производится непрерывное интегрирование в течение всех передач, при этом переключения в схеме производятся практически мгновенно или на время переключения интегратор останавливается в режиме запоминания:

$$T_{cp3} = \frac{\int_{t_1}^{t_1 + \xi_N} \sum_{i=1}^N T_i(t) dt}{\xi_N} \quad (4.4)$$

Учитывая (4.2), (4.3), (4.4) величины первого порядка малости в формуле (4.1) и условие  $T_{iном} = T_{cpном}$  получим:

$$\left(\frac{\Delta T}{T}\right)_{cp1} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{e=1}^N S_{ei} \delta y_e}{N} = \frac{\sum_{e=1}^N \delta y_e \sum_{i=1}^N S_{ei}}{N} \quad (4.5)$$

$$\left(\frac{\Delta T}{T}\right)_{cp2} = \frac{\sum_{i=1}^{i=N} \int_{t_i}^{t_i + \xi_i} \sum_{e=1}^N S_{ei} \delta y_e dt}{\sum_{i=1}^N \xi_i} = \frac{\sum_{e=1}^N \delta y_e \sum_{i=1}^N \int_{t_i}^{t_i + \xi_i} S_{ei} dt}{\sum_{i=1}^N \xi_i} \quad (4.6)$$

$$\left(\frac{\Delta T}{T}\right)_{cp3} = \frac{\int_{t_1}^{t_1 + \xi_N} \sum_{e=1}^N S_{ei} \delta y_e dt}{\xi_N} = \frac{\sum_{e=1}^N \delta y_e \sum_{i=1}^N \int_{t_i}^{t_i + \xi_i} S_{ei} dt}{\xi_N} \quad (4.7)$$

Из формулы (4.5) и из формул (4.6) и (4.7) при условии, что все  $\xi_i$  равны между собой, можно сделать следующие выводы:

- для обеспечения условия  $\left(\frac{\Delta T}{T}\right)_{cp} = 0$

(по крайней мере с точностью до второго порядка малости) необходимо и достаточно, чтобы для всех основных элементов цепи

$$\sum_{i=1}^N S_{ei} = 0 \quad (4.8)$$

ОВ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ СО

111173



Если при этом учесть, что в каждой пассивной цепи для безразмерного коэффициента передачи выполняется точно условие

$$\sum_{l=1}^N S_{e_l}^T = 0, \quad (4.9)$$

тогда отсюда вытекает следующая возможная реализация точной цепи

- цепь строится из двухполюсников, у которых номинальные значения проводимостей равны,

- производится  $N$  передач, в течение которых структура цепи сохраняется, а двухполюсники перемещаются по цепи таким образом, что каждый двухполюсник последовательно занимает положения всех других двухполюсников, в результате, учитывая (4.9) имеем:

$$\sum_{i=1}^{i=N} S_{e_i}^T = 0$$

Отсюда становится ясным также, что в общем случае

$$N_{min} = N$$

Если цепь является автодуальной, т.е. все двухполюсники образуют пары, у которых чувствительности  $S_{e_l}^T(y_e) = -S_{e_l}^T(y_{er})$

тогда  $N=2$  для сколь угодно сложной цепи (этот случай подробно рассматривался в [Л.1]).

#### 4.2. Некоторые реализации метода замещения

Метод последовательного замещения позволяет получать любые рациональные (дробные) коэффициенты передачи и он применим к любой схеме (нет ограничительного требования планарности схемы), однако коммутационные схемы здесь могут оказаться еще сложнее чем при  $D=R$  методе.

На практике получили известность однородные схемы с последовательным замещением: двухполюсники распределены в два плеча либо последовательно либо параллельно. Рассмотрим параллельный вариант, здесь коэффициент передачи на  $i$ -ом шаге

$$T_i = \frac{Y_B}{Y_C} \quad (4.10)$$

111-173

ЯЧО.019.042



где  $Y_B$  - суммарная проводимость верхнего плеча  
 $Y_C$  - суммарная проводимость верхнего и нижнего плеч  
(очевидно, что  $Y_C$  не меняется при последовательном замещении).

Если  $N_1$  количество двухполюсников в верхнем плече, тогда  
имеем усредненный за  $N \cdot N$  передач коэффициент передачи  
(см. формулу 4.2)

$$T_{cp} = \frac{1}{N} \cdot \frac{N_1 \cdot \frac{N}{N_1} \cdot Y_B}{Y_C} = \frac{N_1}{N} \cdot \frac{Y_C}{Y_C} = \frac{N_1}{N} \quad (4.11)$$

Из этого выражения видно, что усредненный коэффициент передачи в однородной цепи не зависит от значений отдельных проводимостей, т.е. однородные цепи с последовательным замещением являются абсолютно точными (тип АС). Следовательно, в этом случае вообще-то не требуется равенства проводимостей двухполюсников, однако с целью избежания больших колебаний выходных напряжений (токов) в ходе последовательного замещения, что может привести к дополнительным погрешностям в усредняющем устройстве, желательно применение приблизительно одинаковых двухполюсников.

Некоторые реализации и характеристики подобных цепей описываются в [Л.2], [Л.3]. Вариант с последовательным однородным делителем подходит применение при метрологических измерениях. Возможные реализации параллельного и последовательного вариантов изображены на рис. 4.1 и 4.2.

Параллельный вариант очень удобен с точки зрения коммутации его при помощи ПШ ключей.

Существенным при этом является усреднение параметров коммутирующих ключей, вследствие этого все ключи могут быть представлены двумя совокупными ключами ( в верхнем и в нижнем плечах). Разбросы сопротивлений открытого ключа и остаточных напряжений уменьшаются примерно в  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  раз ( $N$  - число двухполюсников).

Ввиду усреднения, остаточные параметры совокупных ключей не зависят от значения коэффициента передачи и могут быть легко скомпенсированы и скорректированы при необходимости простыми операциями калибровки и установок нуля всего прибора, что невозможно, например, при использовании классического параллельного делителя со взвешенными проводимостями.

Подробнее вопрос об усреднении параметров ключей рассмотрен в п.5.4.

ОБ

11.173

ЛЮ.019.042



Параллельный делитель с последовательным замещением

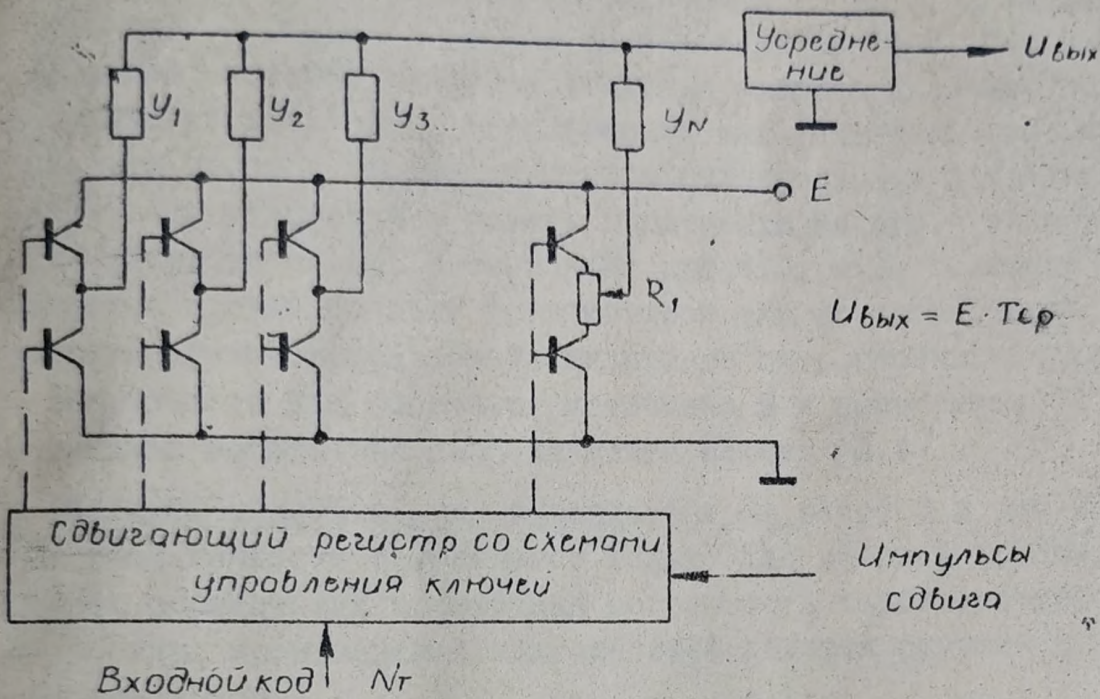


Рис 4.1.

При помощи реостата  $R_1$  может быть устранено различие в остаточных сопротивлениях совокупных ключей верхнего и нижнего плеч (т.е. всех ключей).

Последовательный делитель с замещением

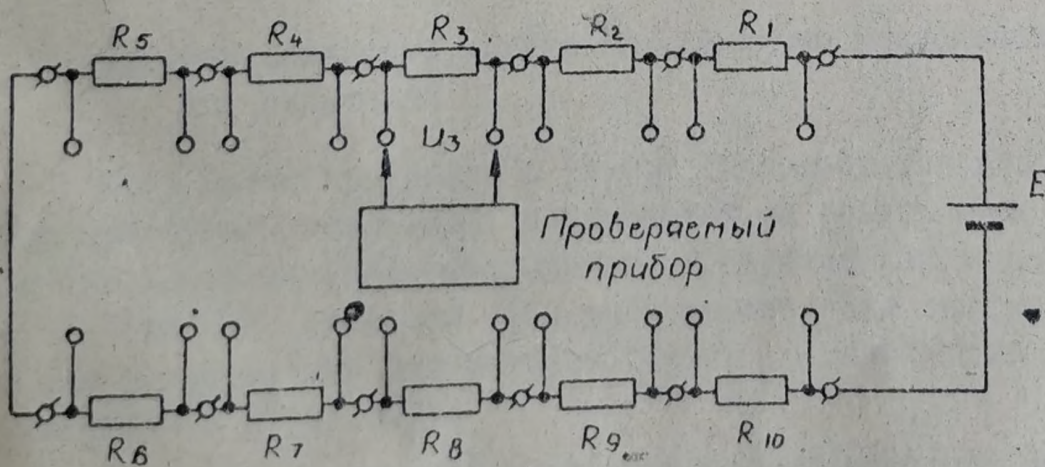


Рис 4.2

Пример использования последовательного делителя для проверки прибора на  $\frac{1}{10}$  от полной шкалы. При получении коэффициентов  $\frac{n}{10}$  схема коммутации усложняется (перестановка E)

ОБ 13

И

№ 019 042.

11173

24



Наряду с высокой точностью в однородных цепях очень трудно получить высокую разрешающую способность — коэффициент передачи может устанавливаться лишь с дискретными шагами  $\frac{1}{N}$ , а из практических соображений  $N$  ограничивается числом порядка 10-и. Для увеличения разрешающей способности дополнительные разряды включают через коммутируемый промежуточный двухполюсник или усилитель (рис. 4.3, 4.4) однако эти способы сопровождаются дополнительными погрешностями и значительным усложнением схемы. В варианте на рис. 4 применение ШП ключей затруднительно. В вариантах рис. 4.1, 4.3, возможно применение в качестве ключей полевых транзисторов или фоторезисторов, если в последнем случае использовать включение операционных усилителей (промежуточного для спорного источника  $E$  и помещением "0") в схеме компенсации остаточных сопротивлений ключей [Л.4].

Следует отметить, что в вариантах на рис. 4.3 и рис. 4.4 условие абсолютной точности сохраняется только для старшей группы разрядов; для всех последующих остаточная погрешность характеризуется значением порядка произведения погрешностей деления старшей и младших группы разрядов.

Это обстоятельство может быть устранено для схемы на рис. 4.3, если после каждой младшей группы разрядов происходит усреднение, или если каждая более младшая группы совершает полное замещение за каждый один шаг замещения более старшей группы.

Поскольку случаи с  $N=2$  относятся как к методам замещения, так и к  $D=R$  методам, то ряд способов построения точных делителей с  $N=2$  описаны в [Л.1].

#### 4.3. Разновидность метода замещения на классических параллельных делителях

Этот метод предложен в [Л.5]. Используются два цифро-аналоговых преобразователя (ЦАП) построенных на резистивных сетках. В одном из вариантов выходное напряжение образуется как разность напряжений обоих ЦАП, если при этом управляющие коды синхронно меняются таким образом, что разность напряжений остается постоянной (см. рис. 4.5 и рис. 4.6).

Усредненное за период повторения  $t_1, t_2$  выходное разностное напряжение не зависит от погрешностей резисторов ЦАП (абсолютная точность).

ОБ ИЗМЕНЕНИИ

НА СХЕМЕ

1173



Способ присоединения младших разрядов  
через повторители

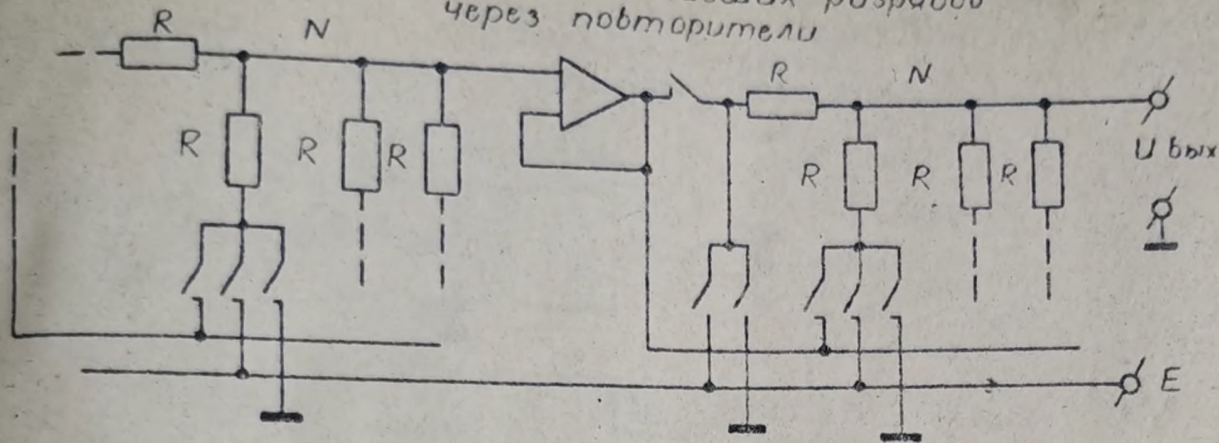


Рис 4.3.

Дополнительная погрешность обусловлена неидеальностью усилителя. На выход усилителя подключаются последовательно все сопротивления по очереди. Возможно применение ППП ключей.

Два способа присоединения младших разрядов.

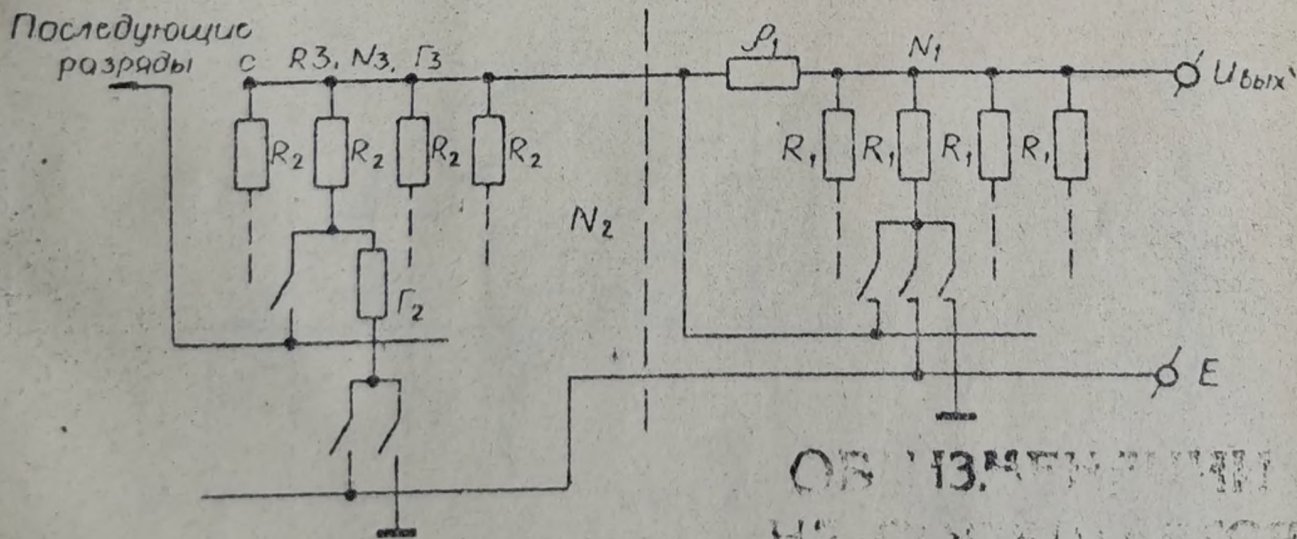


Рис 4.4.

Здесь  $R_1 \parallel R_1 + \frac{R_2 + \Gamma_2}{N_2} = R_1$  или  $\Gamma_2 = \frac{R_3 + \Gamma_3}{N_3}$  - условия выбора согласующих сопротивлений. Для уменьшения влияния выходного сопротивления младшей декады и  $\Gamma_1$  или  $\Gamma_2$  необходимо выбрать  $R_3 < R_2 < R_1$ . С точки зрения расхода ключей  $N=4$  более предпочтительно чем  $N=10$ .



Метод замещения с перебором всех комбинации.

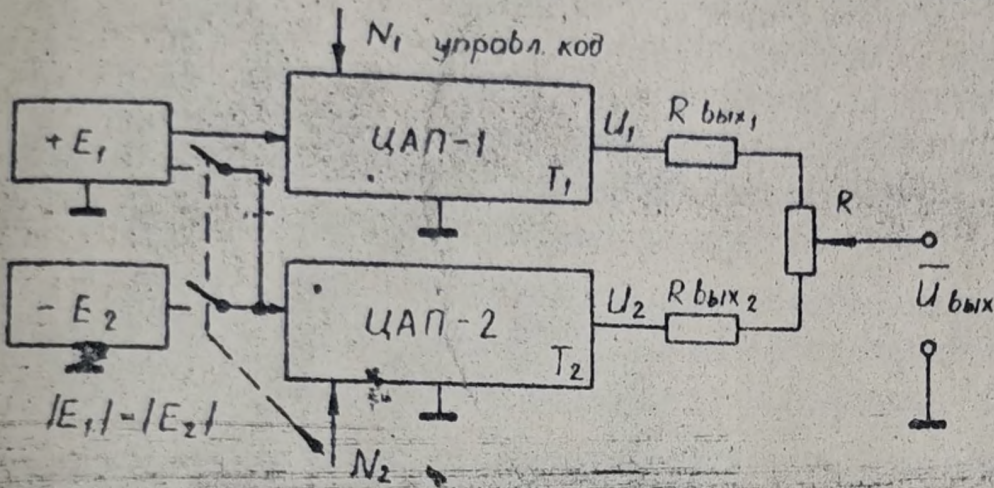
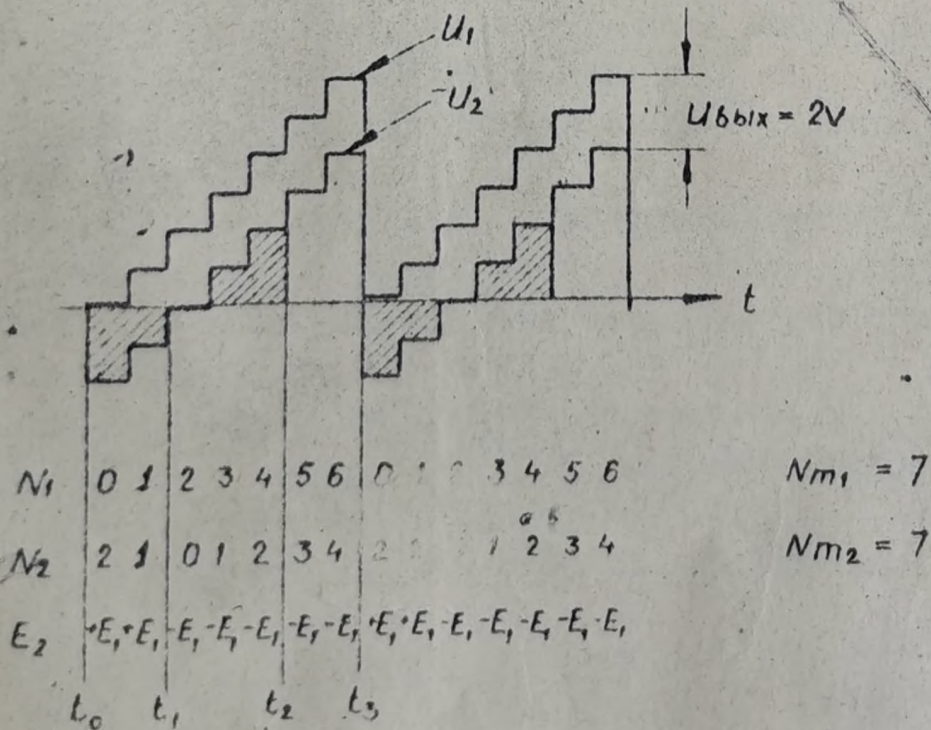


Рис. 45

$R_{\text{вых}}$  - выходные сопротивления ЦАП или специальные суммирующие сопротивления

Временный график работы схемы рис 45



Эта модель с помощью N<sub>m</sub> - нейтрал выделены

Рис 46

ОБ ИЗМЕН  
НЕ С

11173



Выходное разностное напряжение имеет пульсации, обусловленные погрешностями резисторов. При схеме на рис. 4.5 необходимо либо старение декады обоих ЦАП выполнить взаимно коррелированными (точные наборы например), чтобы избежать необходимости частой корректировки при изменениях температуры, либо выбрать суммирующие сопротивления отдельно взаимокоррелированными и на 1-2 порядка превышающими выходные сопротивления ЦАП.

Корректировка долговременной нестабильности как разности так и разности  $\Delta R_{\text{вых}}$  <sup>разности</sup>  $|E_1| - |E_2|$  может осуществляться реостатом  $R$  при кодах требующих наличия выходного напряжения  $U_{\text{вых}} = 0$

Принцип действия заключается в том, что абсолютная погрешность  $\Delta U$ , среднего значения напряжения  $U_1(t)$  равна нулю при входных кодах  $N_1 = 0 (T_1 = 0)$  и  $N_1 = N_m (T_1 = 1)$  (на рис. 4.6  $N_m = 7$ )

а также всегда:  $\Delta U_1(N_1) = -\Delta U_1(N_m - N_1)$

т.к. состояние делителя при достигающем коде  $N_m - N_1$  (I-II) точно совпадает с состоянием делителя при коде  $N_1 (T_1)$  с той разницей, что верхнее и нижнее плечо смещены местами. При прохождении кода  $N_1$  от 0 до  $N_m - 1$  включительно, происходит компенсация погрешностей прямого и дополняющего кодов т.к. такие пары образуются всегда если  $T_1$  изменяется постепенно, по ступенькам дискретности.

Погрешность <sup>среднего</sup> значения напряжения  $U_2(t)$  также равна нулю по следующим причинам:

На участке времени  $t_0 - t_2$  образуются пары  $U_2(N_1) = E_1 T_{2H} - U_2(N_2) = -E_2$  т.е. одинаковые по абсолютной величине напряжения, но разной полярностью (вследствие переключения  $E_2$ ), очевидно среднее значение напряжения  $U_2(t)$  на участке времени  $t_0 + t_2$  равна нулю и не имеет погрешности, на участке времени  $t_2 - t_3$  образуются пары напряжений  $U_2(N_2)$  и  $U_2(N_m - N_2)$ , погрешности которых также компенсируются как у  $U_1(N_1)$ .

Недостатки метода по сравнению с однородными схемами замещения:

- наличие двух спорных источников,
- наличие схемы суммирования,
- неполное усреднение остаточных параметров ключей ЦАП,
- достоинством является:
- возможность построения делителя с достаточно высокой разрешающей способностью регулирования,

ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ СТОИТ

12. 1. 1971 г.



- метод может быть использован на ЦАП на трехполосной схеме любой конфигурации, если при переборе всех комбинаций  $T(N)$  можно установить постоянный шаг квантования  $\Delta T$ .

- метод может быть использован в цифровом вольтметр комбинированного типа в качестве компенсационного ЦАП, при этом роль усредняющего устройства выполняет интегратор ЦВ.

В этом случае также исключена проблема поляризации в конденсаторах усредняющего фильтра.

#### 4.4. Некоторые общие характеристики схем замещения

Во всех схемах замещения основную долю погрешности вносят коммутационные ключи. В настоящей работе ЦШ ключи исследуются в отдельном разделе. Быстродействие ключей, как видно ниже, будет одним из основных критериев при выборе принципа действия точного цифро-аналогового преобразователя.

Общим свойством схем замещения является возможность работы при одновременном воздействии нескольких источников сигнала и нескольких выходов сигнала. Способ с  $D-R$  преобразованием в общем случае этого не допускает (из-за необходимости реверсирования входа и выхода цепи).

В тех делителях с замещением элементов, которые обладают свойством абсолютной точности (тип А0) в принципе не требуется точное соблюдение равенства проводимостей двухполосников близко к своим номинальным значениям. При очень больших отклонениях от номинального значения усредненный коэффициент передачи будет получаться все же без погрешности, но пульсации выходного напряжения возрастает существенно (пропорционально отклонениям проводимостей от номинальных значений), что может вызвать дополнительную погрешность в усредняющем устройстве.

ОБЪЕДИНЕННАЯ  
НЕ С...СЯ

11173



## 5. ТОЧНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

### 5.1. Основные соотношения

Как было указано в предыдущем разделе, однородный параллельный делитель с замещением двухполюсников 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 для них, однако как было сказано их можно из схемы исключить т.к.  $Y_i = 0$ .

Полученные делители носят название - делители с использованием широтно-импульсной модуляции или цифровые делители, а приведенное рассуждение служит для характеристики взаимосвязи между ИИМ делителями и делителями с замещением. Принципиальная схема делителя с диаграммой напряжений приведена на рис. 5.1.

Среднее значение выходного напряжения равняется:

$$U_2 = E \frac{\tau}{T_0}; \quad T = \frac{U_2}{E} = \frac{\tau}{T_0}$$

(5.1)

где:

$E$  - входное напряжение,

$\tau$  - время подключения усредняющего устройства к напряжению

$T_0$  - период повторения процесса коммутации

$T$  - коэффициент передачи

Как видно из (5.1) точность коэффициента передачи зависит от соотношения временных интервалов  $\tau$  и  $T_0$ . 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.

ЯВУ.019.042 / 1173

Лист № докум. Подп. \_\_\_\_\_

Лист 30



Вариант реализации ШИМ делителя напряжения

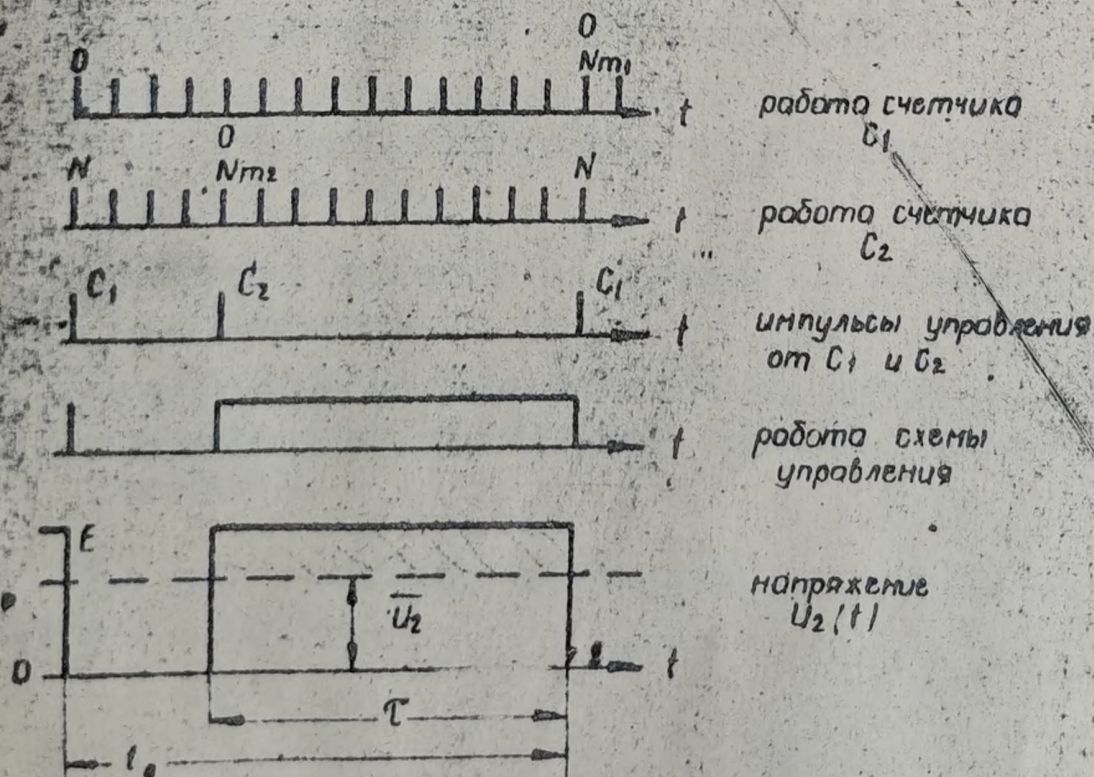
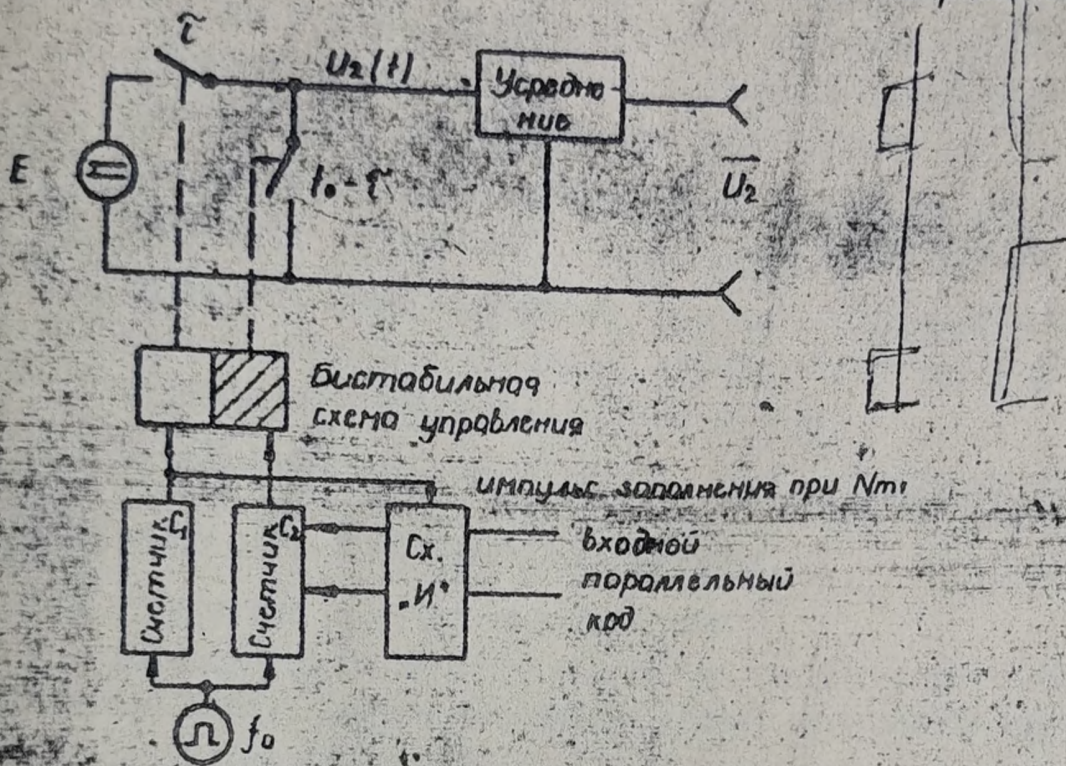


Рис 5.1

ОВ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ СООБЩАЕТСЯ

111173



Сообщения ШИМ делителях высокой точности появились в последние годы в [Л.2], [Л3], [Л8], [Л9], [Л10], [Л11], [Л4], [Л12], [Л13], [Л14], [Л15].

Основными проблемами ШИМ делителей являются:

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

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

Ниже будут проанализированы подробно все проблемы конструирования ШИМ делителей.

ОБ ИЗМЕНЕНИИ

11.11.73



## 5.2. Многофазный ШИМ делитель

Рассмотрим сначала вопрос об оптимальном фильтре для выделения  $U_2$  от импульсной помехи, форма и период повторения которой нам известны. Таким линейным фильтром является линия задержки с максимальной задержкой  $t_0$  и с выводами по всей длине линии в интервалах задержки либо  $\Delta t_3 \rightarrow 0$  либо  $\Delta t_3 = \tau_{min}$ . Каждый вывод поступает на суммирующее устройство (например параллельную резистивную сетку). На выходе суммирующего устройства образуется за время установления  $t_y \leq t_0$  постоянное напряжение. Случай с бесконечно малой задержкой повидимому не осуществим для прецизионных схем и больших длительностей  $t_0$  порядка единиц и десятков миллисекунд. Случай с шагом задержки  $\Delta t_3 = \tau_{min}$  практически соответствует делителю с замещением двухполосников - параллельной однородной схеме [Л3], где линия задержки оменена на импульсныйдвигающий регистр с ключами на каждом сдвинутом выходе для генерации сдвинутого импульса. На этот случай при ШИМ схемах практически не применим т.к. длительность  $\tau_{min} < \frac{t_0}{1000}$ , что требует чрезмерного количества оборудования.

В связи с этим, было предложено решение [Л4], осуществляющее приблизительное оптимальное фильтрование (т.е. многофазный ШИМ делитель). Схема аналоговой части практически совпадает со схемой на рис. 4.1 т.е. здесь также задержка импульсов осуществляется в цифровой импульсной форме и на каждом выводе генерируется ключами задержанный импульс. Отличием является однако отсутствие определенной связи между  $\Delta t_3$  (шагами сдвига начала импульсов) и  $\tau$ . Работа устройства показана на рис. 5.2 здесь выходное напряжение устанавливается также за время  $t_y \leq t_0$ , однако после этого момента мы не имеем идеального постоянного напряжения - имеем еще пульсацию. Если импульсы сдвигаются в течение  $t_0$  и за это время имеется  $N$  импульсов, сдвинутых во времени друг относительно друга на отрезок  $\Delta t_3 = \frac{t_0}{N}$ , тогда амплитуда пульсации в  $N$  раз меньше, чем при простом ШИМ делителе, кроме этого частота этой пульсации выше и равна:

$$F_p = \frac{N}{t_0} = NF \quad (5.2)$$

Необходимо отметить, что сокращается некоторая доля пульсации частотой  $F_p$ , которая обусловлена неравенством друг другу сопротивлений суммирующей сетки (параллельного делителя). Порядок величины амплитуды при использовании резисторов МРХ или пленочных наборов будет 0,02-0,1 % от напряжения  $E$ .

Многофазный ШИМ делитель имеет следующие свойства:

**ОБ ИЗМЕНЕНИИ**

НЕ С



Вариант многофазного ШИМ делителя.

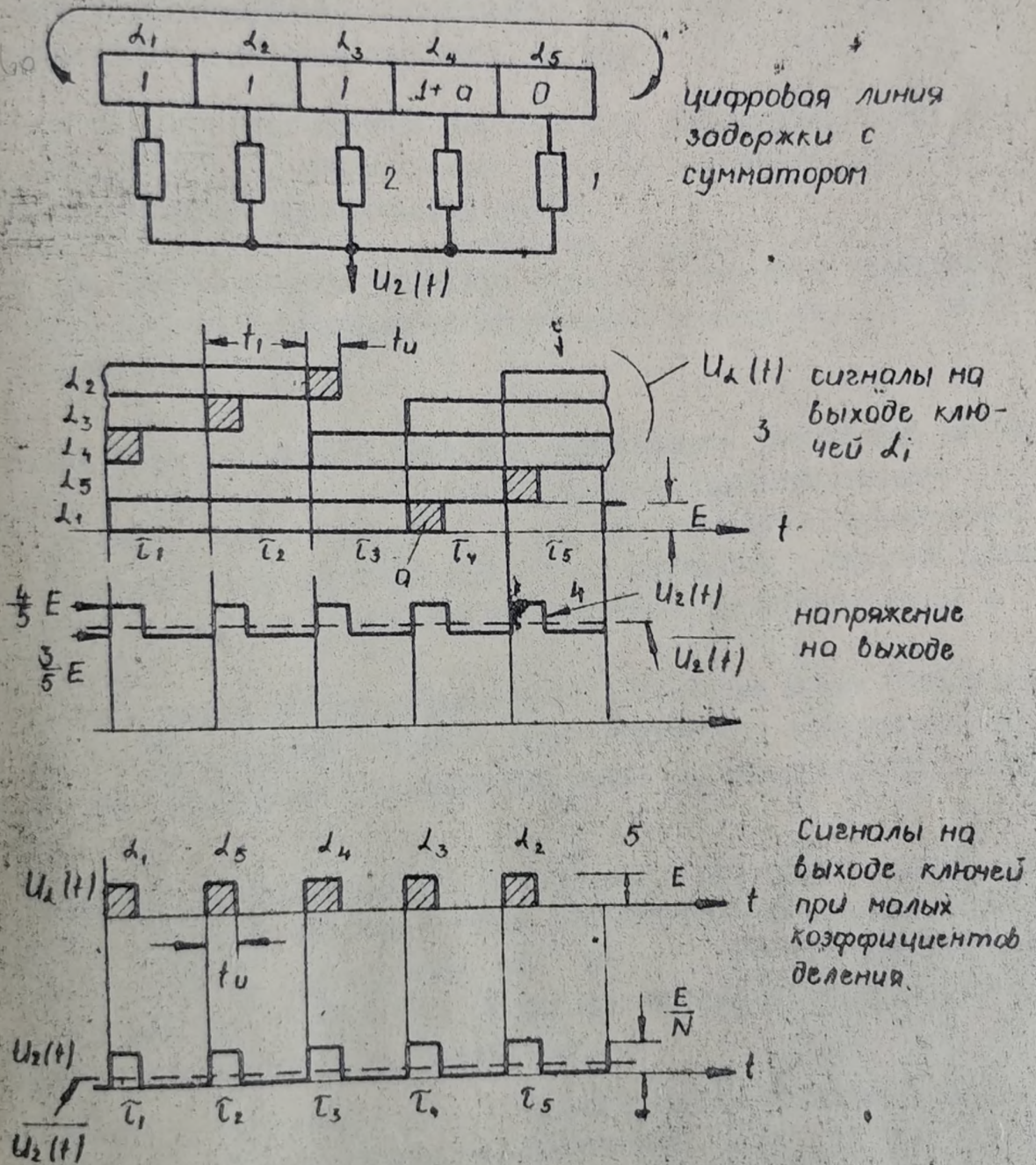


Рис 5.2

ОВ ИЗМЕНЕНИЯ  
НЕ СО

111173

Я610.019.042



- включаются из усредненного результата погрешности суммирующей сетки;
- усредняются остаточные параметры ключей;
- высокая разрезающая способность;
- частота основной пульсации  $N \cdot F$  (1 гарм.);
- амплитуда основной пульсации  $\leq \frac{\epsilon}{N}$ ;
- амплитуда пульсации частотой  $F < \frac{F}{1000}$

Таким образом многобазный ШИМ делитель, аналоговая часть которого усложнена (5-10)-ю относительно простыми ключевыми схемами, 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 аналого-цифрового (коммутируемого) фильтра (система "интегрирование и выборка", *Sampling and Hold*) или имея после суммирующей сети усилитель, интегрирующий АЦП и т.п. позволяет уменьшать дополнительную погрешность от нелинейности (эффект детектирования) в  $\frac{1}{N}$  раз.

Влияние нелинейности усредняющего устройства может быть показано при использовании способов кодо-аналогового преобразования (или деления напряжения) в схеме компенсации, как, например, показано на рис. 5.3.

Условие компенсации  $U_3 = 0$  достигается при подаче такого кода  $M$ , которому соответствует усредненное напряжение  $U_2(t)$ , равное измеряемому напряжению  $U_1$  (тогда  $\Delta U(t) = 0$  и  $U_3 = 0$ ). Но благодаря нелинейности усредняющего устройства, в последнем происходит детектирование переменной составляющей напряжения  $U_1(t)$ .

Поскольку при компенсации руководствуется показанием нуля-органа и в конечном итоге устанавливает напряжения  $U_3 = 0$ , то это означает, что напряжение  $U_2(t)$  имеет погрешность  $\Delta U(t) \neq 0$ , необходимую для компенсации результата детектирования. Входной код, непосредственно связанный с напряжением  $U_2(t)$ , по этой причине также имеет погрешность.

Если аппроксимировать характеристику передачи усредняющего устройства (для переменной составляющей) многочленом второй степени,

$$U_3 = a_1 \Delta U(t) + a_2 \Delta^2 U(t)$$

ОБ  
НЕ С

1.1.1.73

ЯНО.019.042



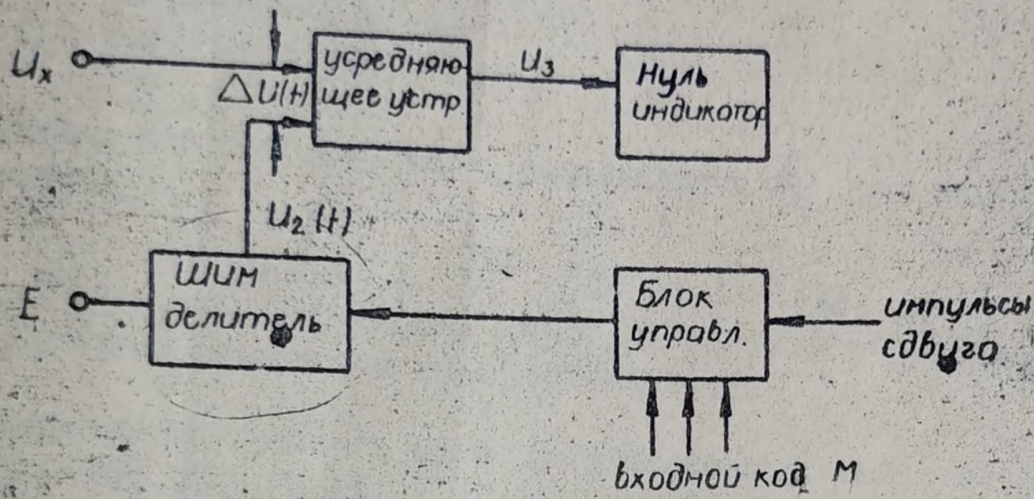


Рис. 5.3.

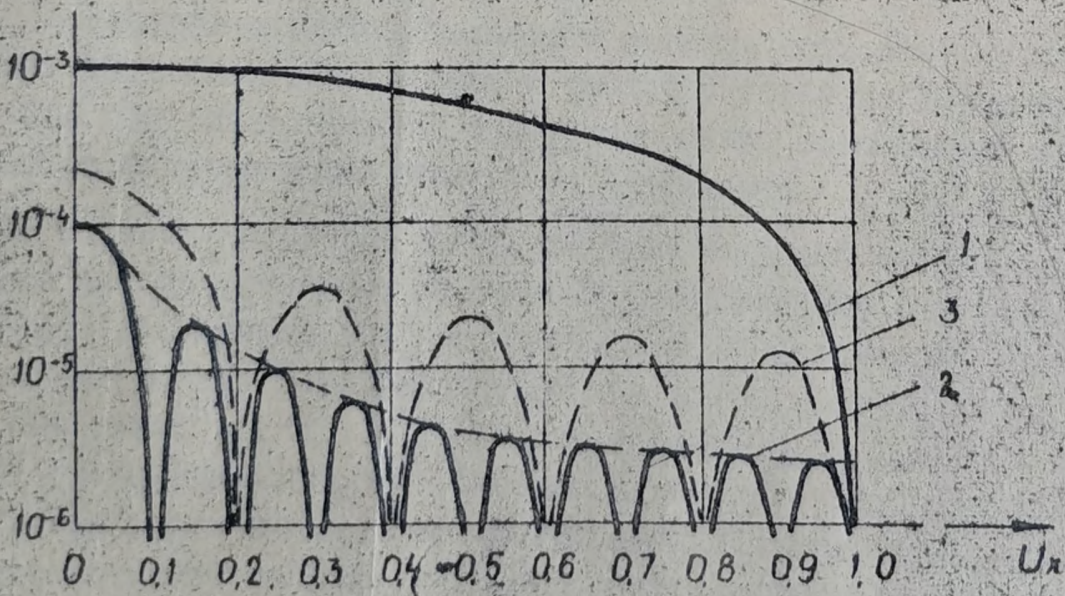


Рис. 5.4

- 1 - простой ШИМ делитель
- 2 - многофазный ШИМ делитель,  $N=10$ ,
- 3 - многофазный ШИМ делитель  $N=5$ .

ОБЪЕКТ ИЗМЕНЕНИЯ  
 117173

117173



где  $U_3$  - напряжение на выходе усредняющего устройства;  
 $\Delta U(t) = U_x - U_3(t)$  - напряжение на входе усредняющего устройства, то  
 получим выражение для погрешности от нелинейности для способа широт-  
 но-импульсной модуляции:

$$\delta_1 = \frac{a_2}{a_1} [E - U_x]$$

где:  $E$  - опорное напряжение  
 $U_x$  - измеряемое напряжение

Выражение для погрешности от нелинейности  $\delta_2$  для многофазного  
 ПИМ делителя:

$$\delta_{2 \max} = \frac{1}{4} \frac{a_2}{a_1} \frac{E^2}{N^2 U_x}$$

где:  $N$  - число резисторов декодирующей сетки

Графическое изображение обеих погрешностей показано на рис. 5.4  
 при условии, что  $\frac{a_2}{a_1} E = 0,1\%$

Погрешность  $\delta_{2 \max}$  соответствует экстремальным точкам кривой  
 погрешности.

Как видно из графика, выигрыш в погрешности от нелинейности  
 составляет от  $N$  до  $N^2$  раз в диапазоне  $U_x \approx 0 - E$

Знание параметров помехи и полезного сигнала позволяет использо-  
 вание еще двух способов, увеличивающих быстродействие усредняющего  
 устройства. Оба они заключаются в подаче на обычно заземленный вы-  
 вод конденсатора фильтра дополнительного напряжения.

В первом способе на второй вывод фильтра подается напряжение  
 приблизительно равное усредненному выходному напряжению (см. пример  
 на рис. 5.5). Это дополнительное напряжение, подаваемое через повто-  
 ритель напряжения, может быть выработано Ц-А преобразователем на  
 резистивных пленочных сетках (погрешность порядка 0,02-0,1%), или  
 системой "интегрирование-выборка" (в этом вспомогательном включении  
 последняя система может иметь погрешность нелинейности, отбит, нуля,  
 которые непосредственно на измерительную цепь не влияют и следова-  
 тельно система может быть построена на интегральных дифференциаль-  
 ных усилителях постоянного тока). Положительный эффект в первом спо-  
 собе достигается за счет того, что конденсаторы фильтра не должны  
 перезаряжаться при изменениях среднего значения выходного напряжения  
 (точнее они должны перезаряжаться на значение абсолютной погрешности  
 дополнительного напряжения), это обстоятельство позволяет либо уве-  
 личивать быстродействие фильтра, либо при заданном быстродействии



Способ увеличения быстродействия и исключения поляризации конденсаторов фильтра.

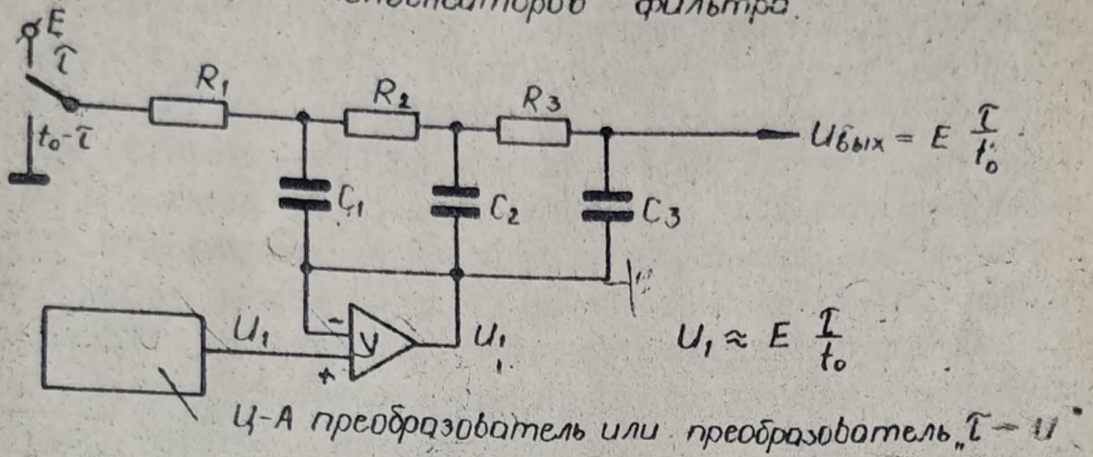


Рис. 5.5

Усилитель  $U$  не входит в цепь постоянного измерительного напряжения.

Вариант реализации способа увеличения быстродействия фильтра

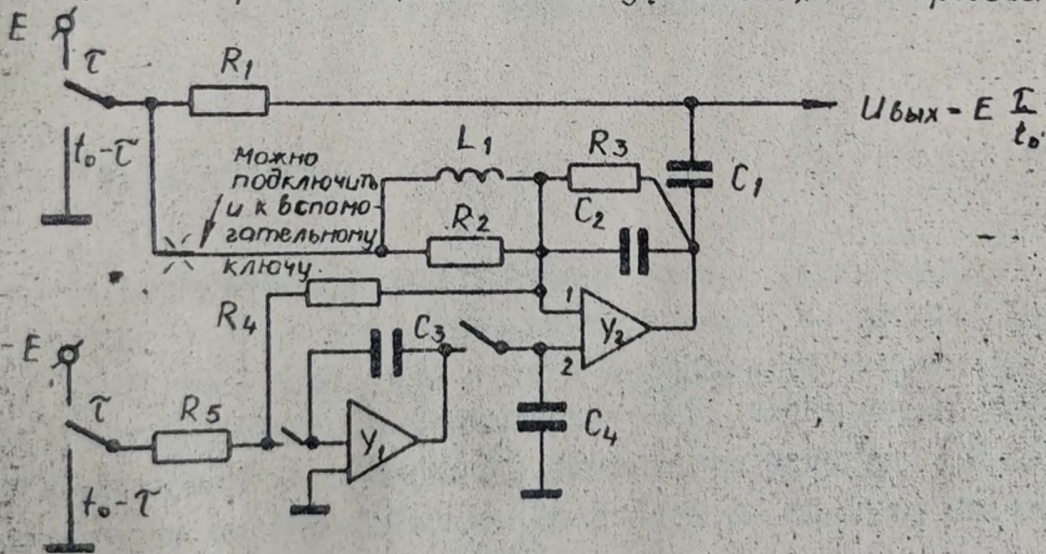


Рис. 5.6

$R_3$  - служит для обеспечения режима повторения усилителя  $U_2$  по второму входу и исключения дрейфа,  
 $L_1$  - служит для компенсации влияния  $R_3$ ,  
 $U_1$ ,  $C_3$ ,  $R_5$ ,  $C_4$  система "интегрирование - выборка" (преобразователь  $\tau \rightarrow U$ ). Усилители  $U_1$ ,  $U_2$  не входят в цепь постоянного измерительного напряжения.

ОВ ИЗМЕНЕНИИ



увеличить затухание помехи. Этот способ уменьшает также влияние поляризации конденсаторов фильтра.

При втором способе вспомогательное напряжение должно иметь форму пульсации на конденсаторе фильтра, но с обратной полярностью. Такое напряжение может генерироваться интегратором на интегральном усилителе от входного ШИМ импульса (рис. 5.6). Этот способ позволяет уменьшить постоянную времени фильтра. В этом варианте также можно еще добавить дополнительное постоянное напряжение. Однако необходимо отметить, что во втором варианте не удастся значительно уменьшить постоянную времени фильтра т.к. точной компенсации пульсации препятствует неустойчивость емкости (изменения во времени в основном, 1-5%) конденсаторов фильтра и интегратора.

### 5.3. Оценка взаимосвязи основных параметров ШИМ делителя

Рассмотрим взаимосвязь между:

- временем установления выходного напряжения  $t_y$ ;
- точностью установления  $E$ ;
- уровнем пульсации (оценка по первой гармонической составляющей)

$$\mu = \frac{U_{пульс. \text{ вых}}}{E}$$

- частотой переключения

$$F = \frac{1}{t_0}$$

Предположим применение фильтра нижних частот (применение настроенных LC или RC фильтров не приемлемо из-за больших остаточных изменений емкости конденсаторов), для оценки предположим построение фильтра из RC ячеек (фильтры нижних частот RLC типов могут иметь несколько меньшее время установления). Используем методику [Л 16], откуда напряжение на выходе фильтра при подаче на ее вход сигнала напряжения равного  $E$ . Топ выражается:

$$U_{\text{вых}} = E T_{\text{ср}} \left[ 1 - \frac{2(-1)^i}{2n+1} \sum_{i=0}^{n-1} \cos \frac{2i+1}{2n+1} \cdot \frac{\pi}{2} \times \text{ctg} \frac{2i+1}{2n+1} \cdot \frac{\pi}{2} \times \right. \\ \left. \times \exp\left(\frac{2}{T} \cos \frac{2i+1}{2n+1} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (5.3)$$



где

$n$  - число Г-образных РС ячеек, с одинаковой постоянной времени  
 $\tau$  - суммарная постоянная времени

$$\tau = n^2 \tau_1$$

Точность установления выходного напряжения будет определяться практически членом  $i=0$ :

$$\varepsilon = \frac{2}{2n+1} \cos \frac{\pi}{2n+1} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2n+1} \exp 2 \left( \frac{\cos \frac{\pi}{2n+1} - 1}{\tau_1} \right) t_y \quad (5.4)$$

$$= A(n) \cdot \exp \frac{t_y}{\tau} \cdot B(n)$$

где

$$B(n) = 2n^2 \left( \cos \frac{\pi}{2n+1} - 1 \right)$$

откуда

$$\frac{t_y}{\tau} = \frac{-1}{B(n)} \ln \frac{A(n)}{\varepsilon}, \quad (5.6)$$

для  $n=1-10$   $A(n) \approx 1$

Значения  $B(n)$  следующие:

$n$	1	2	3	4	5	6	8	10
$B(n)$	-1	-1,6	-1,8	-1,9	-2,0	-2,2	-2,2	-2,4

Отсюда можно сделать вывод, что время установления связана с суммарной постоянной времени почти независимо от числа ячеек  $n$

$$t_y \approx \frac{\tau}{2} \ln \frac{1}{\varepsilon} \quad (5.6)$$

Пульсация (амплитуда  $I$  гармоник относительно  $E$ ) на выходе фильтра определяется для выходящего случая:

$$\rho \approx \frac{1}{n} \left( \frac{\pi^2}{2\pi f \tau} \right)^2, \quad (5.7)$$

учитывая также  $n_{opt} = \frac{\ln(1/\rho)}{2}$

$$\tau \approx \frac{7,4}{2\pi f} n_{opt}^2 \quad (5.8)$$



$\mu$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
порт	2	3	4	5	6
$\tau$	4,8	11	19	26	43

$$\tau \approx \frac{0,3}{F} \cdot \left( \ln \frac{1}{\mu \mu} \right)^2$$

(5.9)

$$\tau_1 \approx \frac{1}{F}$$

(5.10)

Отсюда видно, что требование к пульсации слабо влияет на постоянную времени  $\tau$ . Из (5.6) и (5.9) получим

$$\Delta u \approx \frac{0,15}{F} \left( \ln \frac{1}{\mu \mu} \right)^2 \cdot \ln \left( \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

(5.11)

Вводя коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  такое

$$\frac{1}{\mu} = 10^\alpha \quad \text{и} \quad \frac{1}{\varepsilon} = 10^\beta$$

Получим следующий набор формул для приблизительной оценки и проектирования цепочечных КС фильтров для КИМ делителей:

$$t_y \approx \frac{2\beta}{F} (\alpha - 0,5)^2$$

(5.12)

$$\text{порт} \approx \alpha$$

$$\tau \approx \frac{1}{F}$$

Для  $\alpha$ :

1,4

2,2 ~ 2

3,1 ~ 3

3,97 ~ 4

4,8 ~ 5

5,7 ~ 6

ОБЪЕДИНЕННАЯ

НЕ

СЯ

117173



(Эти формулы справедливы и в общем случае если учесть, это затухание синусоидального сигнала (1 гарм), оцененная по отношению амплитуд синусоидального сигнала на входе и выходе фильтра будет

$$\frac{1}{n^2}$$

Более точная формула

$$t_{yF} = 10^{\frac{\alpha - 0,5}{n} - 0,43 - \log \beta(n) + \log n^2 + \log \beta} = \frac{10^{\frac{\alpha - 0,5 - 0,43}{n} \cdot n^2 \cdot \beta}}{\beta(n)} = 10^{\frac{\alpha}{n}} \cdot \beta \cdot W(n) \quad (5.13)$$

Таблица

n	2	3	4	5	6
$\gamma$	$10^{-(1,8-2,7)}$ $-(36-54)dB$	$10^{-(2,7-3,5)}$ $-(54-70)dB$	$10^{-(3,5-4,4)}$ $-(70-88)dB$	$10^{-(4,4-5,3)}$ $-(88-106)dB$	$10^{-5,3}$
$W(n)$	0,52	1,2	2,4	3,7	5,1
$t_{yF}$	$0,52 \cdot 10^{\frac{\alpha}{2}} \cdot \beta$	$1,2 \cdot 10^{\frac{\alpha}{3}} \cdot \beta$	$2,4 \cdot 10^{\frac{\alpha}{4}} \cdot \beta$	$3,7 \cdot 10^{\frac{\alpha}{5}} \cdot \beta$	$5,1 \cdot 10^{\frac{\alpha}{6}} \cdot \beta$

Последняя строчка табл. характеризует зависимость друг от друга времени установления  $t_y$ , частоты ШИМ  $F$ , затухания пульсации  $\alpha(\mu)$ , точности установления  $\beta(\varepsilon)$  в многозвенном ЕС фильтре. Эти зависимости изображены на рис. 8.7.а.

Рассмотрим требования к параметрам ШИМ для следующих случаев:

- калибратор постоянного напряжения класса 0,1%, объект чувствует пульсацию, время установления  $t_y \leq 1$  сек;

- калибратор постоянного напряжения класса 0,01% для поверки ЦВ:

а) интегрирующих (пульсация может быть 0,1%, т.к. ЦВ имеет подавление  $\geq 40dB$ );

б) неинтегрирующих, время установления желательно  $t_y \leq 0,1$  сек, исходя из необходимости работы в системе автоматической поверки;

- калибратор постоянного напряжения класса 0,001%, для поверки ЦВ время установления  $t_y \leq 1$  сек;

ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ

11173

НЕ С... СЯ

11010 010



Основные характеристики ШИМ делителя.

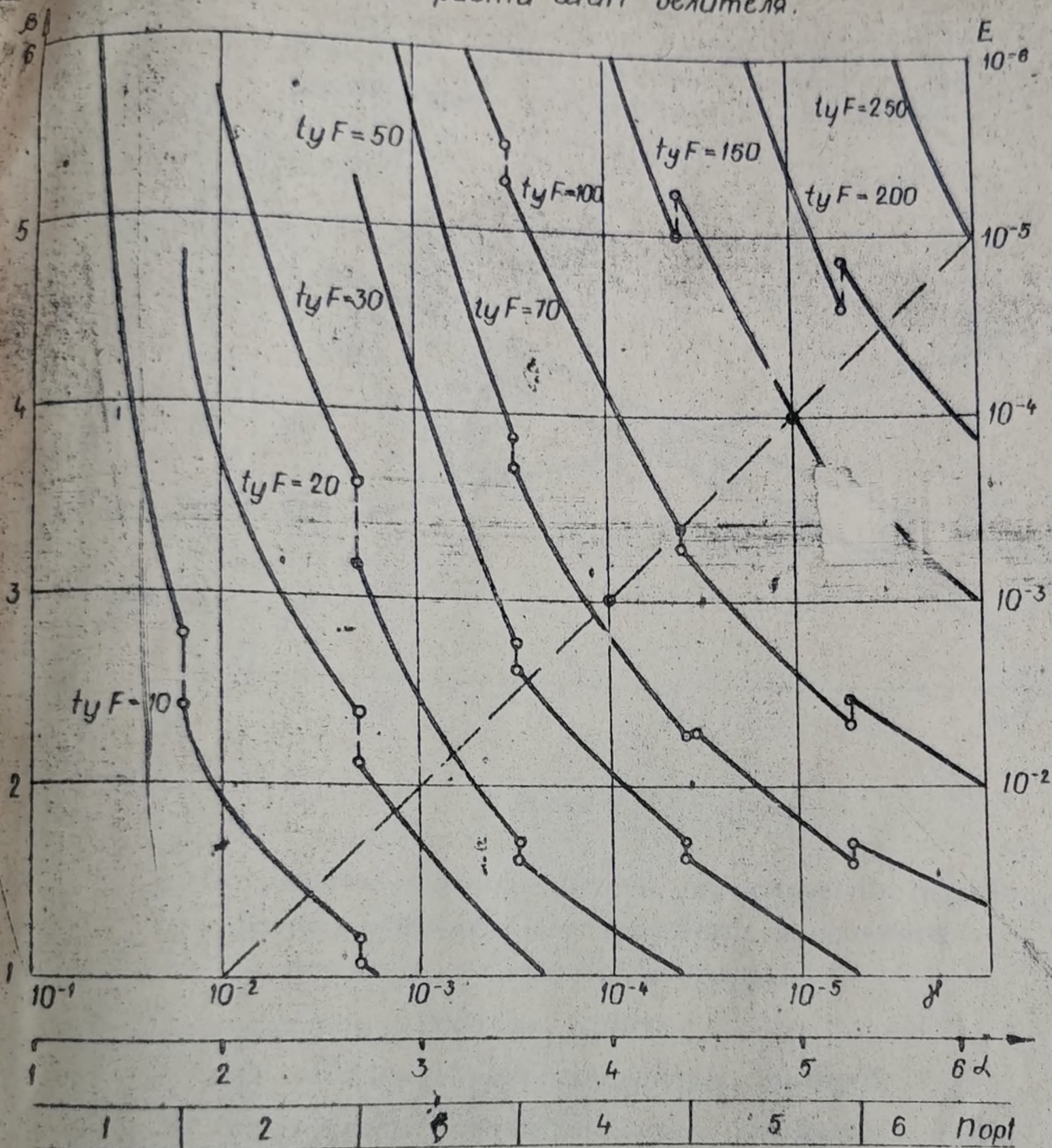


Рис. 5.7. а. ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ С ...

$E$  - точность установления выходного напряжения ( $\beta = -\log_{10} E$ );  
 $\delta$  - амплитуда I гармоники пульсации, втнесенное  
 к постоянному входному напряжению  
 ШИМ делителя ( $\alpha = -\log_{10} \delta$ );  
 Порт - количество Г образных RC ячеек фильтра  
 $t_y$  - время установления  
 $F$  - частота повторения ШИМ импульса



Зависимость основных параметров ШИМ-делителя от его класса точности при использовании для усреднения многозвенных RC-фильтров

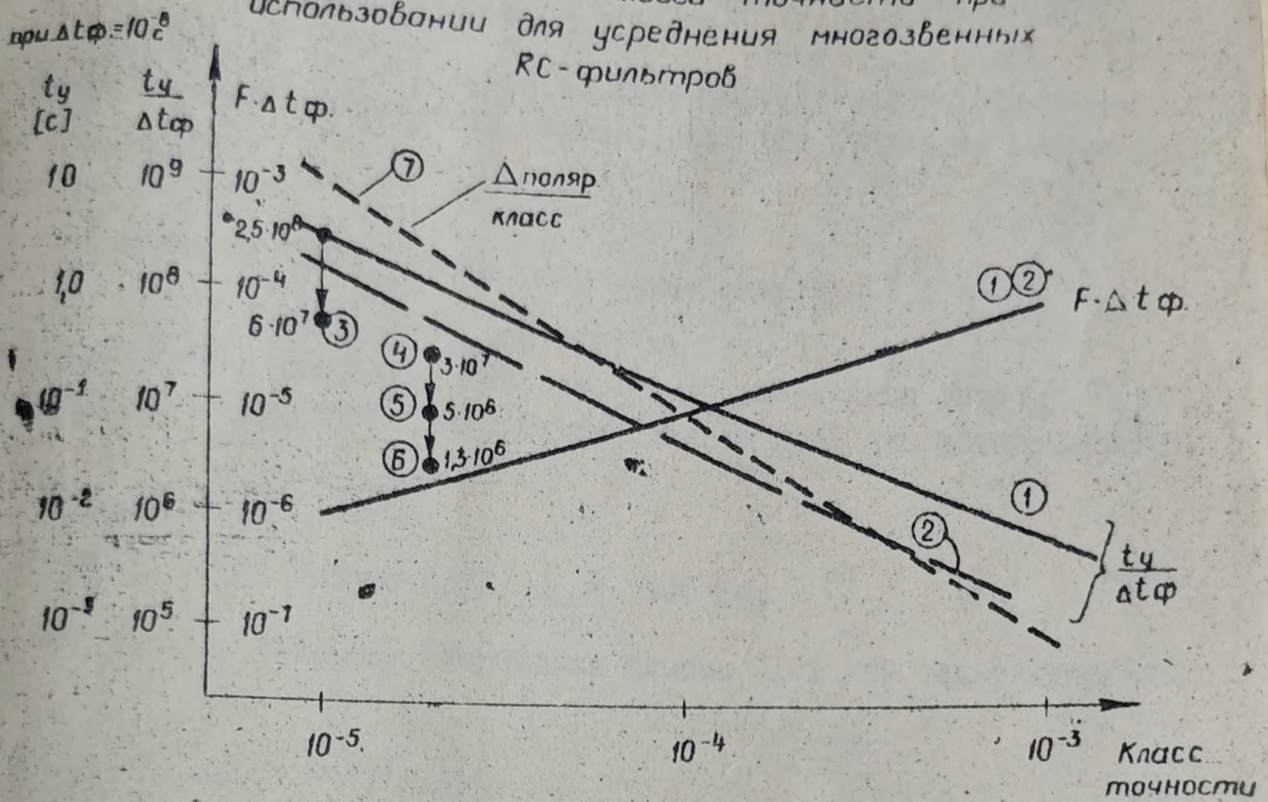


Рис. 5.7. в.

$\Delta t_{\phi}$  - нестабильность времен переключения точных ключей,  
 $t_y$  - время установления выходного напряжения  
 (с точностью равного класса)

$F$  - частота работы ШИМ

1 - для проверки неинтегрирующих приборов

2 - для проверки интегрирующих приборов

3 - ускорение при использовании 5-и фазного ШИМ

4 - однофазный ШИМ для встраивания в ЦВ

5 - ускорение при использовании 4-х фазного ШИМ

6 - ускорение при использовании 10-и фазного ШИМ

7 - изменение отношения погрешности от поляризации конденсаторов фильтра к классу делителя (кривая относительная).

Амплитуда пульсации принята 1% класса

ОБ  
 НЕ

117173



- компенсационный делитель напряжения для встраивания в ЦВ  
комбинированного типа класса 0,002 %, вольтметр интегрирующего  
типа, время установления  $t_y \leq 0,3$  сек.

Определяет  $t_y$  как время, за которое погрешность отличается от  
установившегося на величину класса. Значение пульсации допускает  
I класса.  
10.

Калибратор постоянного напряжения класса 0,1 :

$$\beta = 3; \alpha = 4 \text{ из графика рис. 5.7}$$

получим  $t_y F = 75$ , следовательно для  $t_y \leq 1$  сек должна быть  $F_{min} \geq 75$  гц,  
калибратор постоянного напряжения класса 0,01 для интегрирующего  
ЦВ:

$$\beta = 4; \alpha = 3 \rightarrow t_y F = 100$$

для  $t_y \leq 0,1$  сек должно быть  $F_{min} \geq 500$  гц.

Калибратор постоянного напряжения класса 0,01 для неинтегрирующего  
ЦВ:

$$\beta = 4; \alpha = 5 \rightarrow t_y F = 150$$

для  $t_y \leq 0,1$  сек должно быть  $F_{min} \geq 1500$  гц

или  $t_y \leq 1$  сек  $F_{min} \geq 150$  гц

Калибратор постоянного напряжения класса 0,001 для интегрирую-  
щих ЦВ:

$$\beta = 5; \alpha = 4 \rightarrow t_y F = 120$$

для  $t_y \leq 1$  сек,  $F_{min} = 120$  гц

Калибратор постоянного напряжения класса 0,001 для неинтегрирую-  
щих ЦВ:

$$\beta = 5; \alpha = 6 \rightarrow t_y F = 250$$

для  $t_y \leq 1$  сек  $F_{min} = 250$  гц

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
НЕ С

Делитель напряжения для встраивания в ЦВ класса 0,002 интегри-  
рующего типа:  
В этом случае работа БИМ делителя и интегратора ЦВ синхронизирована  
и подавление пульсации необходимо лишь для предотвращения ограниче-  
ния и нелинейных искажений.

117173



$$\beta = 5, \quad \alpha = 3 \rightarrow t_{yF} = 60$$

$$\text{для } t_{yF} \leq 0,1 \text{ сек} \quad F_{\min} \geq 600 \text{ Гц}$$

Аналогично могут быть найдены значения  $t_{yF}$  и для других конкретных случаев.

С другой стороны частота ШИМ  $F$  связана с классом прибора и нестабильностью фронтов  $\Delta t_{\phi}$  импульса после ключей. Если принять

$$\Delta t_{\phi} \cdot F = \frac{1}{10} \text{ класса, тогда имеем при } \Delta t_{\phi} = 10 \text{ нс}$$

Класс, %	$F_{\max}$ кГц
0,1	10
0,01	1
0,001	0,1

ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ СООБЩАЕТСЯ

Сравнивая  $F_{\max}$  и  $F_{\min}$  обнаруживаем реальность выполнения всех перечисленных приборов (при  $\Delta t_{\phi} \leq 10$  наносек) за исключением калибратора постоянного напряжения класса 0,001 для неинтегрирующих вольтметров и делителя напряжения для ввода в ЦВ класса 0,002. В этих случаях необходимо либо увеличить  $t_{yF}$ , либо уменьшить  $\Delta t_{\phi}$ .

Оценим также эффективность схемных приемов: многофазный ШИМ делитель, фильтр с дополнительным напряжением (рис.5.5, рис.5.6).

Многофазный ШИМ делитель обеспечивает пульсацию на частоте  $F$  порядка 0,1%, поэтому для калибратора класса 0,001 (для интегрируемых ЦВ) необходимо дополнительная фильтрация с  $\alpha \approx 3$

$$\beta = 5, \quad \alpha = 3 \rightarrow t_{yF} = 60$$

что обеспечит при  $F = 100 \text{ Гц}$   $t_{yF} = 0,6 \text{ сек}$

Однако здесь появляется пульсация с размахом  $\frac{E}{N}$  и частотой  $N \cdot F$ . Фильтр с  $n = 3$  увеличивает затухание на частоте  $N \cdot F$  в  $N^n = N^3$  раз ( $N$  - число фаз многофазного ШИМ делителя).

Необходимо, чтобы  $\frac{E}{N} \frac{10^{-3}}{N^3} \leq 10^{-6}$  отсюда

число фаз

$$N = 5,6 \quad (5 \text{ или } 6)$$

117173



т.с. пятифазный или шестифазный ШИМ делитель.

Для встраиваемого в ЦЗ делителя не нужен фильтр на частоте  $F$ .  
 По мере частотой  $NF$  необходимо уменьшить до 0,1%, т.е.

$$\frac{\left(\frac{E}{N}\right) \mu}{F} = 10^{-3}$$

$$t_y = \frac{\gamma(n) \cdot 10^{\frac{\alpha}{\beta}}}{NF} \leq 3 \cdot 10^{-4}$$

Если число фаз  $N=10$ , тогда  $\alpha=2$  и  $\beta=5$   $t_y = 25$ , что обеспечи-  
 вает  $t_y = \frac{25}{10-100} = 25$  мс.

Если  $N=4$  тогда  $\alpha=2,4$  ( $n=2$ ) и  $\beta=5$   $t_y(NF)=40$ ,  
 что обеспечивает время установления  $t_y = \frac{40}{4 \cdot 100} = 100$  мс.

К этим временам необходимо добавить время  $t_0$ , за которое устанавлива-  
 ется напряжение на выходе суммирующей сетки (IC10).

Вариант с постоянным дополнительным напряжением (рис. 5.5) обе-  
 спечивает точность доп. напряжения порядка  $10^{-3}$ , следовательно необ-  
 ходимое значение  $\beta=2$

Для калибратора 0,001  $\alpha=6$   $t_y F = 100$   
 $t_y = \frac{100}{100} = 1$  сек

Для встраиваемого ШИМ делителя  $\alpha=3$ , следовательно  
 $t_y F = 2,4$   $t_y = \frac{2,4}{100} = 0,24$  сек

Вариант с комбинированным дополнительным напряжением (рис. 5.6),  
 обеспечивает компенсацию пульсации  $\delta \approx 20^{-50}$  раз, следовательно  
 для калибратора 0,001%

$\alpha=4,3-4,7$   $\beta=2 \rightarrow t_y F = 60-70$   
 $t_y = 0,8-0,7$

для встраиваемого ШИМ делителя  $\alpha=1,3-1,7$  и  $\beta=2$   $t_y F = 5-9$   
 $t_y = 50-90$  мс

Исходя из приведенного следует отдать предпочтение многофаз-  
 ной ШИМ делителе по следующим причинам:



- простота схемного решения аналоговой части,
- усреднение параметров ключей модулятора (усредненные параметры более стабильны, чем параметры одного ключа).

- возможность увеличения в  $N$  раз сопротивления между ключом и фильтром без увеличения выходного сопротивления фильтра - это позволяет в  $N - N^2$  раз уменьшить погрешности, обусловленные нестабильностью и нелинейностью остаточного сопротивления ключей.

Вариант с постоянным дополнительным напряжением оправдывает себя в том случае, если наблюдается явление поляризации конденсаторов фильтра.

ОБ ОБЪЕКТАХ  
НЕ СЛУЖАЮТ

117173



## 5.4. Влияние параметров ключей

### 5.4.1. Общие формулы

Выведем зависимости для оценки влияния остаточных параметров ключей в схеме ШИМ делителя. Во 2-ой части настоящего отчета приведены количественные оценки остаточных параметров ключей, полученные расчетным и экспериментальным путем.

Рассмотрим случаи ключей на биполярных и полевых с р-п переходом (ПТ) транзисторах. Теория биполярных ключей достаточно подробно рассмотрена в литературе [Д.2, Д.17], поэтому открытый транзистор рассматривается здесь как линейное сопротивление. Механизм действия полевых транзисторов рассмотрим несколько подробнее.

Работа ключей различна в двух схемах включения (рис. 5.8. и рис. 5.9.): в случае метода интегрирования и выборки открытый ключ К1 работает все время с неизменным током, при работе на обычный фильтр ток через открытый ключ К1 зависит от коэффициента деления.

Для конкретного коэффициента деления  $T_c$  можно в первом приближении открытый ключ характеризовать его сопротивлением постоянному току (также и для нелинейных ключей). Считаем оба варианта усредненными идеальными и тем самым токи через открытые ключи постоянными при заданном  $T_c$ . В этом случае можно вывести уравнения исходя из условия равновесия: заряды, протекающие в обеих позициях ключей должны быть равными и противоположными по знаку.

Для метода интегрирования - выборка (см. рис. 5.8.):

$$\frac{E_1}{R+r_1+r_r} t_1 + \frac{U_2}{R+r_2} t_2 = 0,$$

где

$E_1$  - входное постоянное напряжение;

$U_2$  - выходное напряжение;

$R$  - входное сопротивление усредняющего устройства;

$r_1, r_2$  - сопротивления ключей  $K_1, K_2$  постоянному току;

$t_1, t_2$  - время включения ключей  $K_1, K_2$

$r_r$  - выходное сопротивление источника  $E_1$ .

Поскольку начальный коэффициент деления  $T_0$  при идеальных ключах выражается как:

$$T_0 = \frac{U_2}{E_1} = - \frac{t_1}{t_2},$$

то имеем выражение для действительного коэффициента передачи  $T_c$ .

ОВ ИЗ

НЕ СЛ



Усреднение методом интегрирования и выборки

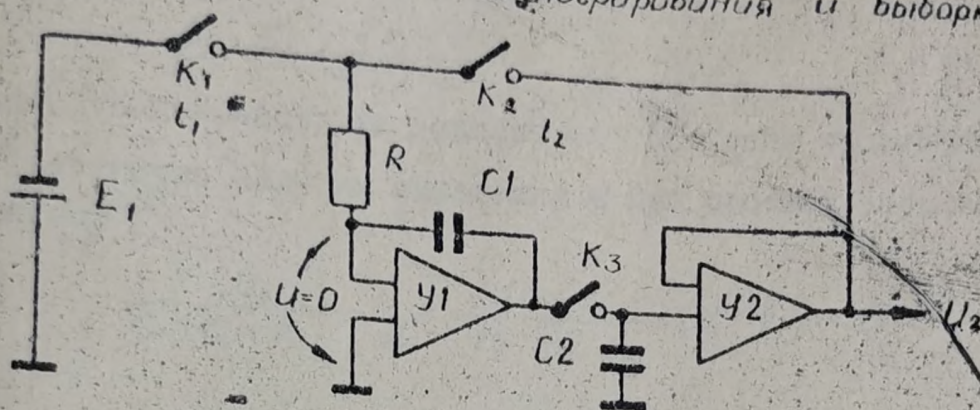


Рис. 5.8

$t_1$  - время выключения ключа  $K_1$

$t_2$  - время включения ключа  $K_2$

Схема электронного ключа на полевых транзисторах

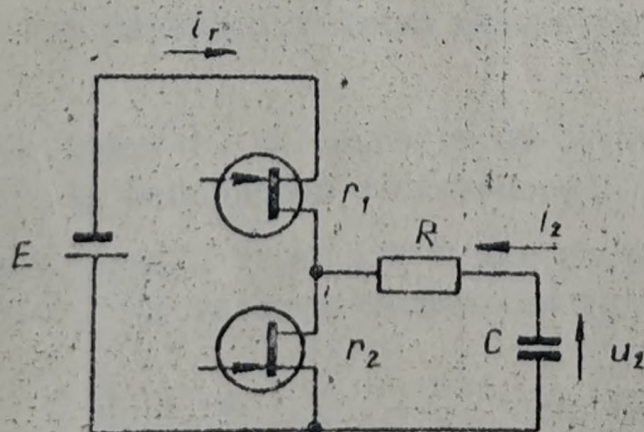


Рис. 5.9

ОБ. ПРАВИЛЬН...  
НЕ СОВМЕЩАЮ...

111173



$$T_i = -T_0 \frac{1 + \frac{r_1}{R}}{1 + \frac{r_1 + r_r}{R}} \quad \text{откуда}$$

выражение для погрешности модуля  $T_i$

$$\delta_T = \frac{r_2 - (r_1 + r_r)}{R} \quad (5.14)$$

Как видно погрешность не зависит от  $T_i$  если  $r_2$  линейна.

Аналогично получим выражения и при простом усредняющем фильтре (см. рис. 5.9):

$$\frac{E - U_2}{r_r + r_1 + R} t_1 - \frac{U_2}{r_2 + R} (t - t_1) = 0$$

откуда выражение для погрешности  $T_i$ :

$$\delta_T = \frac{r_2 - (r_1 + r_r)}{R} (1 - T_0) \quad (5.15)$$

Эта погрешность зависит от  $T_i$ , даже в том случае если  $r_1, r_2$  и  $r_r$  линейны. Она может быть легко устранена при условии

$$r_2 + r_p - r_1 - r_r = 0$$

где

$r_p$  — сопротивление добавочного реостата.

Если погрешности от остаточных сопротивлений имеют существенное влияние; то вариант усреднения "интегрирование - выборка" имеет то преимущество, что погрешность от ключей может быть скомпенсирована при простой калибровке прибора около  $T_i \approx 1$ , в случае усредняющего фильтра калибровку нужно делать около  $T_i \approx 0,5$ , что несколько сложнее.

#### 5.4.2. Формула погрешности от остаточного напряжения ключа на биполярном транзисторе

Эквивалентная схема ключа для расчета погрешности приведена на рис. 5.10. Из условия равновесия для простого усредняющего фильтра имеем:

$$\frac{E - U_2 + e_1}{R} t_1 = \frac{U_2 - e_2}{R} (t - t_1)$$

где  $e_1, e_2$  — остаточные напряжения открытых ключей.

Относительная погрешность:

$$\delta_T = \frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{e_1}{E} + \frac{e_2}{E} \left( \frac{1}{T} - 1 \right) = \frac{e_1 - e_2}{E} + \frac{e_2}{ET}$$

7510.019.042



Эквивалентная схема ключа для расчета погрешности от остаточного сопротивления

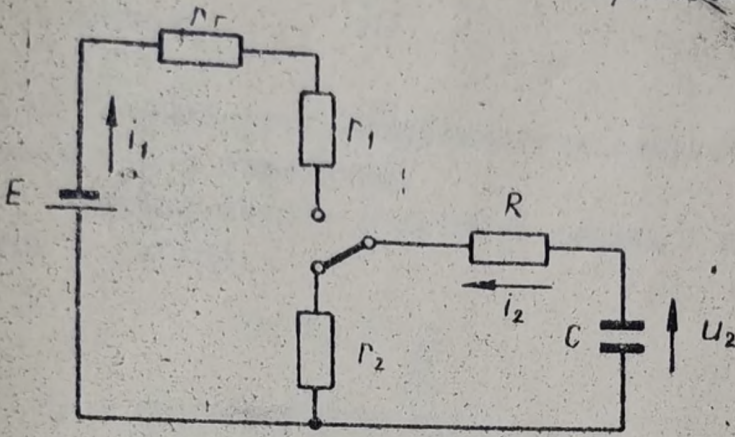


Рис. 5.10

Диаграмма работы ключа

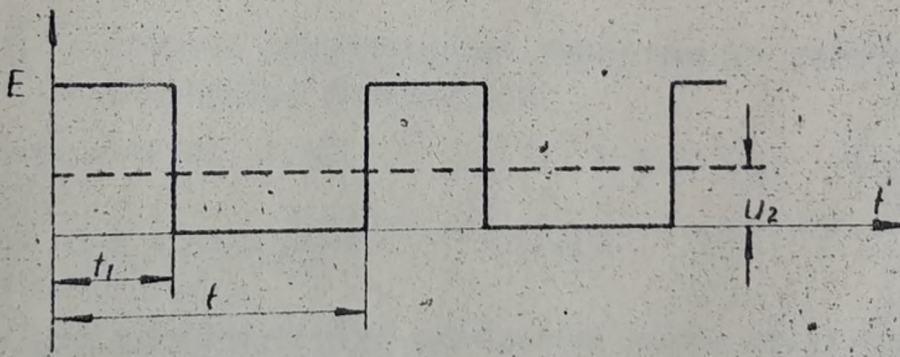


Рис. 5.11

Эквивалентная схема ключа для расчета погрешности от остаточного напряжения

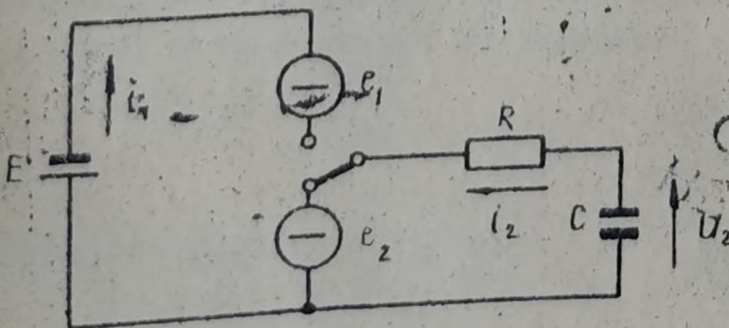


Рис. 5.12

ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
СЕРИИ ИЛИ  
КОДА

111173



условия равновесия для схемы "интегрирование-выборка"

$$\frac{E + e_1}{R} t_1 = - \frac{U_2 + e_2}{R} t_2$$

в погрешность:  $\delta_T = -\frac{e_1}{E} - \frac{e_2}{E} \cdot \frac{1}{T}$

5.4.3. Нелинейность сопротивления открытого ключа на полевом транзисторе с р-п переходом.

Сопротивление открытого канала  $\gamma$  полевого транзистора выражается формулой:

$$\gamma = \gamma_0 \frac{1}{1 - \frac{U_3}{U_0}} \quad (5.16)$$

где  $\gamma_0$  - сопротивление при  $U = 0$ ;

$U_3$  - управляющее напряжение на затворе относительно канала;

$U_0$  - напряжение отсечки (приблизительно 3+5В).

Определим необходимую стабильность поддержания  $U_3$ :

$$\Delta U_3 = \pm U_0 \cdot \frac{\Delta \gamma}{\gamma_0} = \pm U_0 \frac{R}{\gamma_0} \delta \quad (5.17)$$

где  $R$  - входное сопротивление усредняющего устройства;

$\delta$  - допустимая погрешность.

Например, если  $U_0 = 3,5В$ ,  $\delta = 10^{-6}$ ,  $R = 3 \cdot 10^4 Ом$ ;  $\gamma_0 = 50 Ом$ , то имеем:

$$\Delta U_3 = \pm 3,5 \frac{3 \cdot 10^4}{50} 10^{-6} = 2,1 мВ$$

Это обстоятельство необходимо иметь ввиду при построении схем управления.

При прохождении тока через открытый канал, на распределенном сопротивлении последнего образуется падение напряжения, вследствие чего образуется распределенное напряжение  $U_\gamma$  между каналом и затвором. Это напряжение в зависимости от направления тока будет либо отпирать либо запирает канал (см. формулу 5.16.). Грубая оценка вольтамперной характеристики открытого ключа, учитывая это явление, может быть получена по формуле:

$$U = \gamma_0 I + \frac{\gamma_0^2 I^2}{2U_0}$$

или

сопротивление постоянному току:

$$\gamma = \frac{U}{I} = \gamma_0 + \frac{\gamma_0^2}{2U_0} I = \gamma_0 + bI$$

где  $b = \frac{\gamma_0^2}{2U_0}$

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИЭС  
111173



Например если

$$U_0 = 3,56,$$

$$r_0 = 80 \text{ Ом, то } \delta = 0,9 \frac{\text{Ом}}{\text{мА}};$$

$$U_0 = 3,56,$$

$$r_0 = 50 \text{ Ом, то } \delta = 0,36 \frac{\text{Ом}}{\text{мА}}$$

Выражая зависимость сопротивления от тока формулой

$$r = r_0 + \delta \cdot i$$

получаем для ключей в верхнем и нижнем плечах:

$$r_1 = r_{01} + \delta_1 \cdot i_1,$$

$$r_2 = r_{02} + \delta_2 \cdot i_2,$$

разность сопротивлений:

$$\Delta r = r_1 - r_2 = r_{01} - r_{02} + \delta_1 \cdot i_1 - \delta_2 \cdot i_2$$

Учитывая что в схеме простого усредняющего фильтра:

$$i_1 - i_2 = \frac{E}{R},$$

$$i_2 = i_1 - \frac{E}{R},$$

$$i_1 = \frac{E - U_2}{R} = \frac{E}{R} (1 - T),$$

$$\text{получаем: } \Delta r = (r_{01} - r_{02}) + \frac{E}{R} \delta_1 - \frac{E}{R} T (\delta_1 - \delta_2).$$

Как уже было доказано в п.5.4.1 относительная погрешность от остаточного сопротивления выражается формулой:

$$\delta = \frac{\Delta r}{R} (1 - T)$$

Следовательно:

$$\delta = \left[ \frac{\Delta r_0}{R} + \frac{E}{R^2} \delta_1 - \frac{E}{R^2} T (\delta_1 - \delta_2) \right] (1 - T)$$

Первые два члена в формуле постоянные величины и вносимую ими погрешность можно устранять при начальной регулировке.

Тогда получаем окончательно:

$$\delta = - \frac{E}{R^2} (\delta_1 - \delta_2) T (1 - T)$$

(5.12.)

11113

ЯНО.019.042

Лист

54



Из формулы видно, что погрешность максимальна при  $K=0,5$ .

В усредняющей схеме "интегрирование-выборка", как было указано входной ключ работает с неизменным током, а ключ обратной связи с меняющимся током, поэтому нелинейность в этом случае характеризуется погрешностью:

$$\delta = \frac{ET}{R_2} \delta_2,$$

откуда видно, что взаимокompенсация ключей в этом случае не происходит.

#### 5.4.4. Дополнительная модуляция сопротивления открытого ключа

В реальной схеме ключа на полевом транзисторе (см. рис. 5.12.) с простым усредняющим фильтром может появиться дополнительная модуляция сопротивления открытого ключа за счет выходного сопротивления источника входного постоянного напряжения  $E$  (если потенциал затвора открытого ПТ фиксирован от другого независимого источника), а также за счет сопротивления линеаризации, включенного между общим проводом и ПТ нижнего плеча ключа (такое включение линеаризирующего сопротивления необходимо тогда, если оба ключа находятся в одном корпусе и соединены между собой).

Оценим величину модуляции. Сопротивление источника постоянного напряжения принимаем  $r_s = 18 \text{ Ом}$  (кремниевый стабилитрон), тогда

$$\Delta r = \frac{E r_s r_0}{U_0 R} = \frac{10 \cdot 80 \cdot 18}{35 \cdot 3 \cdot 10^4} = 0,140 \text{ м}$$

При входном сопротивлении усредняющего фильтра  $R = 3 \cdot 10^4$  это вызывает погрешность нелинейности порядка

$$\frac{\Delta r}{R} = \frac{14 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot 3 \cdot 10^4} = 1,2 \cdot 10^{-6} \quad (\text{см. формулу 5...}).$$

Это явление может быть уменьшено, если фиксацию потенциалов затворов осуществить следящими (в верхнем плече через повторитель напряжения от источника входного напряжения, в нижнем плече от точки присоединения ПТ к сопротивлению линеаризации).

В схеме "интегрирование-выборка" этой дополнительной модуляции не происходит (нет смысла ставить линеаризирующее сопротивление).

**ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ СООБЩАЕТСЯ**



### 3.4.5. Усреднение остаточных параметров ключей при многофазном ШИМ делителе

Рассмотрим эффект усреднения при использовании простого усредняющего фильтра. Суммирующую сетку считаем идеальной.

Влияние остаточных сопротивлений  $r_i$  от каждого ключа в отдельности выражается аналогично формуле (5 )

откуда получим условие для совместной работы всех фаз:

$$\frac{(E-U_2)t_1}{N \cdot R \cdot t} \sum_{i=1}^N \frac{1}{1 + \frac{r_{i1}}{R}} = \frac{U_2(t-t_1)}{N \cdot R \cdot t} \sum_{i=1}^N \frac{1}{1 + \frac{r_{i2}}{R}} = 0$$

далее погрешность коэффициента передачи:

$$\delta_T = (1-T_0) \left( \frac{\sum_{i=1}^N \frac{r_{2i}}{R}}{N} - \frac{\sum_{i=1}^N \frac{r_{1i}}{R}}{N} \right) \quad (5.19.)$$

Если характеризовать остаточные сопротивления ключей средним значением и пределами разброса  $\pm \Delta r$ , тогда видно из формулы (5.19.) что средние значения компенсируются, а пределы разброса уменьшаются приблизительно в  $\delta \frac{1}{\sqrt{N}}$  раз (суммирование случайных величин). Оценка пределов погрешности  $\delta_T$  может быть получена:

$$\delta_{Tmax} = \pm (1-T_0) \left( \frac{\Delta r}{R} \sqrt{\frac{2}{N}} \right) \quad \text{ОБ ИЗМЕНЕНИИ} \quad (5.20)$$

Также видно, что оставшаяся разность может быть скомпенсирована для всех ключей в одном **КЛЮЧЕ** (последовательное регулируемое сопротивление в цепи одного ключа).

Дополнительное снижение погрешности  $\delta_T$  получается за счет того, что в многофазном делителе можно увеличивать входное сопротивление  $R$  усредняющего фильтра до  $N$  раз, не увеличивая выходного сопротивления фильтра.

Формула (5.20) указывает и на уменьшение дополнительных погрешностей от различия температурных изменения и нелинейности сопротивлений ключей  $r_i$ .

Аналогично имеем и для остаточных напряжений

$$\delta_T = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{e_{i1} - e_{i2}}{E} + \frac{1}{N} \frac{1}{T_0} \sum_{i=1}^N \frac{e_{i2}}{E} \quad (5.21.)$$



Если характеризовать остаточные напряжения ключей средним значением и пределом разброса  $\pm \Delta e$ , то оценка предельной величины погрешности:

$$\delta_{Tmax} = \pm \left[ \frac{\Delta e}{E} \sqrt{\frac{2}{N}} + \frac{1}{T_0} \left( \frac{e_0}{E} + \frac{\Delta e}{\sqrt{N}} \right) \right] \quad (5.22)$$

напряжение  $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_{i2}$  представляет собой смещение нуля и может быть скомпенсировано. Погрешность  $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{e_{i1} - e_{i2}}{E}$  представляет собой относительную погрешность и устраняется при калибровке прибора.

Остаточное напряжение может быть уменьшено при использовании в разных фазах ключей на р-п-р и п-р-п транзисторах.

При использовании многофазного ШИМ делителя происходит усреднение всех влияющих параметров ключей, в том числе и нестабильностей времен переключения.

#### 5.4.6. Управление ключами и время переключения

Биполярные ключи как правило должны работать в режиме глубокого насыщения для обеспечения малых и стабильных значений остаточных параметров [Л2, Л17], поэтому основное время переключения обусловлено временем задержки фронта выходного импульса при заперении транзистора, а также временем фронта и спада импульса. Поскольку наименьшими остаточными параметрами обладают ответственные низкочастотные транзисторы, то время переключения биполярных ключей оценивается значениями 1-2 мкс.

Поскольку мы производим усреднение выходного импульса тогда нас непосредственно интересует не время переключения, а ее временная и температурная нестабильность (т.е. изменение времен задержки, фронта и спада). В ТУ на транзисторы не приводятся ряд параметров, необходимых для расчета нестабильности времени переключения, поэтому определенно ее производим экспериментальным путем (см. II часть).

При построении схемы управления ключа на биполярных транзисторах необходимо стабилизировать ток отпирания базы ( $\sim 2$  мА) и обеспечить минимальное сопротивление цепи базы при заперении ключа (для быстрого отвода заряда из области базы).

ОБ ИЗМЕНЕНИИ

11173

НЕ



Известны схемы, где в целях устранения влияния остаточных параметров ключей и уменьшения времени переключения, биполярные транзисторы насыщаются неглубоко, используют высокочастотные транзисторы с большими остаточными сопротивлениями и напряжениями, но при этом охватывает ключ отрицательной обратной связью (см, рис. 5.13).

Параметры таких ключей зависят в основном от быстродействия, дрейфа нуля и коэффициента усиления операционного усилителя в цепи обратной связи. При требуемых погрешностях порядка  $10^{-6} - 10^{-5}$ ; нестабильности времени переключения менее 10 наносек. и напряжения дрейфа не более 10 мВ, построение подобного усилителя является затруднительным. Целесообразнее быстродействующие цепи выполнять максимально простыми.

Недостатком ключей на биполярных транзисторах является также протекание тока управления базы через источник входного напряжения, что вынуждает применение в качестве источника стабилизатора напряжения. Условия работы стабилизатора могут быть облегчены введением токостабилизирующих или тококомпенсирующих цепочек. Интересно также применение составного ключа из двух пар транзисторов с разными проводимостями [Л.18], здесь компенсируется также остаточное напряжение ключа.

Применение отечественных интегральных переключателей (ИКТ241, ИКТ221 и др.) затрудняется усложнением схемы управления т.к. у пары транзисторов соединены между собой коллекторы через которые должен проходить ток управления.

Облегчение требований к источнику входного напряжения (возможность использования кремниевого стабилитрона без операционного усилителя, вносящего дополнительный дрейф и шум), а также увеличение быстродействия возможно при использовании полевых транзисторов.

Полевые транзисторы не обладают остаточным напряжением, однако остаточное сопротивление открытого ключа имеет порядок 500-1500 Ом.

Для снижения этого сопротивления используется параллельное соединение транзисторов. Разработаны отечественные ключи на полевых транзисторах с р-п переходом в интегральном исполнении, где каждое плечо ключа состоит из 10-ти параллельно включенных транзисторов [Л.19], обладающие остаточным сопротивлением 50-80 Ом. Из МОП транзисторов наиболее подходящими являются интегральные коммутаторы ИКТ282 ( $\leq 100$  Ом), ИКТ301 (220-300 Ом), с 4-6



Вариант ключа, охваченного обратной связью

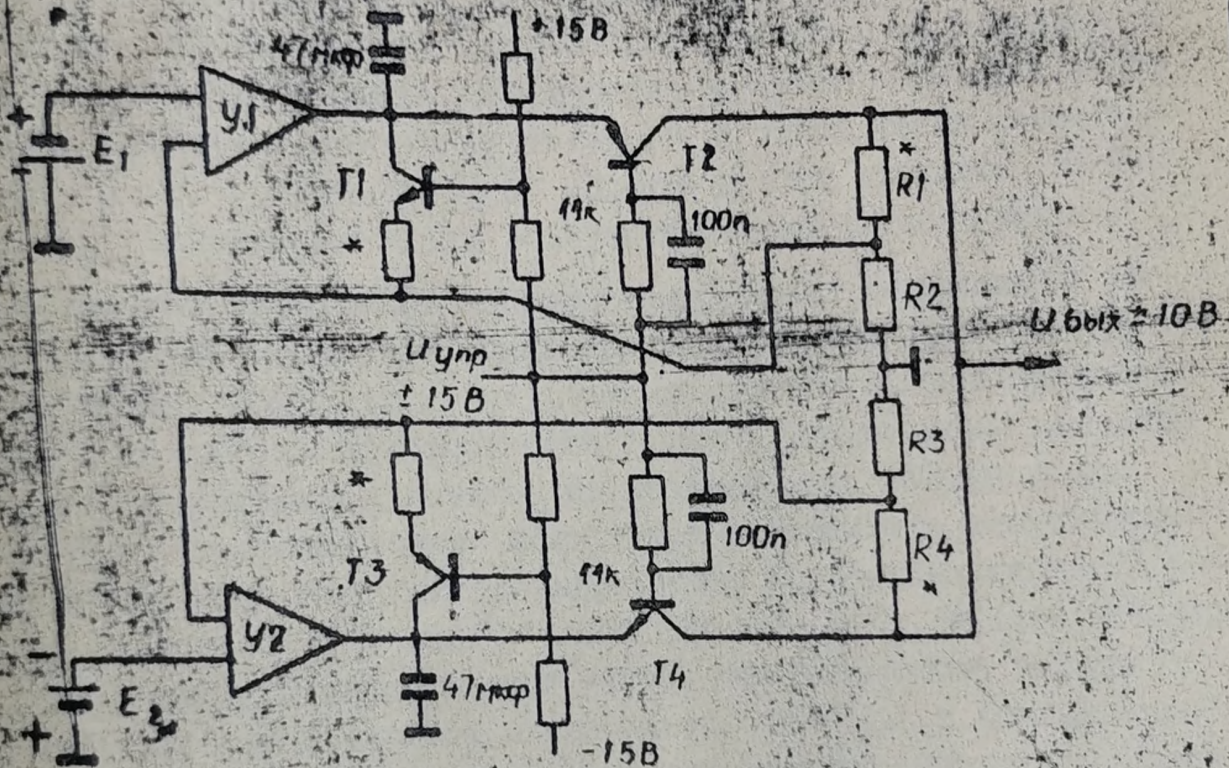


Рис. 5.13.

В частности  $E_2$  может равняться и нулю. Делители  $R1/R2$  и  $R3/R4$  служат для подгонки выходного напряжения на  $\approx 10В$  если  $E_1$  и  $E_2$  представляют собой кремниевые стабилитроны с напряжением  $< 10В$ . Ключ  $T1(T3)$  проводит при запертии  $T2(T4)$  и служит для обеспечения режима усиления  $U1(U2)$ .

ОБ ИЗМЕРЕНИИ  
НЕ СОО



транзисторами в одном корпусе, которые могут быть соединены параллельно в два плеча ключа.

Рассмотрим вопросы переключения ПТ с р-п переходом (ключи на МОП транзисторах будут рассмотрены в окончательном отчете НИР).

Как было указано в п.5.4.3 остаточное сопротивление существенно зависит от напряжения между затвором и каналом. Наиболее простым способом обеспечения стабильного нулевого значения этого напряжения является соединение затвора с истоком через сопротивление (рис.5.14. а и рис.5.15. а). Однако в этом варианте через источник  $E_{вх}$  протекает ток при запертии верхнего плеча ключа, что опять требует применения стабилизатора. Отвод запирающего заряда через конденсатор (рис.5.14. г), полевой диод (рис.5.14 д) или переносчик заряда (рис.5.14 е) не может обеспечить точной компенсации заряда вследствие невозможности точного согласования емкостей в ПТ и цепи управления, а также их неодинаковых изменений от температуры и времени, также появляется зависимость остаточного заряда от значения запирающего напряжения. Интересным является решение из ключей с "п" или "р" каналами (рис.5.14. ж). Это реализуемо в интегральном исполнении при учете, что запирающие заряды обоих транзисторов в верхнем плече ключа одинаковы и компенсируются через  $R1+R2$  при снятии запирающих управляющих напряжений. Здесь происходит также компенсация нелинейности сопротивлений открытых транзисторов. Однако здесь также не обеспечена точная компенсация зарядов, что может затянуть процесс опиравания и требуется более сложная схема управления.

Наиболее рациональным решением по нашему мнению является фиксация запирающего напряжения близко к нулю от вспомогательного стабильного источника напряжения (например кремниевого стабилизатора) рис.5.14 б, 3 и рис.5.15 б). При необходимости это напряжение может быть выполнено следящим (рис.5.14 в). Такое решение обеспечивает простоту и следовательно быстродействие схемы управления, непопадание управляющего тока в источник  $E_{вх}$ , точную и быструю фиксацию запирающего напряжения между затвором и каналом.

Схему управления ключем целесообразно выполнить на высокочастотных биполярных транзисторах (КТ339, КТ342 и др.) в виде дифференциального каскада, где транзисторы не заходят в режим насыщения. Этот каскад может выполнять также функцию триггера (рис.5.15. а).

**ОБ ИЗМЕНЕНИИ**

**№ 019.042**

11.11.73

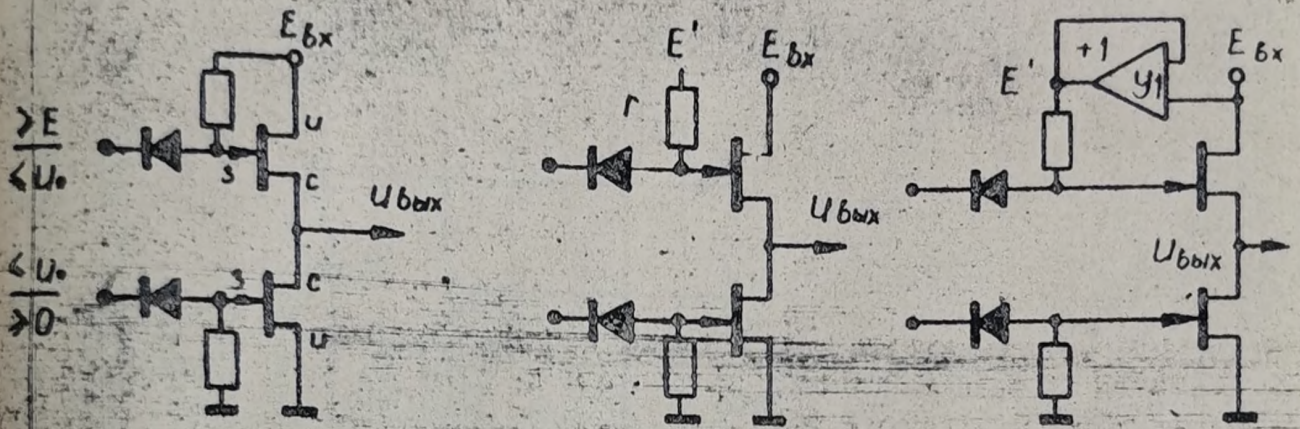
№ 019.042

Лист

60



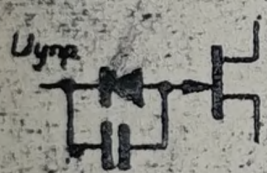
Варианты схем управления ключей  
на полевых транзисторах с р-п переходом



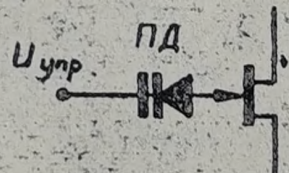
а)

б)

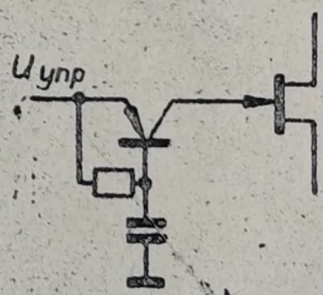
в)



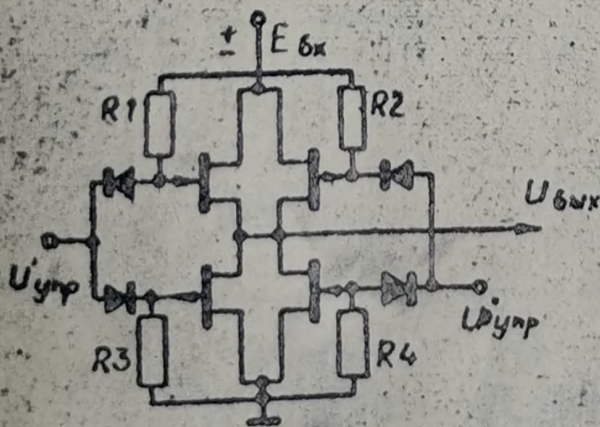
г)



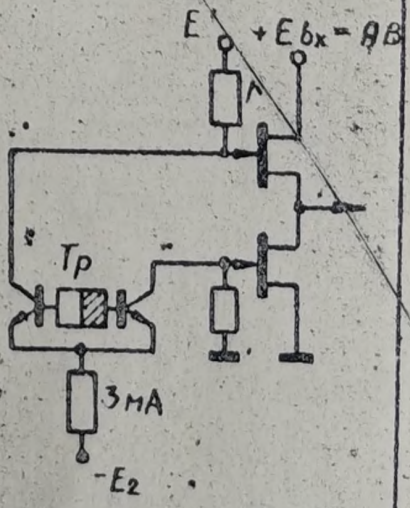
д)



е)



ж)



з)

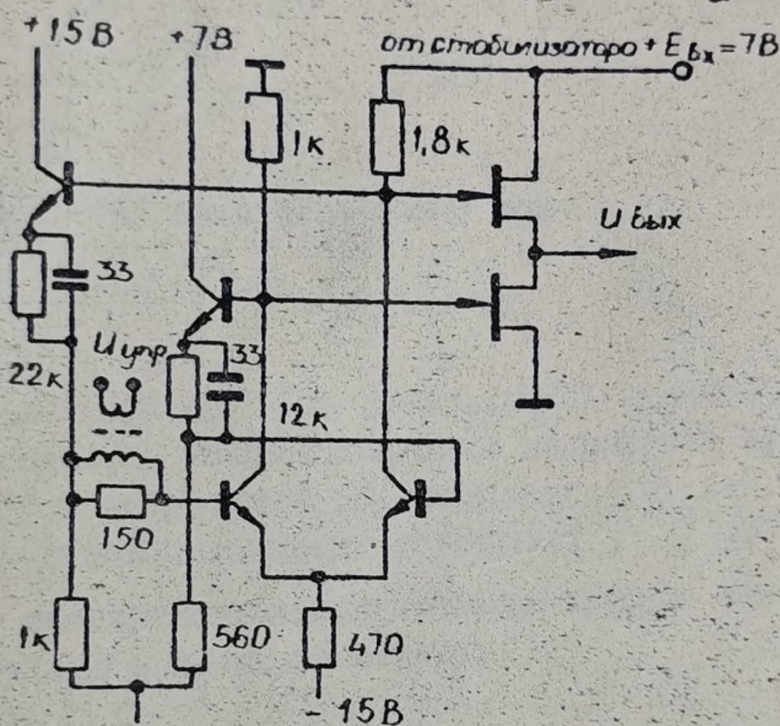
Рис. 5.44

ЯБ10.019.042

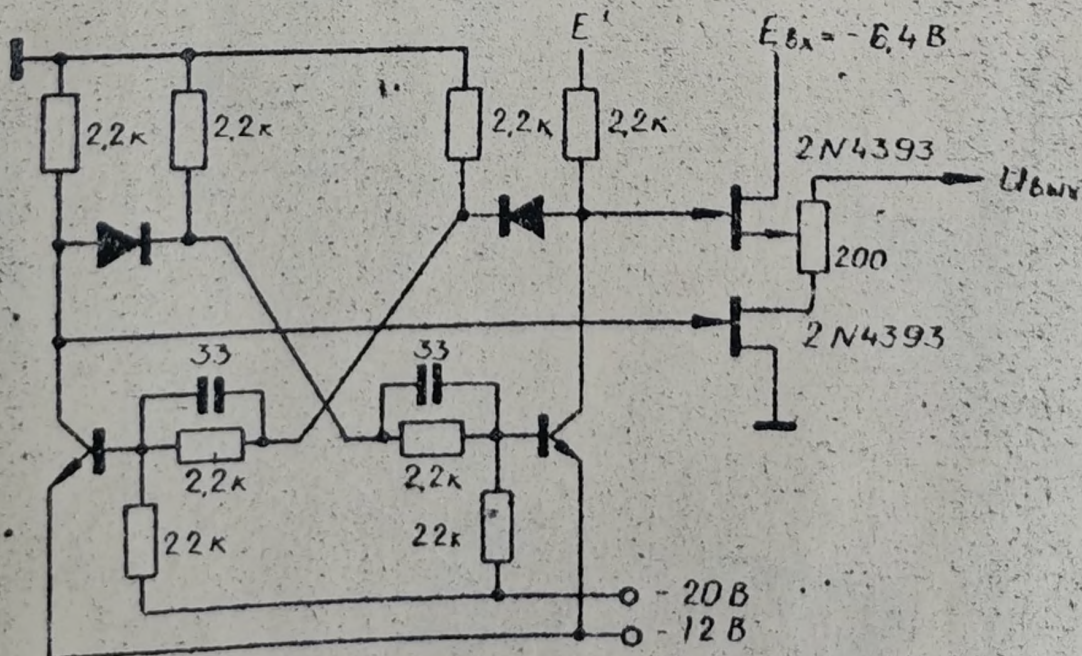
Лист 81



Варианты схем управления ключей на полевых транзисторах с р-п переходом



а)



б)

Рис. 5.15

111173

Я610.019.042.

Handwritten notes on the left margin, including "С. 179" and "111173".

Имя	Подп.	Дата



Время отпирания зависит от времени утечки запирающего заряда. Запирающее напряжение относительно  $E_0$  равно приблизительно 14В (рис.5... з), емкость затвора относительно канала меняется в режиме отпирания, принимаем суммарную емкость в цепи затвора постоянной и равной 20 пФ, тогда время отпирания 50 нс обеспечивается при сопротивлении  $r$  (рис.5... з):

$$r = \frac{50 \cdot 10^{-9}}{3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 1 \text{ КОМ}$$

При таком сопротивлении запирающий ток будет

$$i = \frac{E_{0x} + U_{зат}}{r} = \frac{14}{1} = 14 \text{ МА.}$$

Если при использовании  $n$ -канальных ПТ, входное напряжение является отрицательным, тогда запирающее напряжение относительно  $E_{0x}$  равно  $\sim 4-5В$  и запирающий ток уменьшается до 4-5 МА, что облегчает работу вспомогательного источника  $E'$  (рис.5.15. б).

Результаты экспериментальной проверки времен переключения приведены во II части настоящего отчета.

OF THE UNIVERSITY OF  
 THE STATE OF TEXAS  
 SYSTEM

011173

ЯНО.019.042

Лис

63



## 5.5. Деление высоких напряжений.

Деление высоких напряжений необходимо:

- в калибраторах для осуществления цепи обратной связи на поддиапазонах выходных напряжений от 100 до 1000 В (т.к. опорное напряжение регулируется в пределах 0-10 В). Аналогичная задача встречается также при построении высоковольтных усилителей;
- в вольтметрах для предварительного деления измеряемого напряжения на поддиапазонах от 10 до 1000 В (т.к. аналого-цифровые преобразователи или входные усилители непосредственно работают только до уровня 1-10 В).

Вариант высоковольтного делителя описан в [Л.6], схема изображена на рис. 5.16. Как видно влияние нестабильности сопротивления резистора  $R_1$  исключается благодаря его участию как в заряде так и в разряде фильтра (здесь принимается для усреднения т.н. метод интегрирования и выборки см. п. 5.7.). Коммутация резистора  $R_1$  осуществляется высоковольтными магнитоуправляемыми контактами.

К недостаткам метода [Л.6.] следует отнести:

- понижение точности при уменьшении коэффициентов передачи. Это обусловлено сокращением длительности зарядного импульса и не позволяет практически получать  $T \frac{I}{10}$  с необходимой точностью (но для делителей поддиапазонов требуется также  $T = \frac{I}{100}$  и иногда  $T = \frac{I}{1000}$  с высокой точностью). Поэтому в [Л.6.] предлагается каскадное соединение делителей с  $T_1 = \frac{I}{10}$  для получения общего деления  $T = \frac{I}{100}$ . Например, при нестабильности фронтов  $\Delta t_u = 10 \text{ нс}$  и погрешности деления  $\pm 10^{-6}$ , уже при  $T = \frac{I}{10}$  необходима частота ШИМ

$$F = \frac{10^{-6}}{10^{-8}} \cdot \frac{I}{10} = 10 \text{ Гц, что вызывает увеличение времени установ-$$

ления;

## ОБ ИЗМЕНЕНИИ

- некоторые недостатки присущие методу интегрирование - выборки (влияние линейности и дрейфа усилителя).
- сложность электрической схемы в аналоговой части, что всегда нежелательно (особенно при каскадном включении).

Для сокращения длительности зарядного импульса ( $T_1$ ) в пределах, где обеспечивается необходимая точность и не увеличивал



Варианты схемы высоковольтного ШИМ делителя

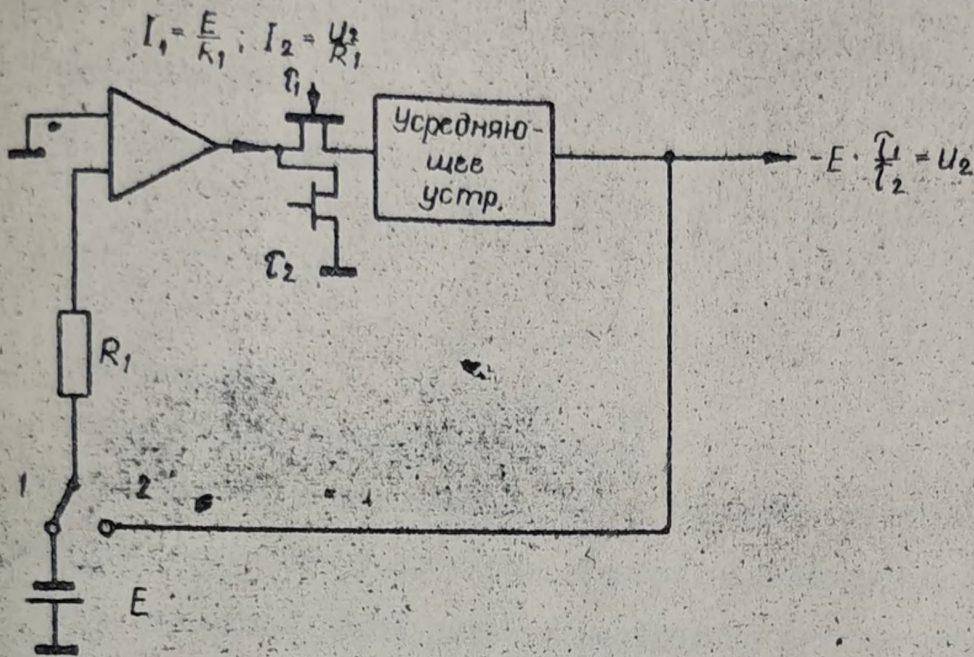


Рис. 5.16.

Вариант высоковольтного ШИМ делителя с магазином R с инвариантной погрешностью

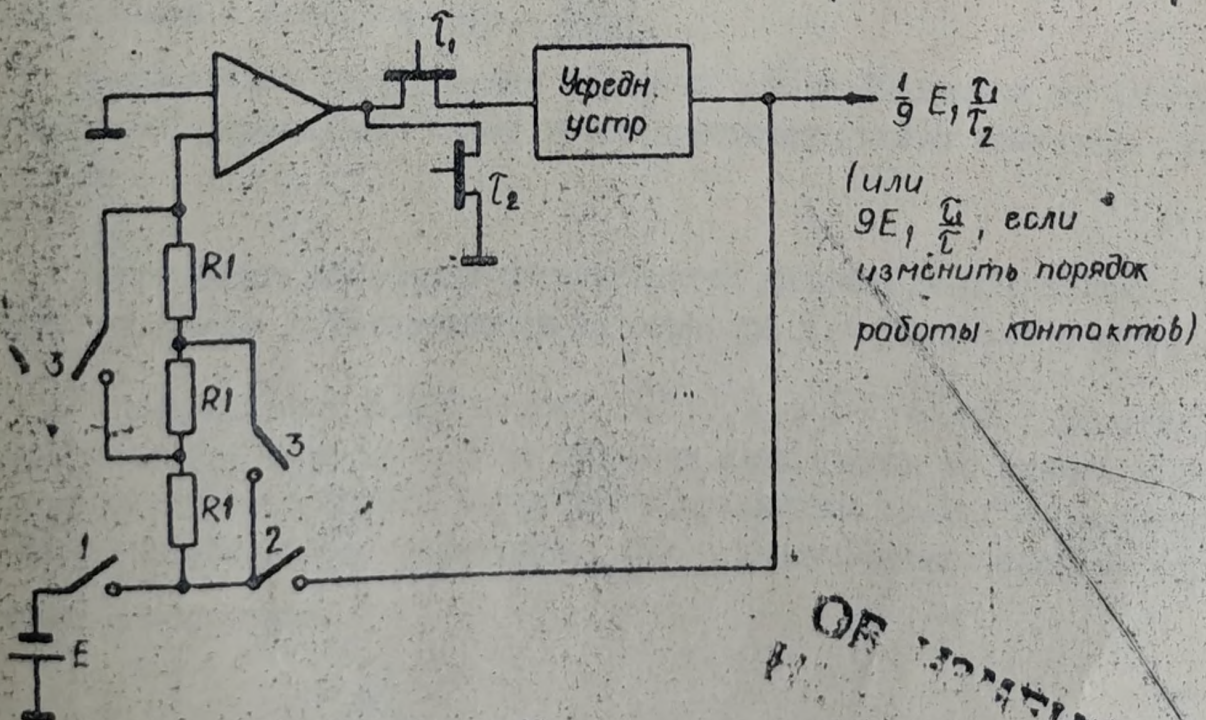


Рис. 5.17.

В режиме заряда ( $T_1$ ) замкнут контакт 1,  
в режиме разряда ( $T_2$ ) замкнуты контакты 2,3



длительности разрядного импульса ( $\tau_2$ ) (не снижая частоты ШИМ), может быть применено следующее решение: резистор R1 выполнен в виде переключаемого магазина с инвариантной погрешностью (тип J0 или J1), см. рис. 5.17.

Уравнение равновесия:

$$\frac{E_1}{3 \cdot R_1} \tau_1 = \frac{3 U_2}{R_1} \tau_2$$

следовательно:

$$U_2 = \frac{E_1 \tau_1}{9 \cdot \tau_2}$$

Для получения

$$T = \frac{U_2}{E_1} = \frac{1}{10}$$

необходимо иметь  $\tau_2$

т.е. почти равные промежутки времени.

При усложнен и магазина R1 можно повысить точность при коэффициенте деления  $\frac{1}{100}$  без увеличения времени переключения.

Если высоковольтное деление необходимо осуществить в цепи обратной связи калибратора, декады которого выполнены также на базе ШИМ делителя, то целесообразно рассмотреть возможность соединения обеих схем.

Один вариант открывается при рассмотрении рис. ..., если E принять за входное точное напряжение (снимаемое со стабилизатора), а выход усредняющего устройства дополнить высоковольтным выходным каскадом. Схема позволяет при изменении такта работы контактов 3 получать на выходе поддиапазон с пределом  $\frac{E}{10}$ .  $\left(\frac{E}{10}\right)$

Исправление коэффициента передачи с 9 на 10 должно осуществляться в цифровой управляющей схеме путем соответствующего изменения отношения  $\frac{\tau_1}{\tau_2}$ .

Недостатком описанных схем является наличие дополнительной погрешности от дрейфа и нелинейности интегратора в усредняющей схеме.

В промышленных калибраторах CV-102 и TR-6120 делитель высоковольтной обратной связи выполнен классически на точных резисторах. В данной работе предполагается также применение пассивных делителей, в виду нестабильности резисторов, будут предусмотрены соответствующие приемы самопроверки.

ОБ ИЗМЕНЕНИИ  
НЕ - - - - -

111173

ВЗРОМ. УНО. N. 11. ЯНО. N. 019.042

Лист	№ докум.	Подп.	Дата



## 5.6. Схемы выработки временных интервалов.

Рассмотрим некоторые требования и свойства схем выработки временных интервалов. Сам процесс выработки необходимого временного интервала является давно известным.

Например тактовые импульсы от кварцованного 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 вырабатывает импульс конца интервала. В течение полученного интервала времени, пропорционального сумме весов входного кода, точный кик заряжает усредняющее устройство;

другой вариант схемы построен на двух счетчиках и изображен на рис. 5.1, поэтому её описание мы здесь опускаем.

Почти очевидным является невозможность получения импульсов начала и конца интервала с простого счетчика — моменты переключения отдельных триггеров колеблются благодаря суммарной задержке тех триггеров которые должны переключиться на данном этапе. Для избежания такого явления необходимо применять счетчик с синхронизированной работой триггеров или построить схему так, что счетчиками и схемой сравнения кодов только подготавливается возможность для переключения триггера (Тк) управления киком, сам триггер Тк переключается синхроимпульсом от генератора такта (так выполнено в схеме макета ШИМ делителя по теме "Введение-1").

В большинстве известных ШИМ-делителях выработка постоянного напряжения разбито на две части: декады  $10^{-6} \div 10^{-4}$  и  $10^{-3} \div 10^{-1}$  с суммированием в отношении 1:1000 на входе усредняющего устройства. Такое решение имеет следующие преимущества:

Пересчётная декада сокращается с 6 на 3 декады и частота переключения триггеров 3-х младших декад снижается в 1000 раз. Это обстоятельство совместно с синхронизацией триггера Тк позволяет в декадах и схеме сравнения кодов использовать элементы со средним и малым быстродействием в т.ч. в некоторых случаях и МОП интегральные схемы (200кГц).

При использовании много разных ШИМ делителей необходимы дополнительные сдвигающие регистры или пересчётные схемы с дешифраторами для сдвига по базам импульсов начала и конца интервала времени [Л5].

Как известно, при использовании в ШИМ-калибраторе в качестве исходного опорного источника кремниевого стабилитрона, с номинальным значением напряжения из допуска  $\pm 5\%$ , необходимо где-то это напряжение "привести" к 10 вольтам (или к другому точному значению, соответствующему



цему номинальному предельному значению выходного напряжения источника.

Если это делается при помощи цепей обратной связи выходного участка, то возможно появление дополнительных погрешностей за счет неустойчивости этих цепей. Можно предложить вариант цифрового интегрирования этого напряжения. Как было показано в п. 5.5., коэффициент передачи ПИМ делителя равен:

$$T = \frac{\zeta_1}{t_1}$$

или

$$T = \frac{\zeta_1}{\zeta_2}$$

в случае применения для усреднения схемы интегрирования и выбор

следовательно выбирая в первом случае  $t_1$  и в другом случае  $\zeta_2$  (в этом случае на время равное  $t_1 - \zeta_1 - \zeta_2$  (ключ подводится к общему проводу) численно равными (или пропорциональными) значениям напряжения опорного источника мы получаем нужный эффект. Для его необходимо ввести дополнительные схемы сравнения кодов и повысить несколько объем пересчетных схем. При постоянстве тактовой частоты в схемах "интегрирование - выборка" удастся сохранить постоянство частоты повторения ПИМ, в схемах с простыми усредняющими устройствами регулировка  $t_1$  непосредственно приводит к изменению частоты ПИМ, что не всегда желательно, особенно встраиваемым в ЦВ. ПИМ компенсаторах, где с целью обеспечения быстродействия пульсы доводятся только до уровня  $10^{-3} \div 10^{-4}$ , а ее дальнейшее подавление должно обеспечиваться интегрирующим АЦП.

OF THE  
НЕ  
Я

111172



## 5.7. Усреднение путем интегрирования и выборки

Напряжение на выходе точных ключей имеет форму импульса модулированного по ширине для выработки постоянной составляющей, это напряжение необходимо фильтровать. В этих целях могут быть применены усредняющие устройства работающие по принципу интегрирования и выборки с запоминанием. Схема выборки с запоминанием представляет устройство, работающее попеременно то в режиме слежения входного сигнала, то в режиме запоминания его мгновенного значения.

Простейшая схема выборки с запоминанием приведена на рис. 5.18. С помощью этой схемы легко проиллюстрировать принцип работы и смысл двух основных параметров таких схем: время запаздывания и время установления выходного сигнала.

При замыкании ключа К1 конденсатор С1 начинает заряжаться.

На конденсаторе запоминается напряжение до которого он заряжен к моменту размыкания ключа К1 и будет сохраняться до тех пор пока снова не замыкается ключ К1.

Для рассматриваемой схемы время запаздывания представляет интервал времени между подачей управляющего сигнала на размыкание ключа К1 и размыканием ключа.

Допустимая величина времени запаздывания зависит от точности требуемой от системы в целом.

При использовании в качестве ключа полевых или биполярных транзисторов удается получить время запаздывания  $\leq 100$  нс. Запаздывание вносит дополнительную ошибку, что показано на рис. 5.18, где обозначено:

- 1 - выборка;
- 2 - запоминание;
- 3 - величина напряжения, которая должна запоминаться;
- 4 - запомненное напряжение;
- 5 - ошибка вносимая запаздыванием.

Время, в течение которого входе напряжение схемы выборки после переключения из режима запоминания в режим выборки устанавливается (с определенной степенью точности) равным входному напряжению, называется временем установления. Наибольшее время установления соответствует изменению входного сигнала от максимального до минимального значения или наоборот.

ОБ

11173

11173



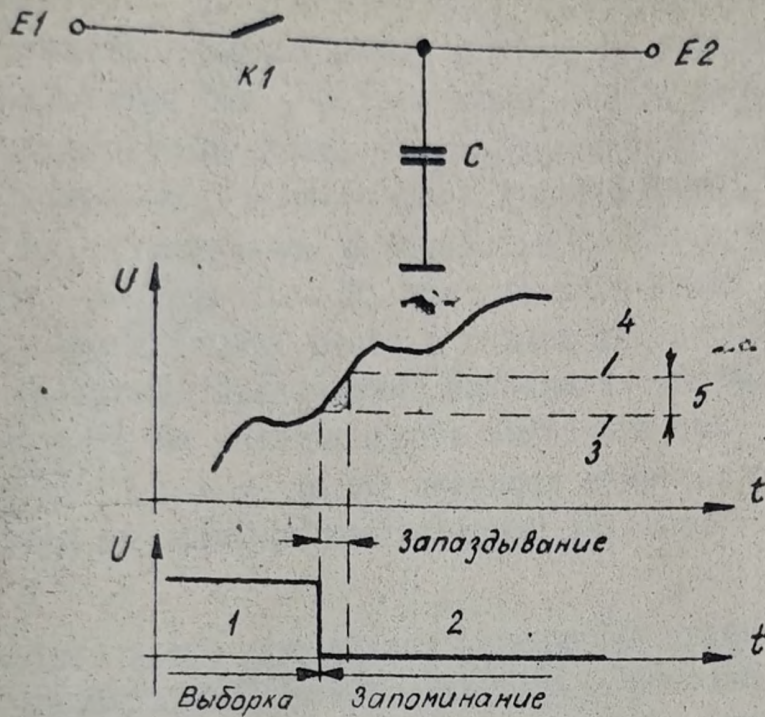


Рис. 5.18.

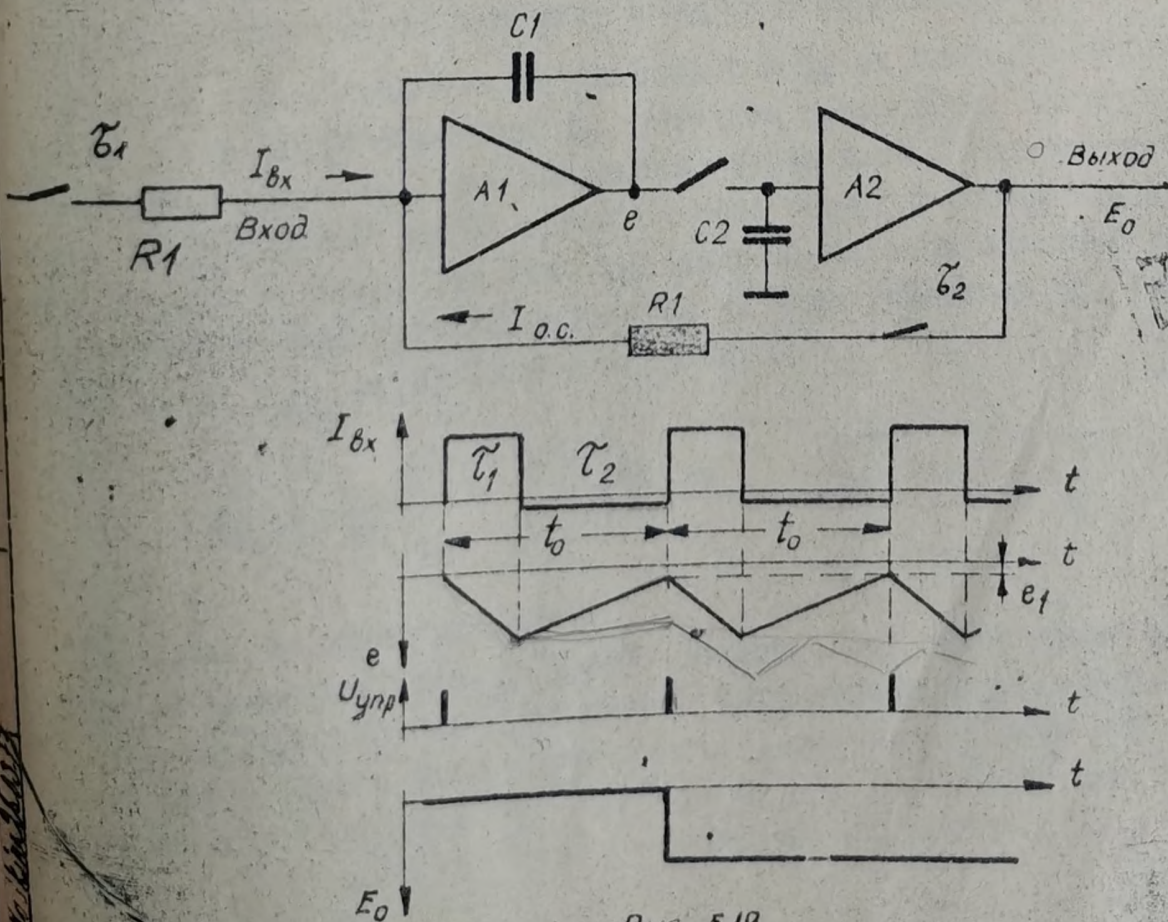


Рис. 5.19.

11173



Для схемы рис. 5.18 время установления определяется внутренним сопротивлением источника входного сигнала  $E_1$ , сопротивлением ключа  $K_1$  и допустимым зарядным током  $C \frac{dE}{dt}$ , не превышающим, однако, максимально допустимый ток через источник  $E_1$ . Если в цепи заряда имеется сопротивление  $R_{вх}$ , то выходное напряжение будет изменяться экспоненциально с постоянной времени  $R_{вх}C$ . Для того, чтобы  $E_2$  устанавливалось с точностью 0,01%, требуется приблизительно 9К. вых. секунд. Если  $E_1$  представляет выход операционного усилителя, как это всегда имеет место в схемах усреднения с выборки и запоминанием, то время установления выходного сигнала в схеме выборки будет зависеть от максимального выходного тока усилителя, сопротивления ключа  $K_1$ , максимальной скорости изменения выходного напряжения, а также от времени установления выходного сигнала усилителя.

Принцип работы всего устройства усреднения путем интегрирования и выборки с запоминанием можно объяснить с помощью схемы и осциллограммы работы приведенных на рис. 5.19. Операционный усилитель  $A_1$  с конденсатором  $C_1$  в цепи обратной связи, образует интегрирующий усилитель. Ключ  $K_1$ , конденсатор  $C_2$  и усилитель  $A_2$  с коэффициентом усиления, равным единице, образует запоминающую цепь работающую по принципу выборки и запоминания.

На вход схемы подается импульсный ток  $I_{вх}$  от ключа. В конце первого периода интегрирования  $t_0$  выходное напряжение интегрирующего усилителя равно  $e_1$ . Это напряжение через ключ  $K_1$  заряжает конденсатор  $C_2$ . Напряжение на  $C_2$  остается неизменным до конца второго периода интегрирования. При этом значение  $e_1$  по цепи обратной связи, состоящей из резистора  $R_1$ , подается на вход усилителя  $A_1$ . Ток обратной связи  $I_{о.с.}$  определяется выражением

$$I_{о.с.} = \frac{e_1}{R_1} \Big|_{t_2} = \int_0^{t_0} \frac{I_{вх}}{C_1 R_1} dt$$

где  $t_0$  - период интегрирования. Интеграл от входного тока  $\int_0^{t_0} I_{вх} dt$  представляет собой общий электрический заряд, накопленный за период интегрирования  $t_0$ . Постоянная составляющая входного тока определяется выражением  $\int_0^{t_0} \frac{I_{вх}}{t_0} dt$ . Если удовлетворится условие  $C_1 \cdot R_1 = t_0$ , то ток обратной связи  $I_{о.с.}$  равен среднему значению входного тока  $I_{вх}$ , но имеет обратный знак.



В течение второго периода интегрирования действия входного тока  $I_{вх}$  и тока обратной связи  $I_{ос}$  компенсируется и выходное напряжение усилителя А1 остается неизменным и равным  $e_1$ . Напряжение на выходе интегратора свободно от пульсации и остается постоянным при неизменном входном напряжении. Такое устройство производит усреднение и сглаживание входного сигнала.

Поскольку схема выборки представляет комбинацию переключающих и аналоговых цепей, то при переключении будут наблюдаться выбросы напряжения, определяемые междоэлектронными емкостями переключателей и распределенными емкостями схемы в целом. В некоторых случаях эти выбросы являются нежелательными. При переключении схемы в режим запоминания междоэлектронная емкость переключателя заряжается от заминающего конденсатора, уменьшая на нем напряжение. Резкое изменение напряжения на запоминающем конденсаторе, связанное с указанием переноса заряда, называется ошибкой смещения при переключении с режима выборки на режим запоминания.

В режиме запоминания часть входного сигнала проходит через междоэлектронную емкость переключателя на выход. С повышением частоты входного сигнала этот эффект усиливается. Ослабить его влияние можно увеличением емкости конденсатора  $C_2$  (рис. 5.19). В режиме запоминания токи утечки приводят к дрейфу выходного напряжения со скоростью

$$\frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{I_{утечка}}{C_2} \left[ \frac{B}{C} \right]$$

Ток утечки в данном случае определяется током смещения операционного усилителя, а также токами утечки через запоминающий конденсатор и переключатель в разомкнутом состоянии. Если входной каскод операционного усилителя и переключатель собраны на полевых транзисторах, то ток утечки (а следовательно, и дрейф) будет удваиваться при повышении температуры на  $10^\circ$ . При отклонении температуры усилителя, содержащего полевые транзисторы, от  $298^\circ\text{K}$  ( $25^\circ\text{C}$ ) смещение на входе усилителя будет дрейфовать, вызывая дрейф выходного сигнала в режиме выборки. При изменении температуры может также нарушиться точность поддержания коэффициента усиления.

Все вышеизложенные обстоятельства необходимо учитывать при конструировании устройств усреднения работающих по принципу интегрирования с выборкой.



Достоинствами усредняющих систем построенными по принципу ин-  
тегрирования с выборкой являются: относительно высокое быстродейст-  
вие, возможности регулировки выходного напряжения без регулировки  
периода работы и маленькое выходное сопротивление. К недостаткам  
таких систем следует отнести влияние нелинейности и дрейфа усилите-  
ля интегратора, влияние емкости ключа выборки, необходимость компен-  
сации влияния абсорбции конденсатора памяти и сложная схема ключей.

ОР. 117173

117173

1140.019.042

73

73



## 5.8. Функциональные ЦИМ делители.

При построении точных ЦИМ могут встречаться случаи, когда выходное напряжение какого-нибудь преобразователя не зависит линейно от его входной величины, подлежащей измерению, в этом случае требуется либо построение функционального компенсатора, либо функционального ЦВ. В обоих случаях задача сводится к конструированию функционального цифро-аналогового преобразователя. Типичными являются измерения переменных напряжений при помощи термопреобразователей (могут понадобиться зависимости вида  $X^2$ ,  $\sqrt{X}$ ,  $\sqrt{1-X^2}$ , и т.п.) и детекторов на диодах (у прибора БЗ-24, например, требуется зависимость

$\ln[J_0(x)]$  где  $J_0$  - бесселева функция нулевого порядка от мнимого аргумента).

При использовании ЦИМ-делителя в цифро-аналоговом преобразователе имеются две возможности осуществить функциональную зависимость между управляющим делитель кодом (или положением ручек) и постоянным выходным напряжением:

- функциональная зависимость осуществляется в цифровой форме путем соответствующего преобразования входного кода в новый, который управляет линейным ЦИМ делителем;
- функциональная зависимость осуществляется в схеме точных аналоговых ключей (в схеме модулятора).

В первом случае могут быть применены вычислительные средства описываемые в III части настоящего отчета или способы подобные описываемым в [Л 22, Л 23].

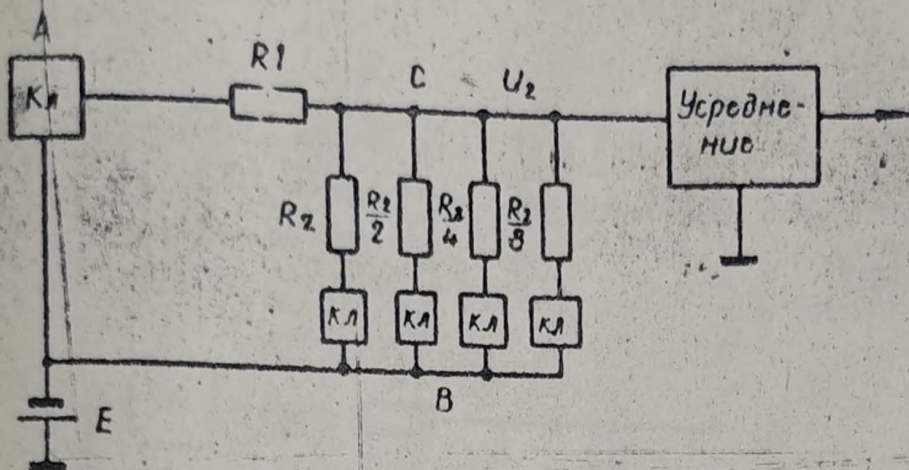
Во втором случае могут быть использованы приемы, изображенные на рис. 5.20 и рис. 5.21.

На рис. 5.20 использован способ получения квадратичного члена при помощи дополнительного Ц/А преобразователя. Соотношение между линейным членом (от А) и квадратичным (от В) устанавливается отношением  $R_1/R_2$ . Члены более высоких порядков могут быть получены, если подобные Ц/А преобразователи включаются каскадно, через развязывающие операционные усилители. В этих схемах естественно возникает дополнительная погрешность из-за изменения соотношения между сопротивлениями резисторов в температуре и во времени. Когда квадратичный член велик, тогда эта дополнительная погрешность также небольшая. На рис. 5.21 изображен способ с дополнительной управляемой разрядной цепочкой (включенной на время  $\tau_3$ ). Из уравнения равновесия:

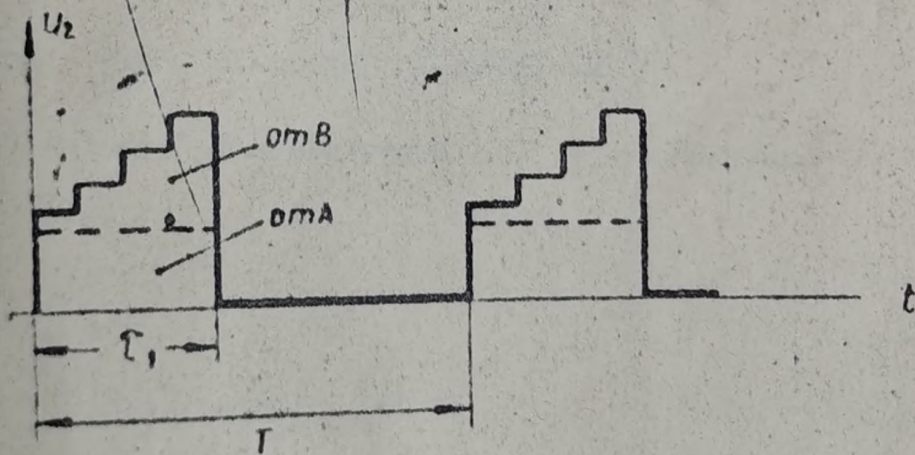
$$\frac{(E - U_2) \tau_1}{R_1} = U_2 \left( \frac{\tau_2}{R_1} + \frac{\tau_3}{R_2} \right) \quad | | | | \text{Импульс при}$$



# Способ формирования квадратичного члена



а)



б)

Рис. 5.20.

Ключ А работает по основному принципу ШИМ делителя и подключается в течение  $\tau_1$  к выходному напряжению  $E$ . Ключи В управляются от пересчетной декады и образуют в течении  $\tau_1$  в точке С ступенчатое-изменяющееся напряжение (сколь угодно малым квантом), площадь которого пропорциональна величине  $(\frac{\tau_1}{T})^2$



Способ получения нелинейного члена

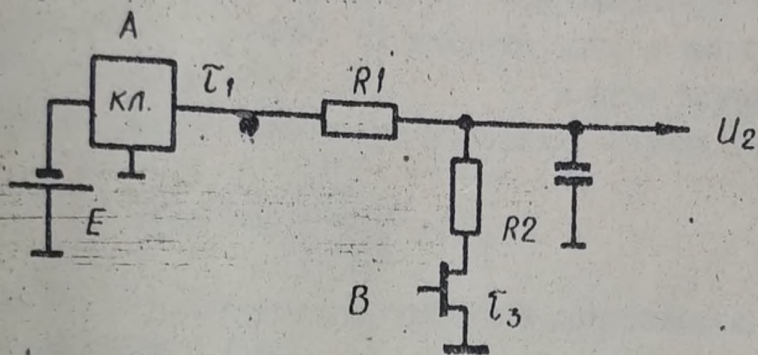


Рис. 5.21.

A — ключ основной („линейный“)

B — ключ вспомогательный („нелинейный“)

111173



условии

$$\tilde{z}_2 = \tilde{z}_3$$

нелинейную зависимость.

$$U_2 = E \cdot \frac{\gamma_1}{t_0} \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} \frac{\gamma_1}{t_0}}$$

можно обеспечить также режим, где ключ В работает в противотакте с возможностями функциональных ШИМ приводится здесь для характеристики на II этапе ШИР будет произведена аппроксимация функциональной зависимости для прибора БЗ-24 и найден наиболее подходящий способ его технического осуществления.

При использовании кусочно-линейной аппроксимации можно рекомендовать представление функции на участке одного линейного куска в виде  $y = A_0 + \alpha x + \beta x^2$  в этом случае расстояние между перегибами (длина линейного участка) выражается

$$X_{0i} = 4 \sqrt{\frac{\frac{dy}{dx}}{\frac{d^2y}{dx^2}} \cdot \Delta x_i}$$

где  $\Delta x_i$  - абсолютное значение допускаемой погрешности, заданной по аргументу [Л21].

Вычисляя  $\frac{dy}{dx}$  и  $\frac{d^2y}{dx^2}$  даже с невысокой точностью, можно определить количество и расположение всех линейных кусков.

При создании функциональных ШИМ делителей высокой точности следует предпочитать введение функциональной зависимости в цифровой части устройства.

ОБЩИЙ ВИД

111173



## 6. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ НА БАЗЕ ТАИ.

6.1. Исследования структур и выбор принципов действия измерительных приборов, где используются точные аналоговые цепи будет проведено на II этапе НИР. Ниже перечислены лишь те виды приборов, которые направляются при первом рассмотрении.

6.2. Предполагается создать такой основной прибор (Универсальное поверочное устройство - МУ), который содержит цифро-аналоговый преобразователь до 10 В на базе ИИМ делителя напряжения и сменного блок (или сменные узлы), позволяющий выпускать ряд приборов с применением ИИМ-делителя.

В то же самое время ряд приборов могут также использовать ИИМ-делитель в качестве одного из узлов.

Наименование прибора	Базовая часть	Допол. блок (или узлы)	Электросхема рис.
1. Калибратор постоянного напряжения а) с ручным управлением б) в малой автоматизации	И/А преобразователь с ИИМ-делителем  - " -	а) Выходное напряжение и усилитель  б) отдельный прибор - блок автоматизации	6.1.  6.2.
2. Дифференциальный вольтметр постоянного тока (может быть выполнен одновременно с кал.)	- " -	Усилитель нуля с индикатором	6.3.
3. Цифровой вольтметр постоян. тока с разрешением $10^{-6}$	- " -	АЦП класса 0,1 (или малогабаритных чипов) и усилитель постоян. напр. мкВ	6.4.
4а. Компьютеризированный вольтметр по сменного тока взамен ВЗ-34.	- " -	Детекторная часть УИТ на ТСО Б; Узел преобразования управл. кода.	6.5.

111173



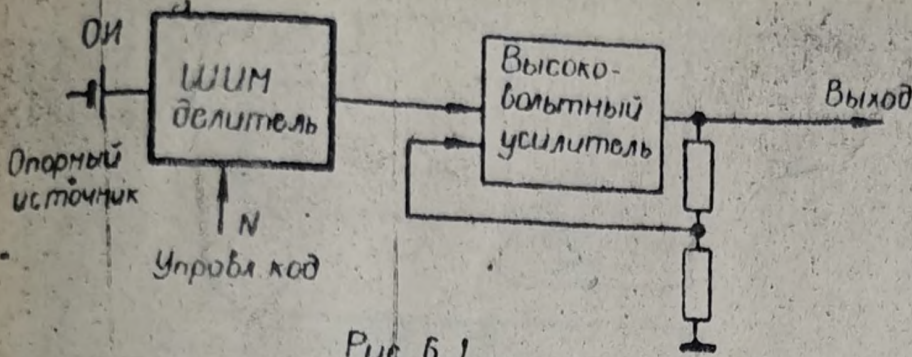


Рис 6.1

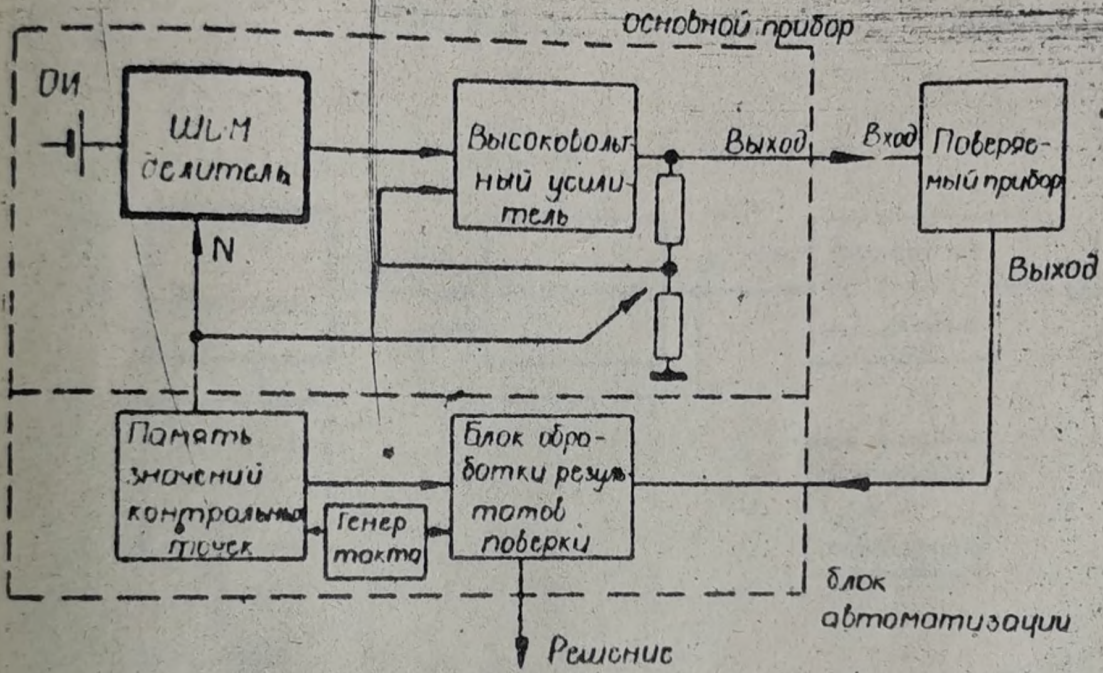


Рис 6.2

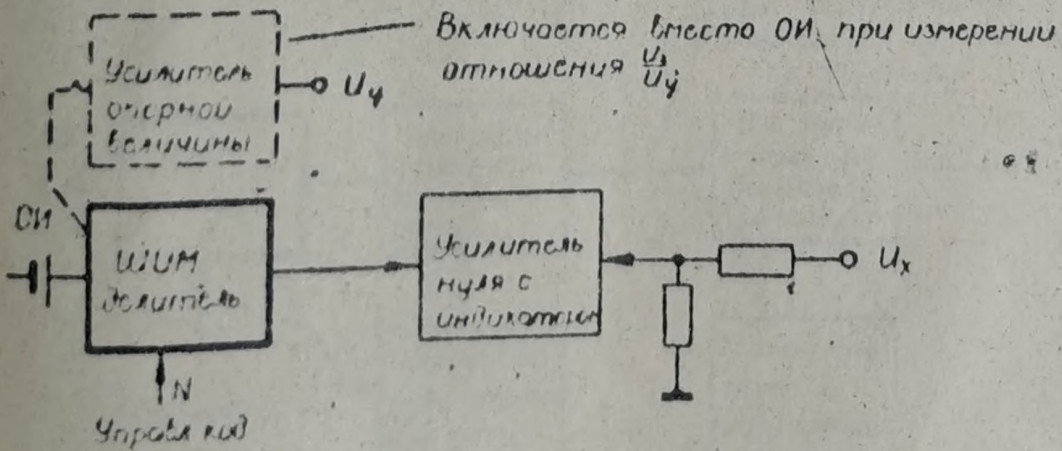


Рис 6.3



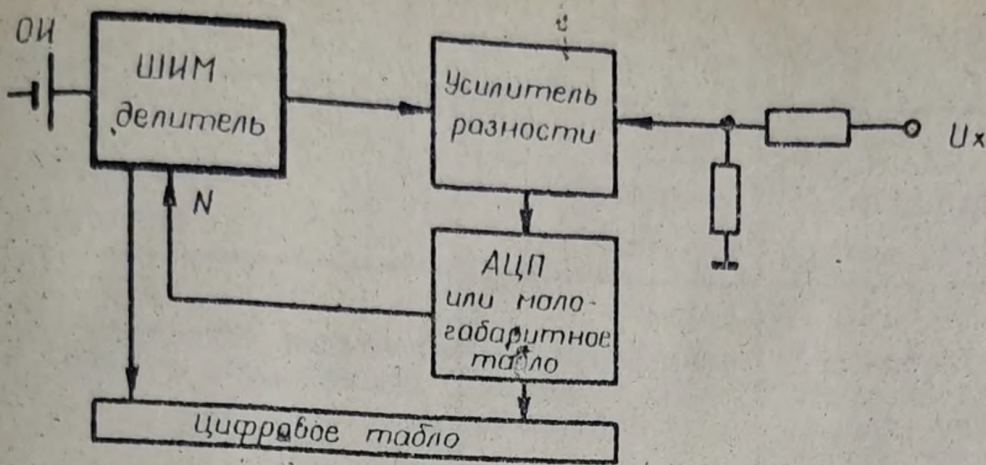


Рис. 6.4

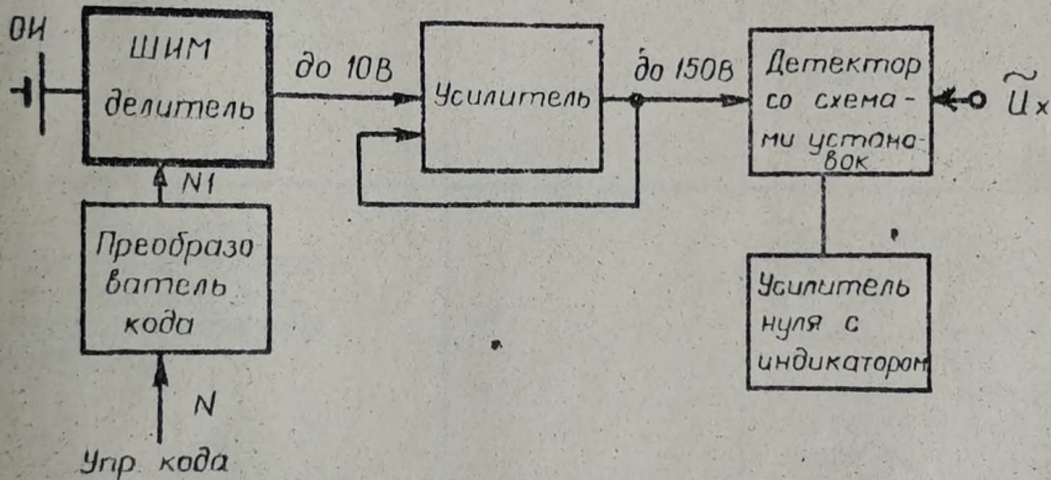


Рис. 6.5

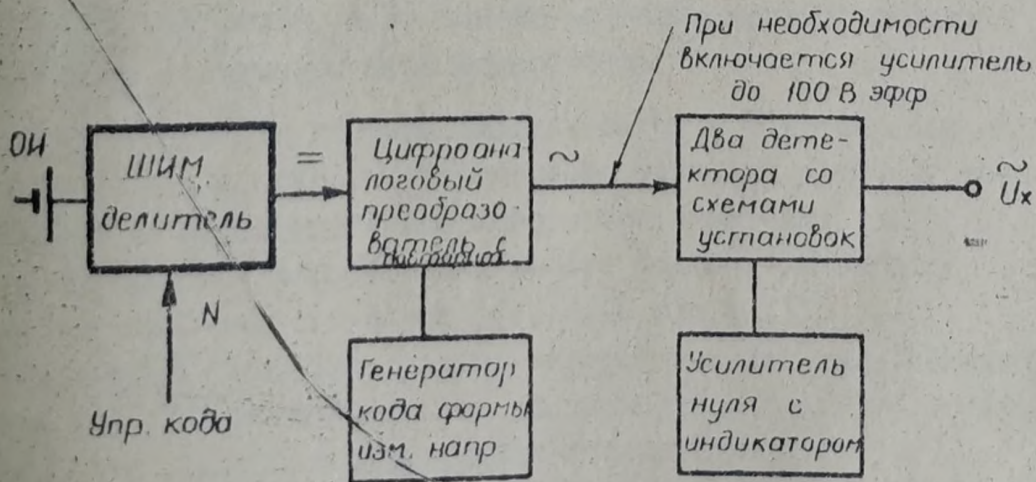


Рис. 6.6



Наименование прибора	Газовая часть	Допол. блок (или узлы)	Блок-схема рис.
46. Компенсационный вольтметр переменного тока взамен ВВ-04.	Ц/А преобразователь с ЦИМ-делителем	Детекторная часть на двух диодах, усилен. перемен. тока 100 В - Ц/А для получения синусоидального напряжения	6.6.
47. Аналогичный вариант на ЦИ диодах	- " -	Ц/А для получения синусоидального напряжения	
5. Компенсационный вольтметр переменного тока с д. значения	- " -	Преобразователь ЭИИ. значения на тормозпреобразователях	6.7.
6. Точный компаратор уровня для измерения мгновенных значений (например, переходных процессов).	- " -	Нуль-компаратор быстрого действия. Наблюдение можно вести на отдельном осциллографе или самописце.	6.8.

Это конечно не полный перечень - набор преобразователей может быть при желании расширен. Возможность автоматизации процесса калибровки (см. табл. п.3) позволяет также автоматизировать компенсационные вольтметры переменного тока.

Кроме этого Ц/А преобразователь на базе ЦИМ делителя может быть использован в калибраторах переменного тока как источник точного известнейшего постоянного опорного напряжения (рис. 6.10.).

Этот тип делителя целесообразно ввести также в универсальный калибратор взамен ВВ-4. (по схеме рис. 6.10 или 6.11).

Из других видов ТИЦ дуально-реверсивные делители целесообразно использовать в основе устройств для поверки ЦИМ-делителей и калибраторов. D-R делители совместно с калибраторами (табл. .... п.1.) могут составлять образцовые измерительные установки (подобные системе У100 - ДРДМ - ДИИ, СИА), при этом не требуется применение сверхслабых резисторов.



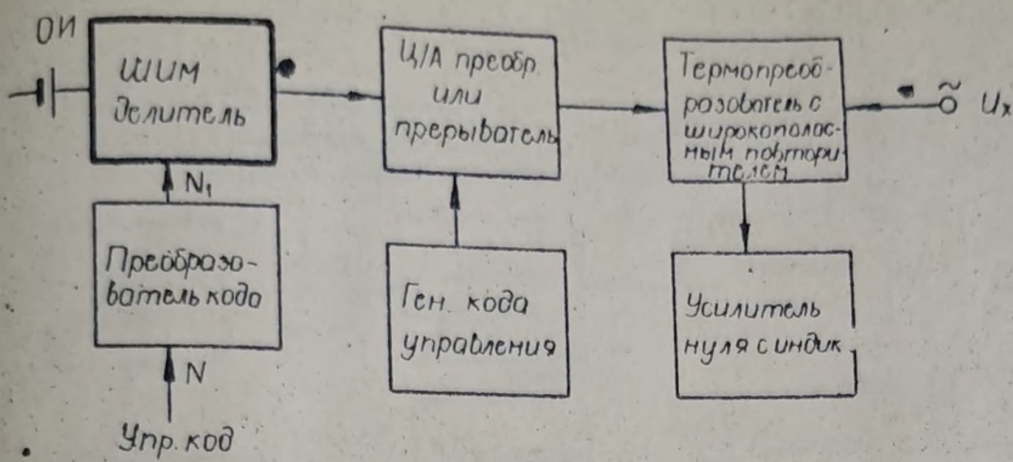


Рис. 6.7.

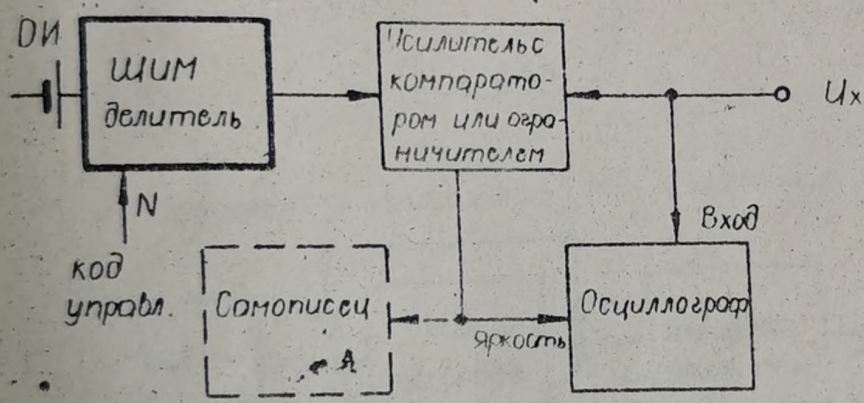


Рис. 6.8

Варианты использования быстродействующего АЦП.

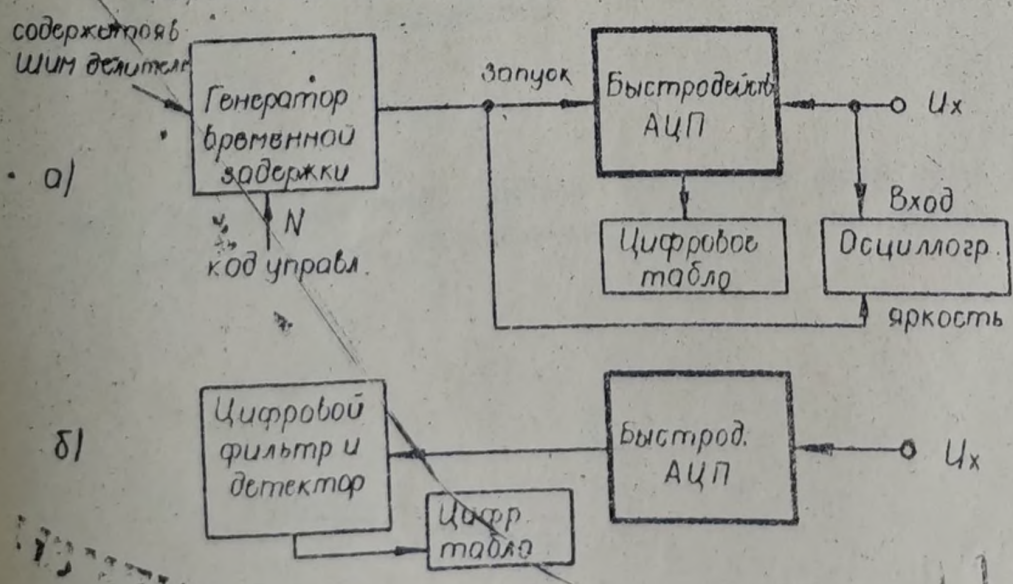


Рис. 6.9

а) Компаратор мгновенных значений, б) измеритель низкочастотных процессов



При необходимости  
ЦА преобразователь  
или прерыватель с повторителем

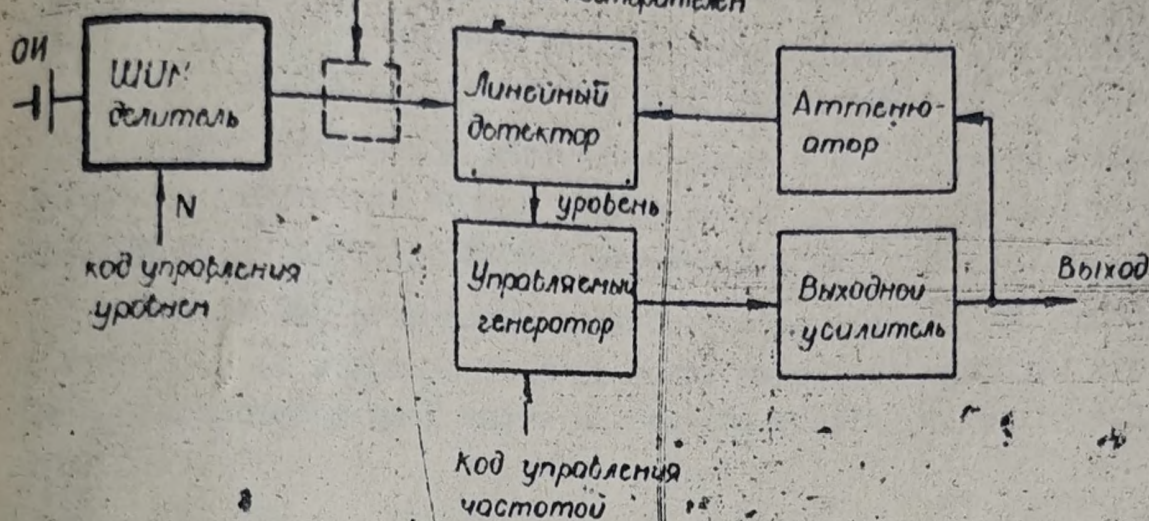


Рис. 6.10

Вариант универсального НЧ калибратора

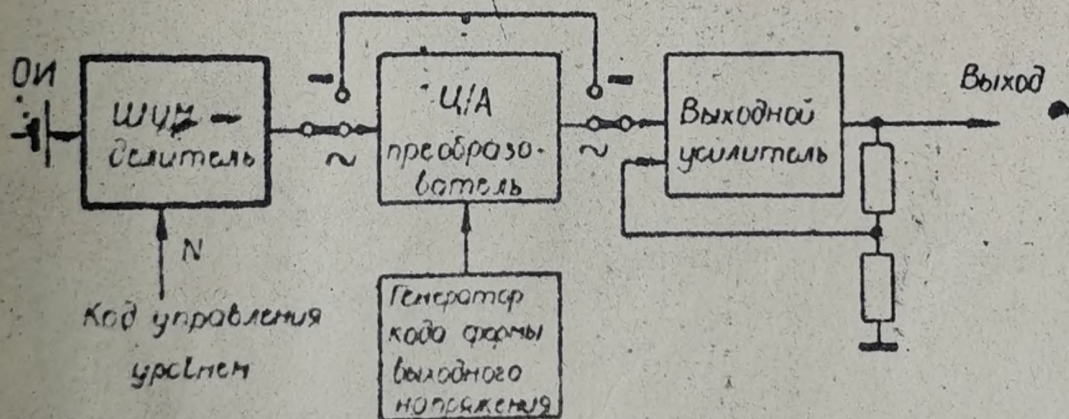


Рис. 6.11

По этой схеме возможна выдача напряжений различной формы (синус, импульс, треугольник, трапеция, псевдосинус и т.п.).



Общая характеристика ИИМ и D-R делителей:

- практически отсутствует температурная зависимость и временное старение коэффициента деления;
- оба могут служить точными мерами отношения и поэтому применяться для измерения различных электрических величин.

Преимуществом ИИМ-делителей является высокая разрядная способность, отсутствие точных резисторов и простота дистанционного управления, отсутствие переключателей в измерительной цепи.

В ходе ИИР разрабатывается быстродействующий АЦП класса 0,1-0,2 с исправлением погрешности в цифровой части. Возможности его применения рассмотрены во II части настоящего отчета п. 4.1. (см. также рис. 6.9).

ОБ

1103

ИЮ. 610. 042

№ докум	ИИИ	Дата



## 7. Заключение

7.1. Заключение по расчётам и экспериментальным исследованиям ТАЦ приведено во II части отчёта, заключение по методам и средствам для автоматизации поверки ЦВ в III части отчёта. Количественные характеристики, полученные на I этапе НИР являются не окончательными и будут уточнены на II этапе.

7.2. Из приведенного анализа следует, что ШИМ-делители являются наиболее подходящими, когда необходимо получить большое количество коэффициентов деления с высокой разрешающей способностью регулирования (например декадные делители для компенсаторов, калибраторов). В НИР исследованы многообразные ШИМ делители, позволяющие при равном времени установления повысить разрешающую способность делителя или уменьшать погрешность от остаточной поляризации конденсаторов усредняющих устройств (решение признано оригинальным). Для уменьшения времени установления необходимо уменьшение нестабильности времен переключения точных ключей. Исследование по комплексному построению ШИМ делителя для декадного делителя и делителя поддиапазонов необходимо продолжить на II этапе.

Установлена возможность построения функциональных ШИМ делителей (например для приборов, измеряющих переменное напряжение). На II этапе целесообразно провести пробные исследования для приборов типа ИБ-24.

7.3. Целесообразно построение средств для поверки ШИМ-делителей и калибраторов с применением D-R делителей напряжения.

7.4. В качестве точных ключей наиболее простое и быстродействующее решение обеспечивают ключи на базе полевых транзисторов, разработанные по теме "Стус". Необходимы измерения на большом количестве ключей.

7.5. Схемы выработки временных интервалов целесообразно разбить на две части: декады  $10^{-1} \div 10^{-3}$  и  $10^{-4} \div 10^{-5}$  с использованием соответственно двух точных ключей с суммированием (в отношении 1:1000) на входе усредняющего устройства. Переключения в счетчиках схем выработки интервалов времени должны быть подготовительными, переключение триггера управления точного ключа должно запускаться только от синхронизатора генератора такта - это обеспечивает наибольшую точность коэффициента деления.



7.6. Показан ряд приборов, которые могут быть построены с применением ШИМ делителя и быстродействующего АЦП. Необходимо всестороннее ознакомление специалистов предприятия с этими возможностями.

7.7. На подготовительной стадии патентные материалы просматривались и оформлялись заявления на предполагаемые изобретения. Окончательное решение будет принято на следующей стадии работы.

Составлена одна информационная карта согласно ТЗ на НИ

ОБЪЕКТ ИСХОДНИКОВ

И 1 1 1 3



СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ:

Отчет на НИИР  
введение

- 1 "Исследование схемных и структурных способов построения лассивных частей точных аналоговых электронных цепей".  
Отчет НИИ "Введение".
- 2 "Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения" под ред. В.Б. Смоллова и И.А. Смирнова, "Энергия", 1967 г.
- 3 Авторское свидетельство СССР № 185591 от 03.07.64, Грушаницкий Р.И., Смирнов И.А., Смоллов В.Б., Шмидт В.К., "Способ высокоточного преобразования число импульсного кода в напряжение"
- 4 Заявка на авторское свидетельство СССР № 1.814.863 от 21.07.72, Р.Рейне "Способ высокоточного кодо-аналогового преобразования"
- 5 Б.И. Полди, Г.В. Сотов "Повышение точности преобразователя код-напряжение структурным методом", тезисы докладов республиканской Н-Т конференции "Структурные методы повышения точности измерительных устройств и систем", Киев-1972.
- 6 S. Takashi, Y. Keiki „Pulsewidth modulation DC potentiometer“  
IEEE Trans. IM-19, 1970, №4, 286-290  
(Экспресс-информации ВИНТИ, серия КИТ № 14, 1971).
- 7 Рекламный лист фирмы Adret Electronique  
французский: "Элемент постоянного напряжения Кодавольт 102".
- 8 Информационный лист фирмы Takeda Riken Япония „Programmable Standard DC Voltage/Current generator TR-6120.“
- 9 B.N. Naydan, J.D. Brinkman „Ladderless Digital-to-Analog Converter“  
патент США 3.646.545 публ. 29.02.72 (фирма Singer Company).

11113



- 10 Л. М. Тищенко, А. Я. Шрамков "Анализ погрешностей замкнутого  
время импульсного преобразователя напряжения", Респ.  
межведомств. Н.Т. Сборник Контрольно-измерительная тех-  
ника, вып. 12, 1972, Львовский Университет,
- 11 Е. И. Угрюмов "Анализ точности транзисторного импульсного  
делителя напряжения", "Измерительная техника", 1967, № 4
- 12 Каталог фирмы *Systron-Donner* США, 1973 г. "Digital  
DC Precision Voltage Source, model M106".
- 13 Каталог фирмы *Fluke* США, 1973 г.  
Калибратор постоянного напряжения 5200А,
- 14 Коэн "Эталон напряжений, использующий ШИМ"  
(эталон напряжения 255V фирмы *Yokogawa* Япония)  
"Электроника" № 8, 1972 г.
- 15 А. Уйбу, дипломный проект "Электронный прецизионный де-  
литель напряжения", Таллинский политехнический институт  
1972 г.
- 16 Б. И. Пивецкий "Электронные измерительные приборы с цифро-  
вым отчетом", Техника, Киев, 1972.
- 17 Эберс Д., Моли Д. "Характеристики плукоостных полупроводни-  
ковых триодов при больших сигналах" Сб. "Вопросы редколлеж-  
ционной техники" вып. 4, 1955 г.
- 18 Литек Г. К., Гармонех Э. Э. "Дискретный потенциометр высокой  
точности с транзисторными ключами", Автоматический контроль  
и методы электрических измерений" т. 2, 1971. Новосибирск:  
"Наука".

СВ. 1972.11.13

11 11 73



Отчет по НИР "Опучо", №10.007.123. 2

В. П. Битерли "Новые переходные меры электрического сопротивления", Труды ВНИИМ, вып. 40 (100), М. Л. Стандартгиз, 1959 г.

С. А. Гинзбург "Наилучшие цепи и их функциональные характеристики" Госэнергоиздат, 1958 г.

H. Schmid "Pulse-width Function generator" 2

патент США № 3.435.196 от 25.03.1969 г.

Калламан, Харконец "Цифровая линейризация результатов измерения", "Аллектроника" № 5, 1968 г.

OF : 11117?

11117?

5.025.042

11117?

99



# 1. РАСЧЕТ ВЛИЯНИЯ ОСТАТОЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ КЛЮЧЕЙ

Погрешность ключевого элемента может быть разумно выражена только в виде абсолютной погрешности в виде переходного сопротивления замкнутого ключа ( $r_i$ ) или проводимости утечки разомкнутого ключа ( $g_i$ ). Идеальным значением этих параметров является нуль. Для расчета влияния абсолютных погрешностей ключей на коэффициент передачи цепи ( $T$ ) неудобно непосредственно пользоваться обычными относительными чувствительностями  $S_i^T = \frac{\Delta T}{T} : \frac{\Delta r_i}{r_i}$ , ибо последние зависят от значений абсолютных погрешностей ключей, т.к. диапазон изменения этих погрешностей захватывает несколько порядков.

Целесообразно найти такую зависимость между погрешностью передачи и абсолютной погрешностью ключа, где коэффициенты не зависели бы от погрешности ключа. Это особенно ценно при анализе схем или расчетах методом Монте-Карло, когда остальные параметры необходимо варьировать и где вычисление чувствительности для каждой реализации остаточного параметра чрезмерно увеличило бы трудоемкость расчета и потерялась бы наглядность анализа.

Коэффициент передачи цепи с учетом переходного сопротивления  $i$ -ого ключа  $r_i$  может быть выражена:

$$T = \frac{A + Br_i}{C + Dr_i} = \frac{A}{C} \left[ 1 + \left( \frac{B}{A} - \frac{D}{C} \right) r_i \right], \quad (1.1)$$

где  $A, B, C, D$  независимые от  $r_i$  коэффициенты, характеризующие остальную схему.

Частная погрешность коэффициента передачи следовательно:

$$\sigma_{T_i} = \left( \frac{\Delta T}{T} \right)_i = \left( \frac{B}{A} - \frac{D}{C} \right) r_i \quad (1.2)$$

Найдем еще чувствительность  $S_i^T$  (так как чувствительность легко вычисляется по имеющимся программам ЭВМ)

$$S_i^T = \lim_{r_i \rightarrow 0} \frac{\partial T}{\partial r_i} \cdot \frac{r_i}{T} = \left( \frac{B}{A} - \frac{D}{C} \right) r_i = \text{var}(r_i) \quad (1.3)$$



Следовательно частная погрешность  $\delta r_i = S^T(r_i)$  и полная погрешность коэффициента передачи от переходных сопротивлений контактов:

$$\delta_T = \sum_{i=1}^n S_i^T(r_i) \quad (I.4)$$

Для погрешности от проводимости изоляции ключей будем иметь аналогично:

$$\delta_T = \sum_{i=1}^n S_i^T(g_i)$$

Поскольку в ТУ и в вычислительных программах чаще всего предусматривается сопротивление изоляции  $R_i = \frac{1}{g_i}$ , а не проводимость, то выразим:

$$S_i^T(g_i) = \frac{\delta T}{\delta g_i} \cdot g_i = \left( \frac{\delta T}{\delta R_i} \cdot \frac{R_i}{T} \right) \frac{1}{R_i^2} \frac{dR_i}{dg_i} = -S_i^T(R_i)$$

Следовательно:

$$\delta_T = - \sum_{i=1}^n S_i^T(R_i) \quad (I.5)$$

Из (I.3) видно, что инвариантом является выражение  $s_i = \left( \frac{B}{A} - \frac{D}{C} \right)$ , которая может быть определена:

$$s_i = \left( \frac{B}{A} - \frac{D}{C} \right) = \frac{S_i^T(r_i)}{r_i} \quad (I.6)$$

Величина  $s_i$  практически вычисляется по (I.6)

- для этого на ЭМ сначала определяют при помощи стандартных программ  $S_i^T(r_i)$  для какогонибудь значения  $r_i$  (например  $r_i = 1 \text{ Ом}$ ) и производят деление.

Подставляя (I.6) в (I.2) получим

$$\delta r_i = s_i \cdot r_i,$$

и далее

$$\delta T = \sum_{i=1}^n s_i \cdot r_i \quad (I.7)$$

аналогично

$$\delta_T = \sum_{i=1}^n s_i' g_i = - \sum_{i=1}^n \frac{s_i''}{R_i} \quad (I.8)$$

где  $s_i'$  определена для проводимостей утечки  $s_i' = \frac{S_i^T(g_i)}{g_i}$   
 $s_i''$  определена для сопротивлений утечки  $s_i'' = S_i^T(R_i) \cdot R_i$

Таким образом формулы (I.6), (I.7) и (I.8) служат удобным средством вычисления погрешностей исл, при этом чувствительности  $s_i$  могут



быть для конкретной цепи заранее вычислены независимо от типа и значения параметров коммутирующих ключей.

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИЗДАТЕЛЬСТВО

111173