

Тема 8600

Квадратирующий  
измерительный  
преобразователь  
на ТТР

**Министерство приборостроения, средств автоматизации  
и систем управления**

**Всесоюзный научно-исследовательский институт  
электроизмерительных приборов**

УДК 621.317.087.92

В гос. регистрации

Инв. № 78037819

**УТВЕРЖДАЮ**

Директор

**В.Н.Иванов**

" " декабря 1980 г.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПО СОЗДАНИЮ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ  
НА ОСНОВЕ ПРЕЦИЗИОННЫХ КВАДРАТИРУЮЩИХ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ЦИФРОВОЙ  
КОД**

(Заключительный отчет)

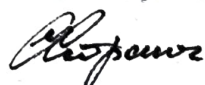
Тема 0471.8600.10

Заведующий отделом

 **Д.А.Нечаев**


Заведующий лабораторией

**к.т.н., ст. научный сотрудник**

 **С.Н.Строкан**

Ответственный исполнитель

**ст. научный сотрудник**

 **Л.Г.Альянова**

Ленинград - 1980

## СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

**Альянова Л.Г.**, старший научный сотрудник, ответственный исполнитель

- обзор и анализ методов построения АЦЦ переменного тока, разработка структурных и принципиальных схем, анализ погрешностей, экспериментальные исследования, составление разделов 2.1; 5; 6; 8; 9.1; 10 научно-технического отчета.

**Аренштейн В.Л.**, младший научный сотрудник,

- сравнительный анализ элементной базы компарирующих АЦЦ, обзор и анализ методов построения АЦЦ, обоснование выбора направления работ, разработка функциональной и принципиальной схем квадратирующих преобразователей, экспериментальные исследования, составление разделов 1; 2.1; 2.2; 3; 5; 7; 8; 9; 10 научно-технического отчета.

**Кузин В.А.**, младший научный сотрудник,

- патентные исследования, анализ и исследование характеристик ТПР, экспериментальные исследования, разработка принципиальных схем, составление разделов 2; 3; 4; 9.1 научно-технического отчета.

**Строкач С.Н.**, заведующий лабораторией, научный руководитель,

- общее руководство работой, редактирование научно-технического отчета.

**Шехонина Г.Ю.**, младший научный сотрудник,

- разработка принципиальных схем.

## СОИСПОЛНИТЕЛИ

1. Предприятие п/я X-5332 - разработка, изготовление и исследование макетов ТПР.

2. ЛПИ им. Калинина - разработка, изготовление и исследование макета квадратирующего измерительного преобразователя, исследования макетов ТИР.

При написании разделов 4, 8, 9 и 2.2 настоящего отчета использованы материалы отчетов предприятия п/я Х-5332 "Исследование возможности создания термочувствительного кварцевого <sup>резонатора</sup> резистора с нагревательным элементом для цифровых приборов переменного тока" (шифр "Мазма") и ЛПИ им. Калинина "Исследования по созданию прецизионных квадратирующих преобразователей..."

**Р Е Ф Е Р А Т**

Отчет 177 стр, рисунков 39, таблиц 12

Методы построения, вольтметры цифровые, переменный ток, среднеквадратическое значение, высокая точность, терморезонансный преобразователь, квадратирующий измерительный преобразователь, исследование характеристик, макетирование.

Проведен обзор и анализ методов построения аналого-цифровых измерительных преобразователей среднеквадратического значения.

Дается обзор и анализ элементной базы известных сравнивающих тепловых преобразователей.

Произведен выбор и обоснование структуры построения квадратирующих измерительных преобразователей, реализующих изотермический режим работы тепловых преобразователей.

Рассмотрены варианты конструкции и основные характеристики терморезонансных преобразователей, основанных на использовании термочувствительного кварцевого резонатора.

Приводятся функциональная схема квадратирующего измерительного преобразователя на основе терморезонансного преобразователя и принципиальные схемы с описанием работы его основных узлов. Проведен анализ погрешностей квадратирующего измерительного преобразователя.

Показаны пути построения и основные структурные схемы цифровых вольтметров переменного тока среднеквадратического значения на основе квадратирующего измерительного преобразователя.

Приводятся данные экспериментальных исследований и рекомендации по проведению ОКР.

# СОДЕРЖАНИЕ

1. Введение	8
2. Аналитический обзор	
2.1. Обзор и анализ методов построения измерительных преобразователей средне-квадратического значения сигнала переменного тока	
2.1.1. Классификация	10
2.1.2. АЦП прямого преобразования с промежуточным преобразованием	13
2.1.3. Уравновешивающие АЦП с промежуточным преобразованием	16
2.1.4. АЦП, основанные на компенсационной методе	35
2.1.5. АЦП на основе цифровой обработки мгновенных значений сигнала переменного тока	38
Выводы.	41
2.2. Элементная база компарирующих АЦП на тепловых преобразователях	
2.2.1. Термоэлектрические преобразователи	43
2.2.2. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи	44
2.2.3. Подогревные резисторы	45
2.2.4. Фотоэмиссионные преобразователи	46
2.2.5. Термоэмиссионные преобразователи	48
Выводы	51
2.3. Патентные исследования	52
3. Обоснование выбранного направления работ	
3.1. Сравнительный анализ электротепловых преобразователей	65

- 3.2. Анализ структурных схем измерительных преобразователей, реализующих изотермический режим работы тепловых преобразователей 71
- 4. Терморезонансный преобразователь
  - 4.1. Основные характеристики терморезонансных преобразователей 83
  - 4.2. Конструкция терморезонансного преобразователя 88
- 5. Функциональная схема квадратирующего измерительного преобразователя среднеквадратического значения напряжения переменного тока на основе терморезонансных преобразователей 92
- 6. Функциональные узлы квадратирующего измерительного преобразователя
  - 6.1. Терморезонансный компаратор 98
  - 6.2. Автогенераторы 102
  - 6.3. Знакочувствительная цепь вычитания частот с умножителем частоты 104
  - 6.4. Стандартизация 109
  - 6.5. Генератор опорной частоты 114
- 7. Анализ погрешностей квадратирующего измерительного преобразователя 116
- 8. Функциональные схемы вольтметров среднеквадратического значения напряжения переменного тока на основе квадратирующего измерительного преобразователя 120
- 9. Результаты экспериментальных исследований
  - 9.1. Экспериментальные исследования терморезонансных преобразователей
    - 9.1.1. Спектральные характеристики 129
    - 9.1.2. Временная стабильность 132
    - 9.1.3. Зависимость частоты автогенератора от напряжения питания 132

9.1.4.	Влияние внешней нагрузки на частоту автоколебаний	135
9.1.5.	Определение величины сопротивлений нагревателей и их стабильности во времени	136
9.1.6.	Определение перегрузочной способности	141
9.1.7.	Определение коэффициента термочувствительности	141
9.1.8.	Определение крутизны преобразования по мощности	145
9.1.9.	Динамические характеристики	149
9.1.10.	Определение частотной погрешности	151
	Выводы	151
9.2.	Экспериментальные исследования квадратирующего измерительного преобразователя	
9.2.1.	Определение основной погрешности на постоянном токе	156
9.2.2.	Определение частотной погрешности	158
	Выводы	
10.	Заключение	161
	Литература	162
	Приложения	166
1.	Сборочный чертёж ТНР в корпусе типа 302.6-1	
2.	Сборочный чертёж ТНР в стеклянном корпусе типа Э-2	
3.	Конструкция терморезонансного преобразователя	
4.	Техническое задание на научно-исследовательскую работу	
5.	Проект технического задания на ОКР	



## І. В В Е Д Е Н И Е

Точное измерение среднеквадратического значения напряжения переменного тока, мощности и других интегральных характеристик цепей переменного тока произвольной формы кривой в широком диапазоне частот является одной из наиболее актуальных проблем отечественной цифровой измерительной техники на современном этапе ее развития.

В настоящее время отечественные приборы переменного тока значительно отстают от зарубежных по основным параметрам.

В частности, вольтметры и преобразователи, которые предназначены для измерения среднеквадратического значения напряжения в широком диапазоне частот, имеют основную погрешность  $0,2+0,5\%$ , в то время как у лучших зарубежных моделей основная погрешность не превышает  $\pm(0,05+0,02 \frac{U_n}{U_x}) [I]$

Одна из основных причин отставания отечественной техники заключается в отсутствии чувствительных элементов, подобных тем, которыми располагают ведущие зарубежные фирмы, и обладающих необходимыми метрологическими и эксплуатационными характеристиками.

Неоднократно предпринимались попытки построения измерительных приборов, отвечающих современным требованиям, путем использования различных структурных методов и схемотехнических приемов, позволяющих получить высокое быстродействие и точность в широком частотном диапазоне на базе существующих чувствительных элементов с невысокими метрологическими характеристиками.

Однако, большая сложность таких приборов резко снижает их надежность, технологичность и серийноспособность. Поэтому они, как правило, существуют в виде единичных образцов, не пригодных к серийному выпуску. Таким образом, следует считать, что возможности повышения метрологических и эксплуатационных характеристик

приборов переменного тока на базе существующих чувствительных элементов в основном исчерпаны и, поэтому на первый план выступает задача создания новых чувствительных элементов, отвечающих современным требованиям, и разработка структурных схем приборов переменного тока на их основе.

В последние годы в нашей стране было предложено использовать в качестве чувствительных элементов, реагирующих на среднеквадратическое значение измеряемого сигнала, терморезонансные преобразователи (ТПР) [2, 3]. Эти преобразователи обладают такими существенными преимуществами перед другими существующими чувствительными элементами, как высокая чувствительность и стабильность, большая перегрузочная способность, хорошая помехозащищенность, частотный выход и т.д. Кроме того, ТПР позволяют реализовать новые структурные методы, обеспечивающие повышение точности и быстроедействие измерительных приборов на их основе. Принцип работы и конструкция ТПР защищены авторскими свидетельствами на изобретения. Зарубежные аналоги ТПР отсутствуют, что обеспечивает их патентоспособность по ведущим зарубежным странам. Благодаря этим преимуществам одним из наиболее перспективных направлений создания конкурентоспособных приборов для измерения интегральных характеристик электрических сигналов становится создание устройств, использующих ТПР в качестве чувствительных элементов.

Однако, отсутствие тщательно разработанных с точки зрения технологичности и серийной пригодности терморезонансных преобразователей, а также недостаточная отработанность структурных схем и алгоритмов функционирования приборов на их основе тормозят развитие столь перспективного направления.

Целью настоящей работы является исследование возможности создания серийнопригодных ТПР, разработка на их основе структурных

схем квадратирующих измерительных преобразователей среднеквадратического значения в цифровой код, исследование возможностей построения на базе квадратирующих преобразователей цифровых вольтметров с высокими метрологическими характеристиками.

Согласно требованиям ТЗ квадратирующий преобразователь должен обладать следующими основными техническими характеристиками.

Диапазон входных сигналов 0 + 20 мА (0 + 2 В).

Нормальный диапазон частот входных сигналов 30 Гц + 20 кГц и постоянный ток, расширенный диапазон 20 + 30 Гц и 20 + 100 кГц, дополнительный - до 1 МГц.

Предел допускаемой основной погрешности в нормальном диапазоне частот ± 0,05%. В процессе работы определяется возможность снижения этой погрешности до ± 0,01%.

Время установления выходной частоты - не более 2 с.

Допускаемая перегрузка - 100%.

Допускаемый коэффициент - 4.

Построение ЦИП переменного тока на базе измерительных преобразователей с такими характеристиками позволяют существенно улучшить метрологические и эксплуатационные характеристики ЦИП и вывести их на уровень лучших мировых образцов.

## 2. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

2.1. Обзор и анализ методов построения измерительных преобразователей среднеквадратических значений сигналов переменного тока в цифровой код.

### 2.1.1. Классификация

При измерении периодических сигналов  $x(t)$  наибольший интерес представляет информация о величине его среднеквадратического значения в цифровой форме.

Среднеквадратическое значение  $X$  периодического сигнала  $x(t)$  является наиболее часто применяемой интегральной характеристикой и по определению имеет вид:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \tag{2.1}$$

где  $T$  - период сигнала.

Из формулы (2.1) вытекает, что для измерения среднеквадратического значения сигнала переменного тока  $X$  необходимо обеспечить проведение операций возведения в квадрат мгновенных значений сигнала, усреднения и (для получения линейной характеристики) извлечения квадратного корня.

При этом наибольший интерес представляют устройства, позволяющие получить результат измерений среднеквадратического значения в цифровой форме. Поэтому в дальнейшем речь пойдет только об аналого-цифровых преобразователях среднеквадратического значения сигналов переменного тока в цифровой код (в дальнейшем АЦЦ).

Все многообразие возможных методов и принципов построения таких АЦЦ можно разделить на три основные группы.

К первой группе методов следует отнести всю совокупность методов, в которых измеряемый сигнал подвергается промежуточному функциональному преобразованию в параметр, удобный для последующего кодирования. Таким параметром чаще всего является напряжение постоянного тока, частота или интервал времени. При этом функциональному преобразованию может подвергаться либо среднеквадратическое значение измеряемого сигнала, либо его мгновенное значение.

АЦЦ, построенные по методам первой группы, в дальнейшем будут называться АЦЦ с промежуточным преобразованием.

Ко второй группе относятся компенсационные методы, основанные на непосредственном сравнении сигнала переменного тока с опорным, совпадающим с ним по фазе и частоте. АЦЦ, основанные на этом методе, будут называться компенсационными.

К третьей группе относятся методы определения интегральных характеристик периодических сигналов произвольной формы путем автоматической обработки результатов измерения ряда мгновенных значений этих сигналов с помощью средств вычислительной техники [4]. В дальнейшем АЦЦ, построенные по методам этой группы, будут называться АЦЦ на основе цифровой обработки мгновенных значений.

Наибольшее распространение получили АЦЦ первой группы. Они работают в широком частотном диапазоне (от единиц герца до сотен килогерц) и обеспечивают высокую точность преобразования.

Преобразователи <sup>третьей</sup> второй группы в зависимости от структурной схемы могут обеспечивать либо высокую точность, но лишь в диапазоне частот до 1-10 кГц, либо может иметь широкий частотный диапазон (до 1 мГц) при сравнительно низкой точности и быстродействии. Кроме того, они требуют для работы применения сложных вычислительных устройств.

Значительно реже для построения измерительных преобразователей используется компенсационный метод. Это обусловлено сложностью его реализации, зависимостью погрешности от формы кривой измеряемого сигнала и ограниченностью частотного диапазона.

По виду структурной схемы АЦЦ делятся на преобразователи прямого и уравнивающего преобразования [5].

АЦЦ прямого преобразования имеют разомкнутую структурную схему. Они характеризуются относительно невысокой точностью за счет суммирования погрешностей отдельных узлов в процессе преобразования.

Подавляющее большинство АЦП имеют замкнутую структуру, т.е. относятся к уравнивающим преобразователям. Они имеют более высокую точность за счет использования общей отрицательной обратной связи и опорных мер сравнения.

АЦП уравнивающего преобразования в свою очередь делятся на следующие и развертывающие.

Рассмотрим более подробно АЦП каждой группы.

### 2.1.2. АЦП прямого преобразования с промежуточным преобразованием.

Из группы АЦП, основанных на преобразовании среднеквадратического значения сигнала в напряжение постоянного тока и построенных по структуре прямого преобразования, наибольший интерес с точки зрения точности представляют диодные преобразователи с линейно-кусочной аппроксимацией [6].

В этих преобразователях задача обеспечения заданного участка вольтамперной характеристики, в пределах которого сохраняется квадратичный закон преобразования, решается относительно простыми средствами при использовании квадратичного устройства на базе линейно-сегментных аппроксиматоров (рис.2.1). При отсутствии входного напряжения аппроксимирующие диоды заперты напряжением, снимаемым с делителя  $R_{1i} - R_{2i}$ . При увеличении уровня входного напряжения сначала открывается первый диод, затем второй и т.д., чем и воспроизводится кусочно-квадратичная зависимость тока, протекающего через нагрузку от входного напряжения.

Узлы аппроксимации выбираются исходя из минимума погрешности воспроизведения квадратичной зависимости при заданном количестве аппроксимирующих сегментов.

Частотный диапазон кусочно-линейных аппроксиматоров ограничен паразитными емкостями, шунтирующими резисторы делителей

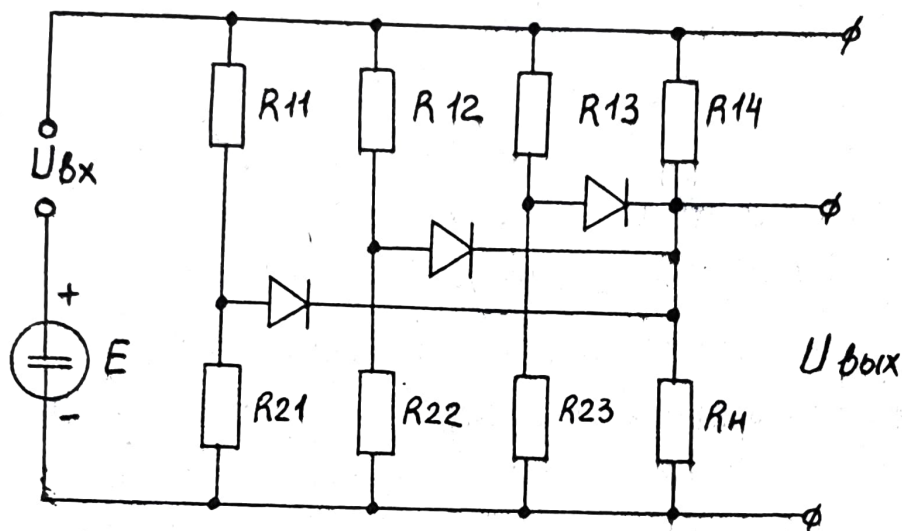


Рис.2.1 Квадратирующий преобразователь на базе линейно-сегментных аппроксиматоров.

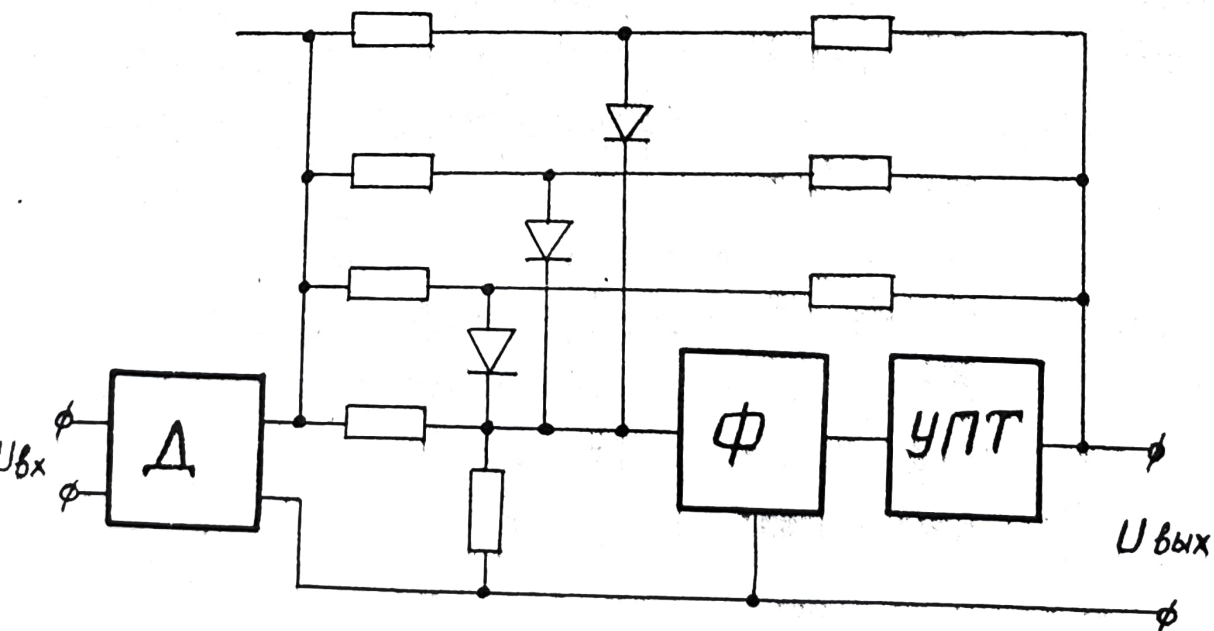


Рис.2.2 Квадратурный преобразователь с линейно-сегментным аппроксиматором.

напряжения. Кроме того для таких аппроксиматоров с фиксированным смещением погрешность аппроксимации и соответственно погрешность от формы кривой возрастает с уменьшением уровня сигнала, т.к. в формировании выходного сигнала участвует все меньшее количество аппроксимирующих участков.

Для уменьшения этой погрешности схема преобразователя выполняется со "скользящим смещением" [ 7 ]. Особенность такого преобразователя заключается в способности изменять наклон аппроксимируемой кривой квадратичной зависимости при изменении величины входного сигнала.

Схема преобразователя со "скользящим смещением" представлена на рис.2.2.

В этой схеме преобразуемое напряжение детектируется в детекторе Д и поступает на диодный кусочно-линейный преобразователь.

На выходе фильтра Ф образуется постоянное напряжение, которое после усиления УПН поступает на выход устройства и на второй вход квадратичного преобразователя, изменяя его коэффициент передачи.

Выходное напряжение, поданное на второй вход квадратичного преобразователя, управляет током смещения ячеек аппроксиматора, изменяя положение точек излома аппроксимирующей ломаной кривой. В результате при малых  $U_{вх}$  аппроксимируемая квадратичная зависимость получается более крутой, а при больших  $U_{вх}$  — более пологой.

Поэтому независимо от уровня сигнала используются все участки аппроксимации, что позволяет преобразовывать сигналы переменного тока как малого, так и большого уровня.

Однако, измерительные преобразователи по методу кусочно-линейной аппроксимации обладают невысокой точностью из-за



нестабильности и нелинейности диодов аппроксиматора.

Для снижения влияния характеристик диодов на точность преобразователя квадратичный кусочно-линейный аппроксиматор строят на базе активных однополупериодных выпрямительных преобразователей (рис.2.3).

Включение диодов в цепь глубокой ООС резко снижает их влияние на передаточную характеристику аппроксиматора.

На усилителе  $У 1$  собран детектор, на усилителях  $У 2, У 3$  - квадратичный аппроксиматор, на усилителе  $У 4$  - сумматор.

Усредняющий фильтр собран на усилителе  $У 5$ . Требуемый наклон аппроксимирующих прямых обеспечивается соответствующим выбором сопротивлений в цепях ООС усилителей  $У 2$  и  $У 3$ .

По данным [7] такой измерительный квадратирующий преобразователь при измерении сигналов переменного тока с коэффициентом гармоник не более 3% в диапазоне частот 400 Гц-10 кГц обеспечивает точность 0,1%-0,2% в зависимости от соотношения гармонических составляющих.

Основными недостатками этих АЦП является невысокая точность, наличие значительной погрешности от формы кривой измеряемого сигнала, ограниченный частотный диапазон и резкое возрастание аппаратных затрат при увеличении точности измерения.

### 2.1.3. Уравновешивающие АЦП с промежуточным преобразованием

Широкие возможности построения высокоточных АЦП с промежуточным преобразованием обеспечивают структурные схемы уравновешивания.

При этом, как правило, аналогичному функциональному преобразованию, наряду с измеряемым сигналом, подвергается и образцовая мера. Такое преобразование принято называть компарированием.

Наиболее просто и эффективно компарирующие АЦП с промежуточным преобразованием могут быть реализованы при использовании в

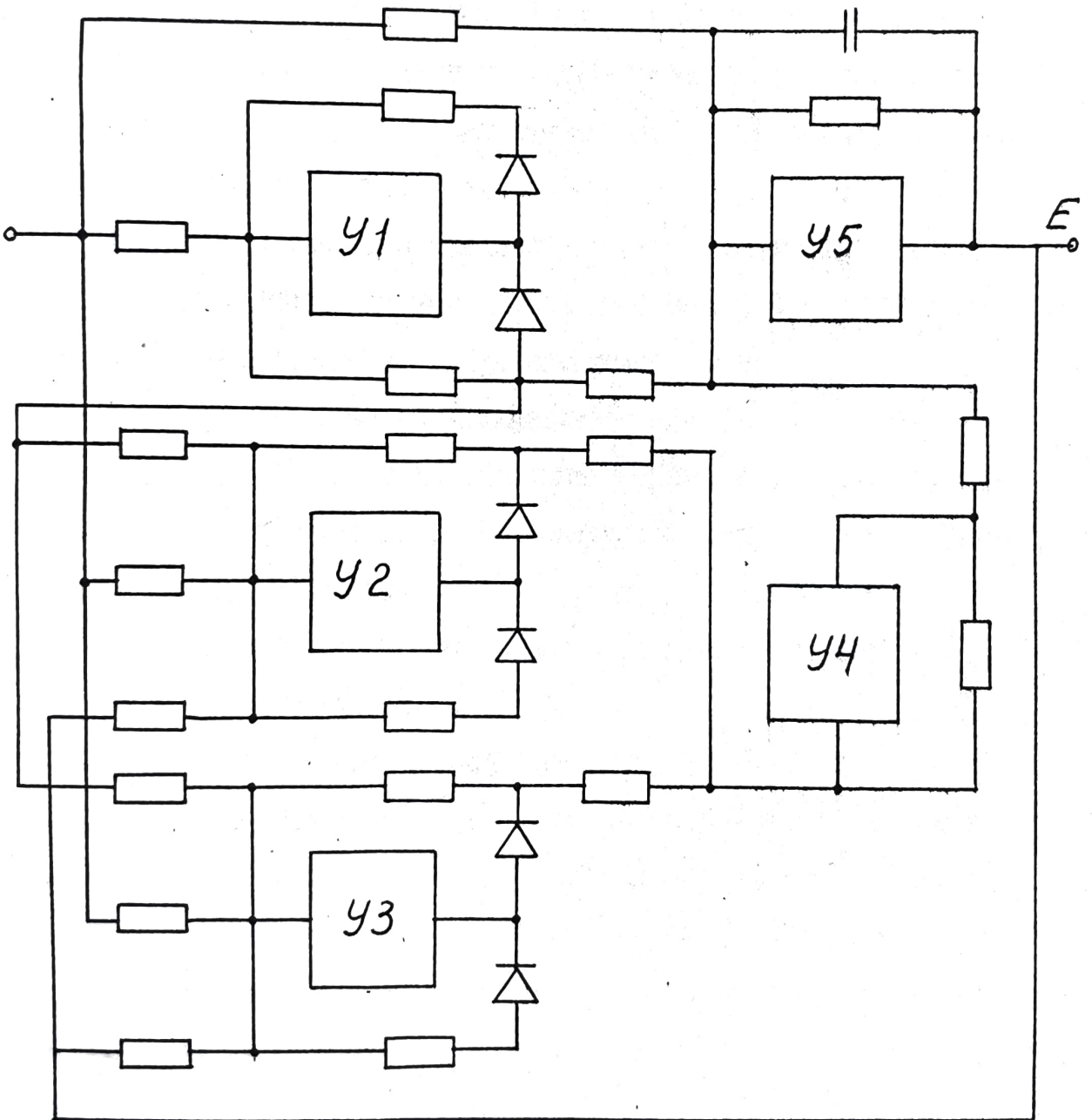


Рис. 2.3 Квадратирующий линейно-сегментный аппроксиматор на базе активных выпрямительных преобразователей.

них в качестве чувствительных элементов тепловых преобразователей, реагирующих на среднеквадратическое значение сигнала переменного тока.

Обзор параметров существующих тепловых преобразователей и их сравнительные характеристики приведены в подразделе 2.2 настоящего отчета.

На практике наибольшее распространение получили компарирующие АЦП на базе тепловых преобразователей с промежуточным преобразованием среднеквадратического значения входного сигнала в напряжение постоянного тока [8].

Одной из наиболее простых структурных схем уравнивания, которая используется для построения АЦП этой группы, является структурная схема, реализующая режим равных температур тепловых преобразователей. Примером его реализации может служить структурная схема, представленная на рис.2.4 и выполненная на основе двух дифференциально включенных термоэлектрических преобразователей В1 и В2.

Измеряемый сигнал поступает в нагреватель термоэлектрического преобразователя ТП1.

Для линеаризации характеристики преобразования дифференциально с В1 включено устройство с передаточной характеристикой, обратной передаточной характеристике В1, которое реализовано путем включения идентичного В1 термоэлектрического преобразователя В2 в цепь глубокой ООС усилителя постоянного тока А1. Выходы В1 и В2 включены соответственно к инвертируемому и неинвертируемому входам А1, усиливающего разностный сигнал  $\Delta e$ . Выходное напряжение усилителя А1 подается на нагреватель В2 и является мерой измеряемого сигнала.

Погрешность такого преобразователя определяется прежде всего неидентичностью и нестабильностью характеристик термопреобра-

зователей В1 и В2, а также смещением нулевого уровня усилителя постоянного тока.

По структурным схемам, реализующим режим равных температур построены линейные преобразователи отечественных вольтметров среднеквадратического значения Ф230, Ф584, Ф4850.

АЦП переменного тока, использующие режим равных температур, обладают высокой линейностью и точностью преобразования периодических напряжений произвольной формы в напряжение постоянного тока только при идентичных характеристиках термопреобразователей и стабильности их параметров во всем диапазоне температур и во времени.

Из-за отсутствия в СССР термопреобразователей с высокими метрологическими характеристиками погрешности АЦП переменного тока, работающие в режиме равных температур, не удается сделать ниже  $\pm 0,3\%$ .

Для повышения точности АЦП при использовании измерительных элементов с невысокими метрологическими характеристиками перспективным является использование структур, позволяющих применять методологические приемы исключения различных систематических погрешностей.

Один из таких методов основан на уменьшении погрешности от неидентичности тепловых преобразователей, работающих в режиме разных температур, путем их перестановки.

Структурная схема АЦП переменного тока, основанного на использовании этого приема, приведена на рис.2.5.

При использовании метода перестановок измерения производятся дважды. В первом положении переключателя  $S$  на вход термоэлектрического преобразователя В1 поступает измеряемый сигнал  $x(t)$ , а на вход В2 - компенсирующее постоянное напряжение  $U_{\text{н}}$ . Во втором положении переключателя  $x(t)$  и  $U_{\text{н}}$  поступают

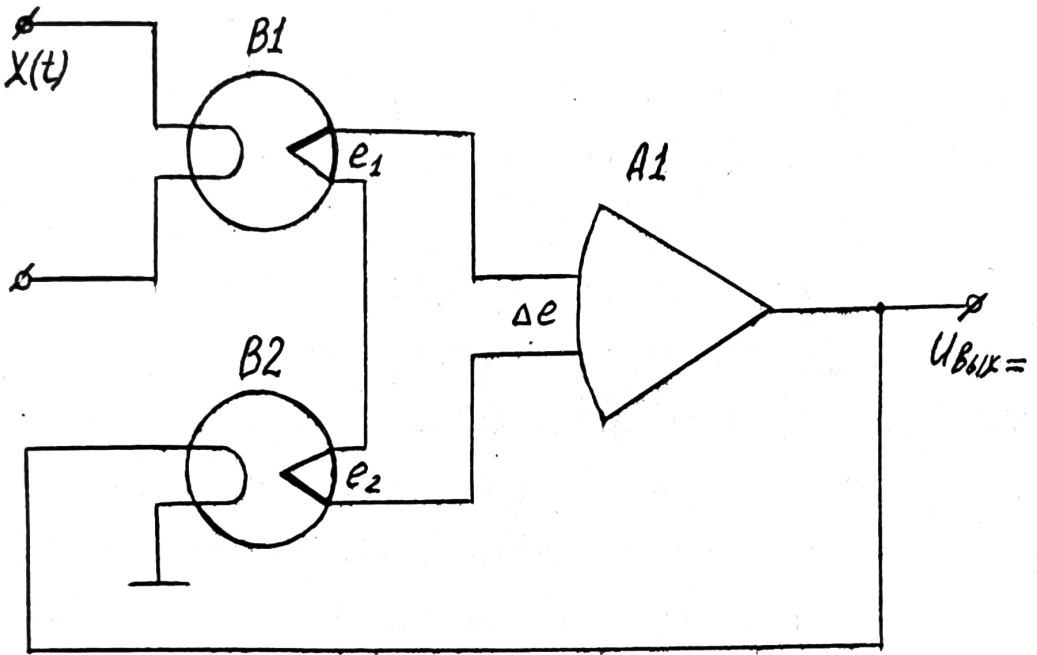


Рис. 2.4. Компарирующий измерительный преобразователь с термоэлектрическими преобразователями, работающими в режиме равных температур.

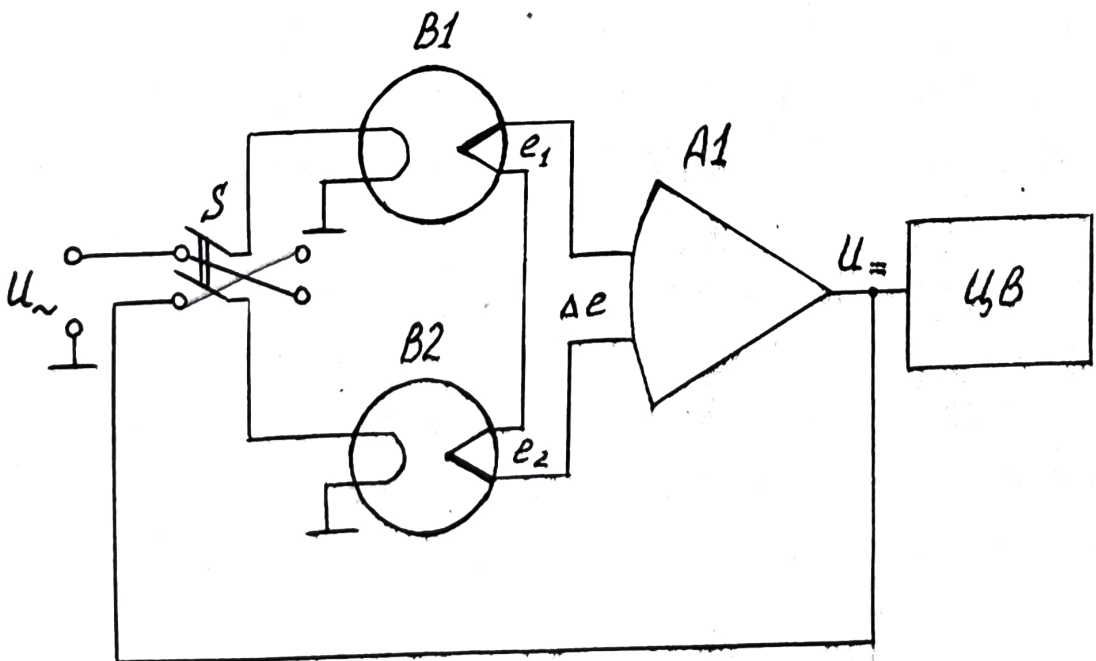


Рис. 2.5. Компарирующий АЦП с перестановкой термоэлектрических преобразователей.

соответственно на входы В2 и В1. Отсчет равен полусумме показаний цифрового вольтметра постоянного тока ЦВ.

Достоинством метода перестановок являются сравнительная простота и отсутствие необходимости в проведении операции калибровки.

К его недостаткам следует отнести усложнение схемы за счет необходимости проведения вычислительных операций, увеличение времени преобразования из-за двухтактной работы и снижение точности за счет коммутационных помех в измерительной цепи.

Дальнейшее повышение точности преобразования АЦЦ среднеквадратического значения переменного тока реализовано во ВНИИМе, где разработан и реализован другой структурный метод — метод итерационной коррекции погрешности преобразования [9]

Метод основан на замещении измеряемого напряжения известным, близким к нему по значению и вырабатываемым на первом этапе измерения, которое на втором этапе используется для коррекции результата. Результат измерения получается в виде разности измерений первого и второго этапов.

На основе этого метода во ВНИИМе исследовалась возможность создания прецизионного цифрового вольтметра среднеквадратического значения [10]

На рис.2.6 приведена структурная схема АЦЦ такого вольтметра с разновременной обратной связью.

Измеряемый сигнал переменного тока  $x(t)$  на первом этапе измерения через контактную группу I переключателя  $S_I$  поступает на вход преобразователя напряжения в последовательность импульсов ПНИ. Преобразователь ПНИ состоит из компарирующего измерительного преобразователя на термоэлектрических преобразователях типа ТВБ-4, работающих в режиме равных температур, и преобразователя постоянного напряжения в частоту. Выходные импульсы ПНИ,

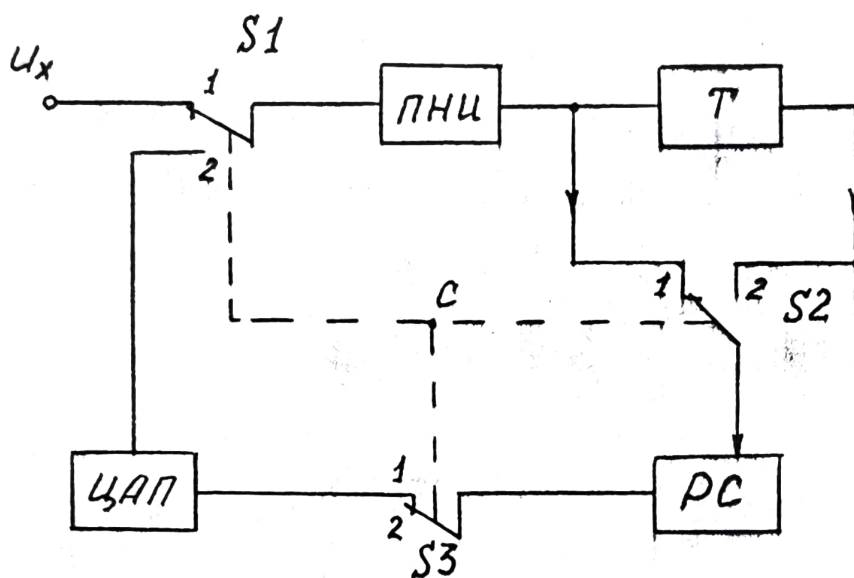


Рис. 2.6. Структурная схема АЦП, использующая метод итерационной коррекции погрешностей ИП.

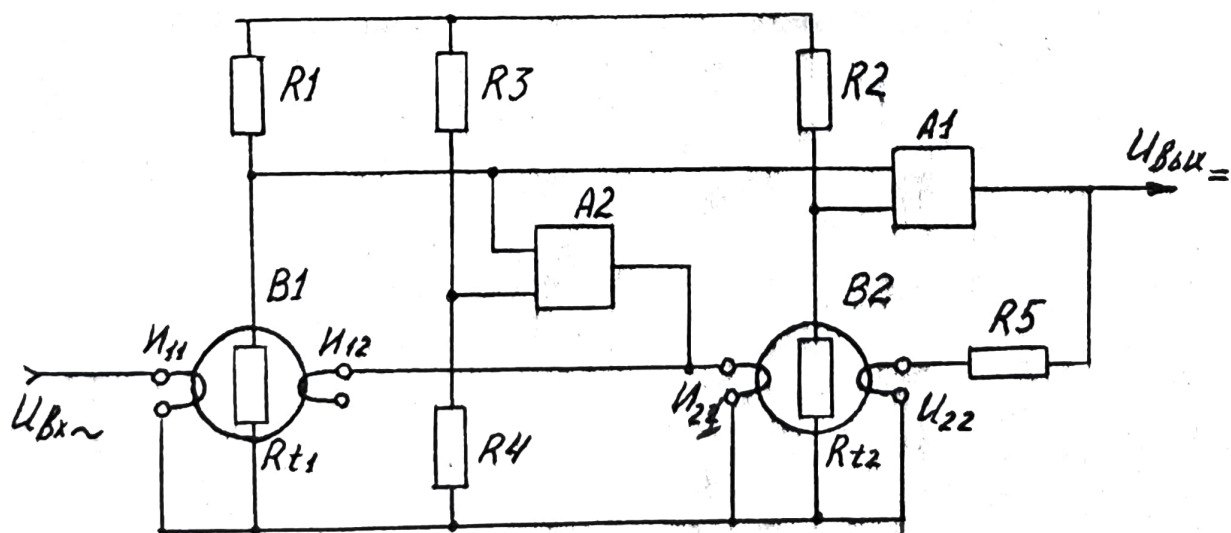


Рис. 2.7. Изотермический компарирующий измерительный преобразователь с дополнительным контуром автоматического регулирования.

число которых  $N$  пропорционально  $U_n$ , через первую контактную группу переключателя  $S_2$  проходят на вход реверсивного счетчика импульсов  $PC$ .

Обозначим коэффициент преобразования ПНИ через  $2K$ . Тогда число импульсов, поступивших на вход  $PC$  будет:

$$N_1 = 2K U_x$$

Если  $K$  отличается от своего номинального значения  $K_n$ , то

$$N_1 = 2K_n (1 + \gamma_k) U_x \quad (2.1)$$

где  $\gamma_k$  — погрешность результата преобразования ПНИ.

Декады  $PC$  через контакт  $S_3$  связаны с цифро-аналоговым преобразователем ЦАП. В результате этого запомненное в  $PC$  число  $N_1$  переписывается в запоминающее устройство, которым снабжен ЦАП, и на его выходе появляется напряжение  $U_k$ , связанное с числом  $N_1$  через коэффициент  $K_0 = 1/2 K_n$ , т.е.

$$U_k = K_0 N_1$$

Если  $K_0$  отличается от своего номинального значения  $\frac{K}{2}$ , то:

$$U_k = \frac{1}{2K_n} (1 + \gamma_0) N_1$$

где  $\gamma_0$  — погрешность результата цифро-аналогового преобразования

или с учетом (2.1):

$$U_k = (1 + \gamma_k) (1 + \gamma_0) U_x \quad (2.2)$$

По окончании выработки  $U_k$  первый этап измерения заканчивается и переключатели  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  автоматически переводятся во второе положение.



Таким образом, на втором этапе на вход ПНИ с выхода ЦАП поступает напряжение  $U_k$ , близкое к  $U_x$ , как это следует из (2.2). Выходные импульсы ПНИ теперь поступают на РС через триггер Тг, служащий для деления числа импульсов на два.

Поскольку  $U_k$  весьма близко к  $U_x$ , работа ПНИ будет происходить в той же части его характеристики преобразования, и, следовательно, его коэффициент преобразования останется тем же, что и на первом этапе.

Поэтому общий коэффициент преобразования цепи ПНИ-Тг будет теперь равен  $K$ .

Тогда число импульсов, поступивших на втором этапе в РС, будет определяться выражением

$$N_2 = K U_k = K_H (1 + \gamma_k) U_k$$

или с учетом формулы (2.2)

$$N_2 = K_H (1 + \gamma_k)^2 (1 + \gamma_0) U_x \quad (2.3)$$

Поскольку на втором этапе РС переводится в состоянии реверса, в нем окажется зарегистрированным число импульсов, которое с учетом (2.2) и (2.3) запишется в виде

$$N = N_1 - N_2 = K_H U_x [1 - \gamma_0 - (\gamma_k^2 + 2\gamma_k\gamma_0 + \gamma_k^2\gamma_0)]$$

Выражение в круглых скобках является величиной второго порядка малости по отношению к  $\gamma_k$  и поэтому может быть отброшено.

Тогда:

$$N = K_H U_x (1 - \gamma_0)$$

Это выражение показывает, что погрешность измерения рассмотренного АЦП практически не зависит от погрешности ПНИ, который может быть выполнен на грубых элементах, и определяется только погрешностью ЦАП, которая может быть сделана очень малой.

Однако, в рассмотренном АЦЦ не устраняются частотные погрешности ПНИ.

К недостаткам метода с итерационной коррекцией следует отнести снижение быстродействия преобразователя за счет двухтактной работы АЦЦ.

Время преобразования рассматриваемой схемы составляет  $10\tau$ .

Снижение требований к идентичности термопреобразователей, повышение линейности, расширение динамического диапазона при одновременном уменьшении времени преобразования может быть получено при использовании изотермического режима работы тепловых преобразователей [10]

При этом термопреобразователи при любом значении входного напряжения работают при одной и той же и постоянной температуре, т.е. в одной точке вольт-амперной характеристики.

По такому принципу построен преобразователь фирмы *Weston* [11], структурная схема которого представлена на рис.2.7.

Особенностью схемы является дополнительные нагреватели терморезисторов, что при наличии обратной связи обеспечивает высокую точность поддержания их температур.

В схеме предусмотрен также дополнительный делитель на резисторах  $R_3$  и  $R_4$ , который вместе с резисторами  $R_1$  и  $R_{T1}$  образует дополнительный мост, в диагональ которого включен усилитель  $A_2$ . Разностный сигнал вызывает изменение тока через нагреватель  $H_{I2}$  терморезистора  $B_1$ , что приводит к почти полному восстановлению равновесия дополнительного моста, а, следовательно, и к восстановлению первоначальной температуры  $R_{T1}$ . Так как выход усилителя  $A_2$  нагружен и на дополнительный нагреватель  $H_{2I}$  терморезистора  $B_2$ , включенного в цепь обратной связи, то тем самым будет поддерживаться постоянной и температура этого терморезистора.

Помимо высокой линейности преобразования такая схема обладает повышенным быстродействием, так как термисторы работают практически при постоянной температуре. Для исключения влияния температуры окружающей среды оба термопреобразователя помещены в термостат, где поддерживается температура  $+75^{\circ}\pm 0,04^{\circ}\text{C}$  при изменении окружающей температуры от  $+20^{\circ}\text{C}$  до  $+35^{\circ}\text{C}$ .

Разница температур обоих терморезисторов внутри термостата не превышает  $0,004^{\circ}\text{C}$ .

Усилители постоянного тока выполнены на интегральных схемах и имеют  $K = 2 \cdot 10^7$  при температурном дрейфе нуля менее  $1 \text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$ .

Применение терморезисторов специальной конструкции и высококачественных усилителей постоянного тока позволило фирме реализовать преобразователи с высокими метрологическими характеристиками. Так, нелинейность преобразования не превышает  $\pm 0,02\%$  в диапазоне от 30% до 120% измеряемого напряжения, нестабильность преобразования за 6 месяцев не более  $0,01\%$ , частотная погрешность  $0,02\%$  в диапазоне частот 20 Гц–20 кГц,  $0,1\%$  от 10 Гц и  $0,3\%$  до 100 кГц, диапазон измерения 30 мВ–100 В на десяти поддиапазонах, коэффициент амплитуды до 7, входное сопротивление не менее  $1 \text{ МОм}$  при входной емкости 30 пФ, время установления с погрешностью  $0,1\%$  около 2,5с.

Другим вариантом получения изотермического режима работы преобразователя является использование структурной схемы, представленной на рис.2–8. Особенность ее состоит в том, что масштабный преобразователь А1 с дискретно изменяющимся коэффициентом передачи включен в цепь измеряемого напряжения, а величина опорного напряжения  $U_0$  в процессе уравнивания не изменяется [13].

По этой схеме построен цифровой вольтметр среднеквадрати-

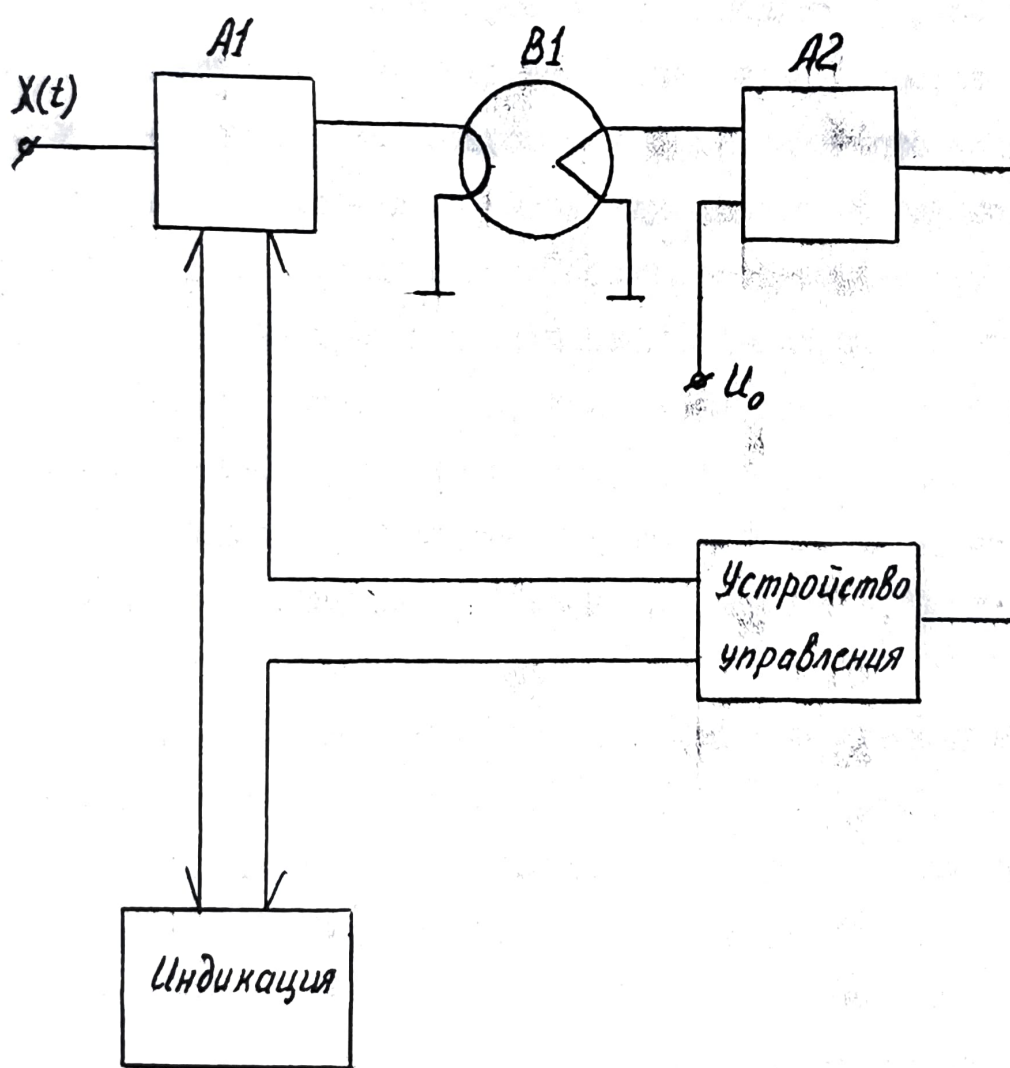


Рис. 28. Изотермический компарирующий ЦАП с применением входного усилителя с регулируемым коэффициентом передачи.

ческого значения типа Ст-1204.500, выпускаемый в ГДР и имеющий погрешность 0,12% в диапазоне частот 50 Гц + 10 кГц. Однако его погрешность возрастает до 1% при частотах 30 Гц+50 Гц и 10 кГц + 100 кГц [14].

Следует отметить, что реализация такого АЦП затруднительна, т.к. возможна лишь при наличии высококачественных широкополосных делителей с дискретно-изменяющимся коэффициентом передачи и прецизионных усилителей.

Значительно меньше требования к тепловым преобразователям предъявляются при использовании метода одновременного компарирования. В МЭИ разработан АЦП переменного тока, основанный на использовании фотоэлектрического компаратора одновременного сравнения, с масштабным преобразователем и с автоматически регулируемым коэффициентом передачи в цепи измеряемого сигнала [15]. Однако, ввиду отсутствия высококачественных комплектующих элементов даже применение одновременного компарирования не позволяет получить погрешность меньше 0,25% в диапазоне частот 20 Гц + 10 кГц, при времени установления 4-6 с.

Таким образом, при использовании существующих тепловых преобразователей не удастся реализовать на практике все преимущества изотермического режима их работы, однако этот режим обладает рядом неоспоримых достоинств, делающих его наиболее перспективным при условии разработки тепловых элементов, обладающих высокой стабильностью и чувствительностью.

Кроме тепловых преобразователей, в компарирующих АЦП с промежуточным преобразованием в напряжение постоянного тока могут быть использованы и другие чувствительные элементы.

Успехи в области разработки электромеханических компараторов моментов создали предпосылки для создания АЦП переменного-

го тока с электростатическими преобразователями.

Во ВНИИЭП разработан электростатический преобразователь среднеквадратического значения напряжения в напряжение постоянного тока [16]. Блок-схема преобразователя приведена на рис.2.9.

Электростатический измерительный механизм состоит из двух многокамерных элементов - верхнего и нижнего, - включенных по вольтметровой схеме. На верхний измерительный элемент 1,2 подается измеряемое напряжение переменного тока  $U_x$ , под действием которого подвижная часть отклонится от положения равновесия. На выходе фотопреобразователя 3 появляется напряжение разбаланса, которое после усилителя А1 подается на нижний элемент 4,5. При этом выходное напряжение постоянного тока  $U_{вых}$  пропорционально действующему значению измеряемого напряжения переменного тока.

На основе этой схемы во ВНИИЭП разработан преобразователь среднеквадратического значения с погрешностью  $\pm(0,05-0,01)\%$  в диапазоне частот до 50 кГц при измерении напряжений от 20 до 600 В. Время измерения не превышает 5с.

К недостаткам электромеханических преобразователей следует отнести их малую технологичность, связанную с требованиями высокой точности механической обработки ряда узлов и их регулировки, что затрудняет серийный выпуск устройств этого рода. Другой разновидностью уравнивающих АЦП с промежуточным преобразованием являются преобразователи сигнала переменного тока в частоту.

В качестве АЦП с преобразованием среднеквадратического значения в частоту может быть использован дифференциальный электростатический измерительный механизм [16].

Этот преобразователь построен по структуре следящего

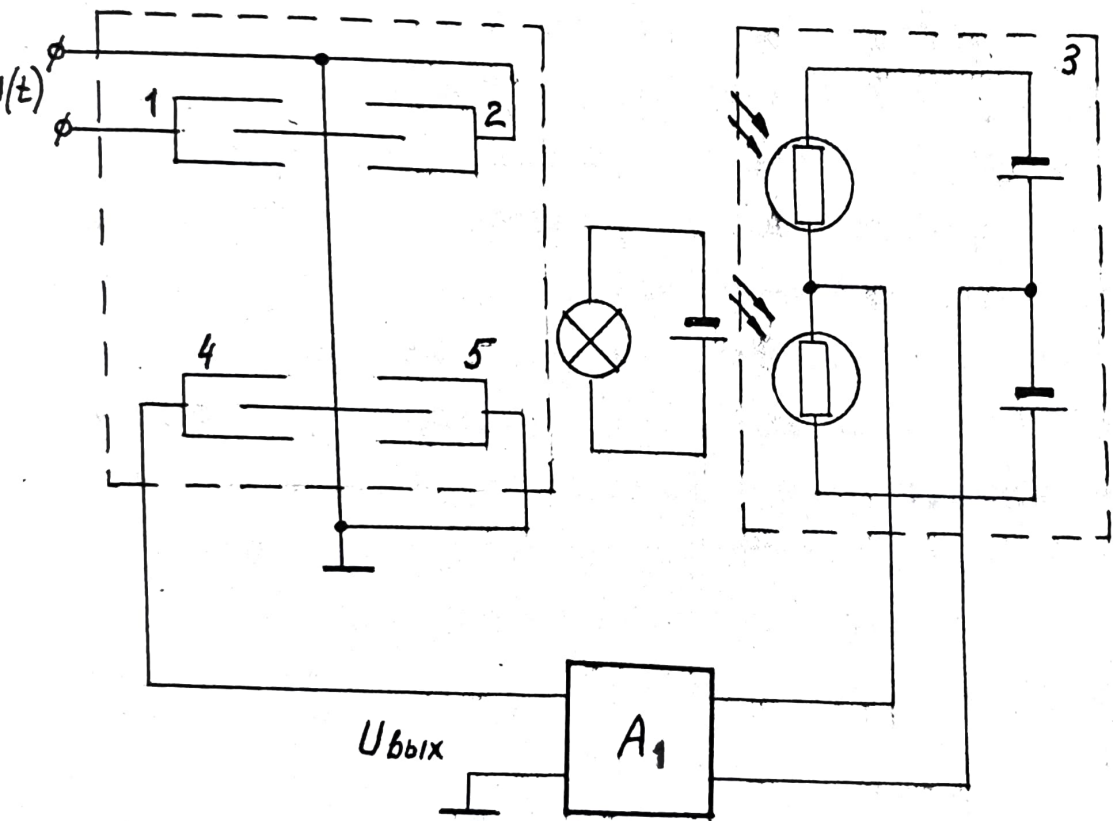


Рис. 2.9 Компарирующий измерительный преобразователь с электростатическими преобразователями в качестве чувствительных элементов.

уравновешивания. Схема его представлена на рис.2.10.

Схема содержит два управляемых генератора УГ1 и УГ2, устройство вычитания частот УВЧ и формирователь импульсов треугольной формы ФИ, выполняющий роль опорного канала. Емкости С1 и С2 электростатического механизма ЭМ, выполняющие роль устройства сравнения, включены в частотозависимые цепи генераторов УГ1 и УГ2. При неизменной крутизне переднего и заднего фронтов треугольных импульсов на выходе ФИ среднеквадратическое значение его выходного напряжения является линейной функцией частоты. Благодаря этому обеспечивается линейная зависимость разностной частоты генераторов от среднеквадратического значения преобразуемого напряжения. Погрешность преобразователя не превышает 0,2% в частотном диапазоне 20 Гц-100кГц. Этому преобразователю присущи все недостатки, свойственные АЦП на электростатических измерительных механизмах.

В последнее время большое распространение получили уравновешивающие АЦП с преобразованием мгновенных значений сигналов переменного тока в частоту и интервал времени, построенные по схемам развертывающего преобразования [17, 18, 19].

Общим недостатком таких преобразователей с одной развертывающей функцией является малая помехоустойчивость, в особенности по отношению к периодическим помехам. Значительными преимуществами в отношении помехоустойчивости и точности обладают АЦП, построенные по структурным схемам с двумя развертывающими функциями. Структурная схема такого АЦП представлена на рис.20, в которой развертывающие функции формируются путем одновременного интегрирования двух величин - преобразуемой и опорной. Преобразователь состоит из дифференциального интегратора ДИ, устройства сравнения УС и опорного канала, образованного электронным ключом К1 и источником опорных напряжений ИОН.



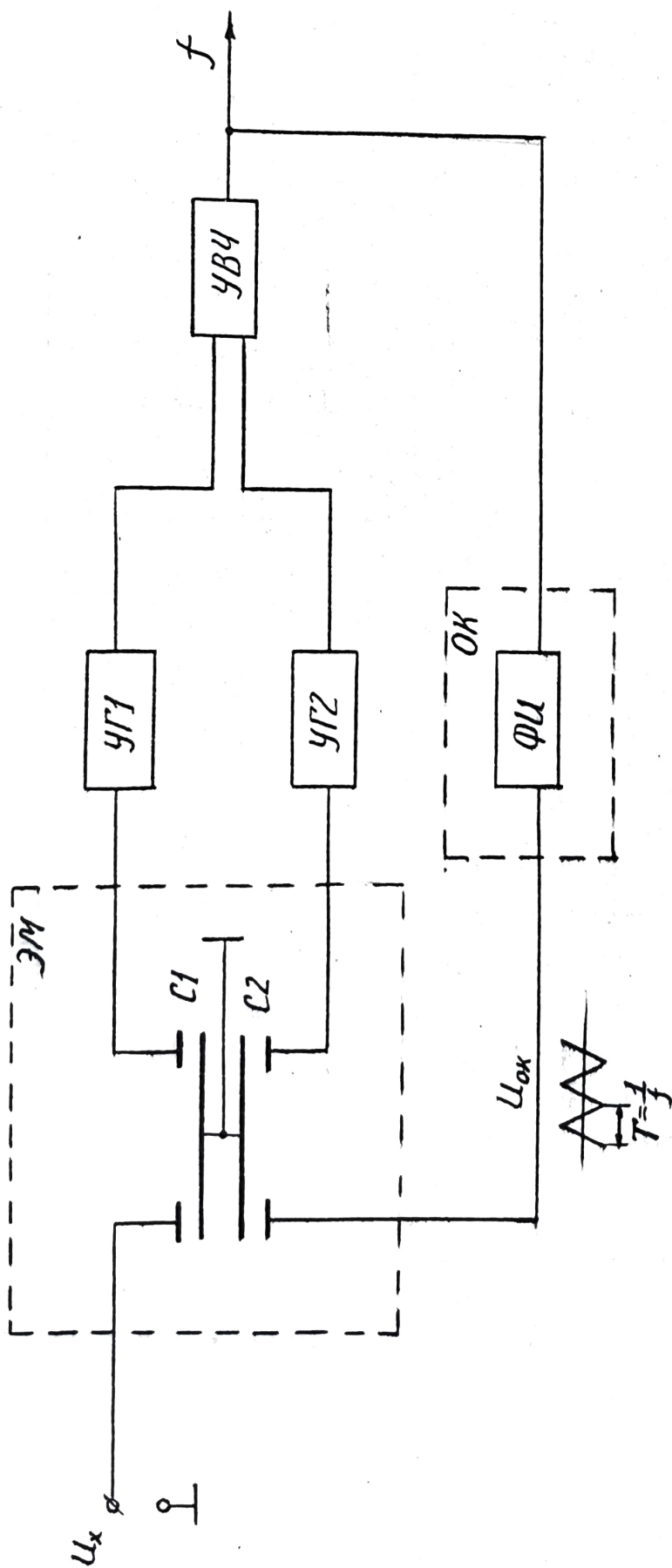


Рис. 2.10. Функциональная схема электростатического преобразователя  
среднеквадратического значения напряжения в частоту.

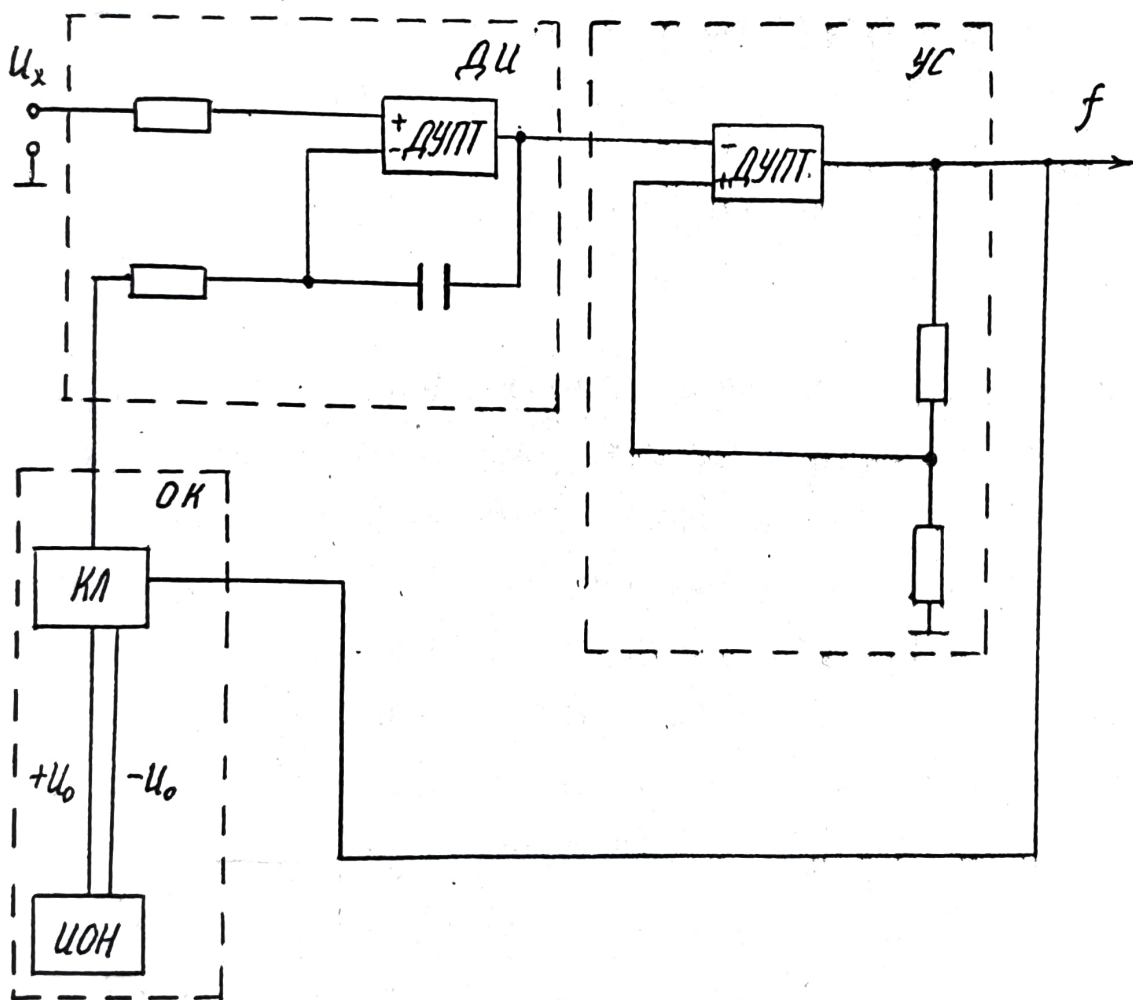


Рис. 2.11. Функциональная схема преобразователя мгновенных значений напряжения в частоту.

В зависимости от состояния УС переключателем К1 на вход Б интегратора подключено либо положительное (в течение интервала T1), либо отрицательное (в течение интервала T2) опорное напряжение  $U_0$ . Соответственно в течение указанных интервалов времени формируются развертывающие функции:

$$R_1(t) = \frac{U_0 - U_x}{\tau} \cdot t$$

$$R_2(t) = R_1(t) - \frac{U_0 + U_x}{\tau} \cdot t$$

Смена одной развертывающей функции на другую производится в моменты достижения ими некоторых пороговых уровней напряжения  $U_n$ , подключенных к неинвертирующему входу устройства сравнения УС. В этот момент в силу положительной обратной связи, которой охвачен дифференциальный усилитель УС, происходит лавинообразный процесс изменения состояния УС, в результате чего одновременно переключаются полярности порогового  $U_n$  и опорного  $U_0$  напряжений.

Таким образом, имеем:

$$\frac{U_0 + U_x}{R_c} \cdot T_1 = U_n$$

$$\frac{U_0 - U_x}{R_c} \cdot T_2 = U_n$$

Принимая в качестве выходной величины частоту следования импульсов с выхода устройства сравнения, получаем следующую функцию преобразования:

$$f = f_0 - k U_x^2$$

Основными достоинствами такого ПНЧ являются простота схемы и широкий динамический диапазон.

Однако, этим структурам присуща методическая погрешность квадратурования, которая возрастает с ростом частоты преобразуемого сигнала.

Примером АЦП, основанного на преобразовании мгновенных значений измеряемого сигнала переменного тока в частоту с последующих их обработкой, может служить цифровой мультиметр типа Ф4852, разработанный СКБ "Микроприбор" [20]. Он позволяет измерять среднеквадратическое значение напряжения переменного тока от 1 В до 500 В в диапазоне 50 Гц + 5 кГц с погрешностью  $\pm 0,2 + 0,15 \left( \frac{U_k}{U_x} - 1 \right)$ , в диапазоне 20 + 50 Гц с погрешностью  $\pm 0,5 + 0,2 \left( \frac{U_k}{U_x} - 1 \right)$ , в диапазоне 4 + 20 Гц с погрешностью  $\pm 1 + 0,5 \left( \frac{U_k}{U_x} - 1 \right)$  ;

Время одного измерения не более 2с.

#### 2.1.4. АЦП, основанные на компенсационном методе

Значительно реже для построения АЦВ переменного тока используется компенсационный метод.

С одной стороны, компенсационный метод является одним из наиболее точных методов измерения. Однако, использование его для построения АЦП переменного тока приводит к появлению дополнительных погрешностей, обусловленных невыполнением некоторых специфических условий, в частности, таких, как необходимость совпадения частот и форм кривых измеряемого и компенсирующего напряжений.

АЦП переменного тока, основанные на компенсационном методе, могут выполняться как двухканальными, так и одноканальными. В двухканальных цифровых компенсаторах уравнивание производится по двум параметрам: в прямоугольно-координатных по активной и реактивной составляющим вектора напряжения, в полярно-координатном - по модулю и фазе.

Наиболее рациональным для построения АЦЦ является полярно-координатный метод, как обеспечивающий непосредственное измерение модуля напряжения.

Однако, при построении АЦЦ на основе полярно-координатного метода возникает целый ряд проблем, из которых наиболее сложная заключается в создании высокоточного формирователя компенсирующего напряжения. Кроме того, выполнение требования совпадений формы кривых измеряемого и компенсирующего напряжений делает возможным применение таких АЦЦ только для измерения синусоидальных напряжений.

Наиболее перспективным для построения АЦЦ переменного тока с искаженной формой кривой является одноканальный компенсационный метод [21].

В этом методе измеряемое напряжение сравнивается с компенсирующим напряжением, формируемым из измеряемого.

Блок-схема прибора, основанного на компенсационном методе с формирователем опорного напряжения (ФОН) из измеряемого, приведена на рис.2.12.

Измеряемое напряжение  $u(t)$  подается на широкополосный усилитель I с автоматической регулировкой коэффициента усиления по измеряемому сигналу. Опорное компенсирующее напряжение подается на делитель напряжения 2 и с помощью устройства сравнения 3 компенсирует измеряемое напряжение  $u(t)$ . Устройство сравнения 3 управляет процессом уравнивания, т.е. переключением делителя напряжения 2, по положению коммутирующих элементов которого по цифровому отсчетному устройству 4 судят о величине измеряемого напряжения.

Недостатком этого метода является узкий частотный диапазон и сравнительно невысокая точность измерения.

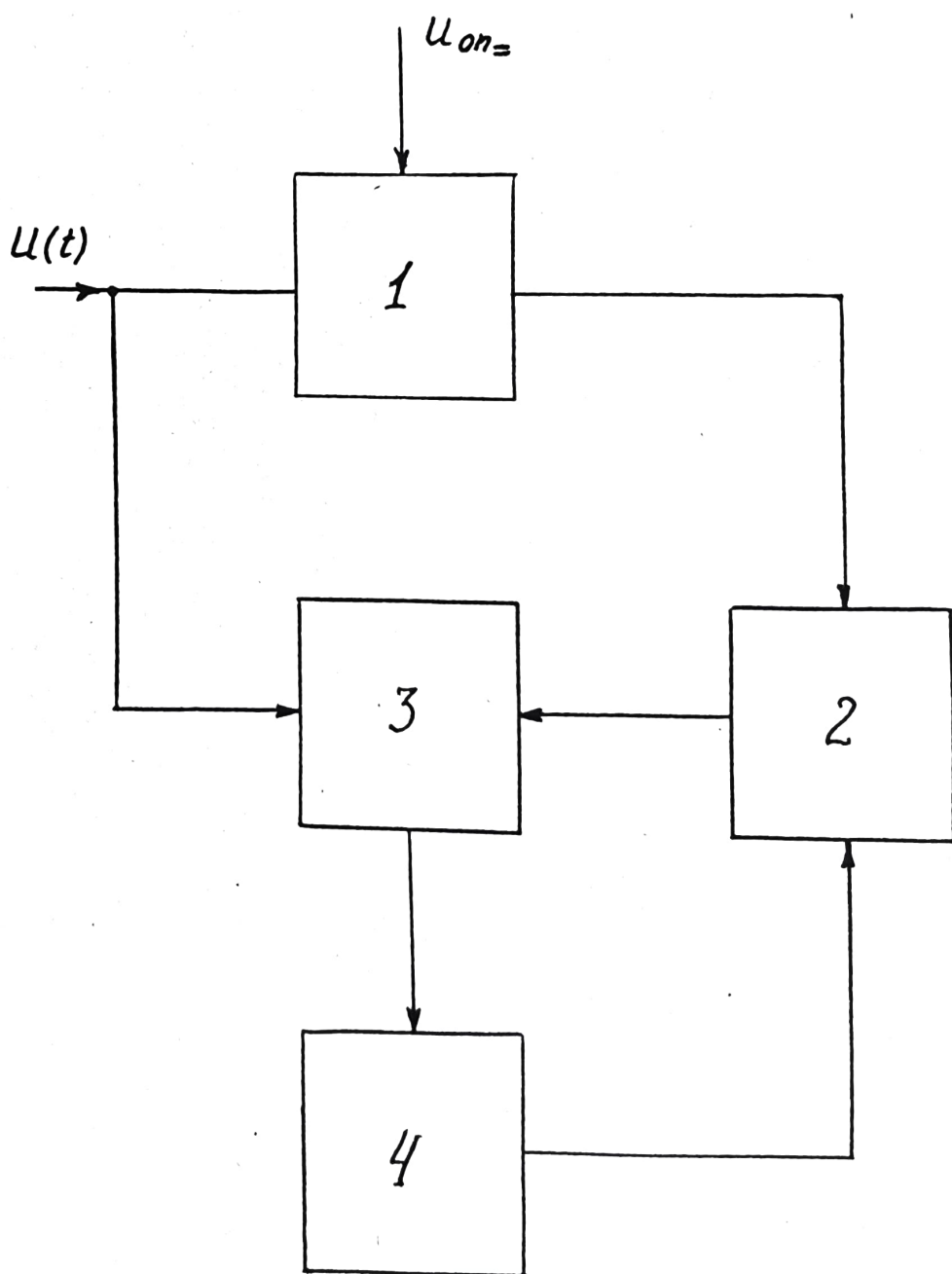


Рис. 2.12. Компенсационный АЦП переменного тока.

### 2.1.5. АЦП на основе цифровой обработки мгновенных значений сигнала переменного тока

Преобразование среднеквадратического значения измеряемого сигнала искаженной формы в код может осуществляться путем автоматической обработки результатов измерения ряда мгновенных значений сигнала в соответствии с формулой (2.1) с помощью быстродействующих и как правило специализированных вычислительных устройств [22, 23]. Мгновенные значения напряжения в этом случае измеряются быстродействующим аналого-цифровым преобразователем:

Характеристики приборов, построенных по данному способу, определяются в основном характеристиками аналого-цифрового преобразователя, его разрешающей способностью, точностью и быстродействием, а также алгоритмом обработки мгновенных значений напряжения.

Достоинством этого метода является возможность практически неограниченного расширения частотного диапазона измеряемых сигналов в область нижних частот, высокое быстродействие и точность. Поэтому применение таких приборов является особенно целесообразным при измерении сигналов инфранизкочастотного и низкочастотного диапазона.

Основными недостатками этих приборов является значительная сложность, связанная с необходимостью создания специализированных быстродействующих вычислительных устройств, а также ограничение частотного диапазона в области высоких частот единицами килогерц, вызванное возрастанием динамических погрешностей аналого-цифрового преобразователя.

В качестве примера практической реализации прибора для измерения интегральных характеристик напряжения произвольной формы путем обработки результатов измерения мгновенных значе-

ний можно привести цифровой вольтметр переменного тока инфранизкочастотного диапазона частот  $\Phi 7228$ , разработанный во ВНИИЭП [22]. Блок-схема этого прибора приведена на рис.2.13.

Измеряемый входной сигнал переменного тока с выхода масштабного преобразователя МП поступает на быстродействующий II-разрядный АЦП и определитель периода ОП. После преобразования мгновенного значения входного сигнала в код, последний поступает в специализированное вычислительное устройство ВУ, где происходит возведение его в квадрат умножителем  $У$ , суммирования в сумматоре  $С$ , деление на код периода делителем  $Д$  и извлечение квадратного корня корнеизвлекающим устройством  $К$ .

Описанный вольтметр обеспечивает относительную погрешность измерений, не превышающую 0,5% при частотах входного сигнала (и его высших гармоник) не превышающих 1 кГц. Быстродействие на инфранизких частотах не превышает 2,5 периодов входного сигнала.

В последнее время начал находить применение новый метод обработки мгновенных значений — стохастически-эргодический [24, 25].

Суть метода заключается в следующем.

Входной сигнал  $x(t)$  и опорный случайный сигнал  $e(t)$  от генератора шума подаются на входы устройства сравнения УС. В определенные моменты времени, определяемые синхронизирующим устройством СУ, происходит сравнение мгновенных значений  $x(t)$  и  $e(t)$ . В случае превышения мгновенного значения  $x(t)$  значения  $e(t)$  УС вырабатывает импульс.

Функция плотности вероятности для случайного опорного напряжения равна постоянной величине в интервале изменений напряжения от нуля до некоторого конечного уровня и нулю при всех других значениях напряжений. Можно показать, что при этом



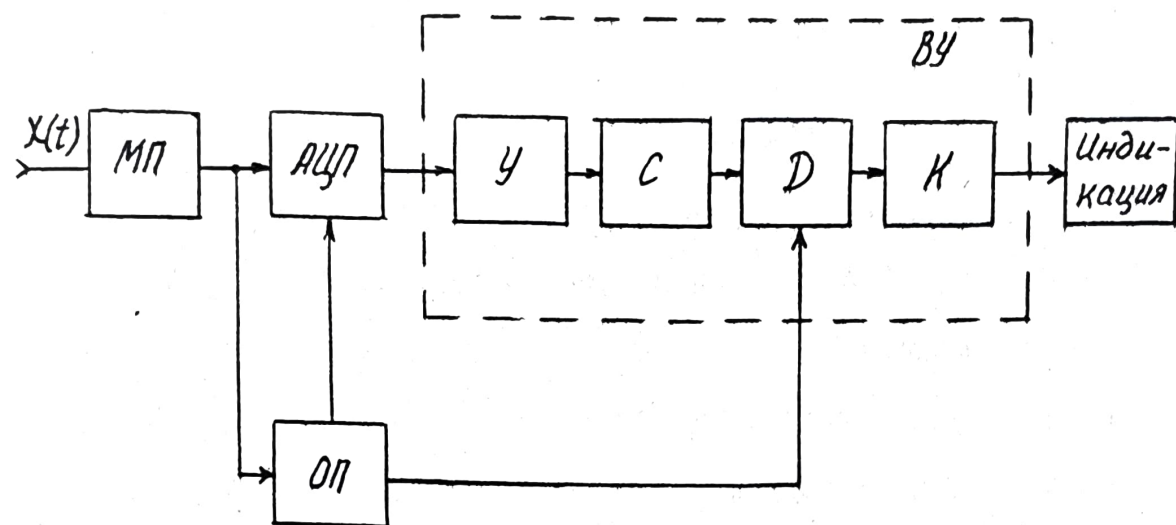


Рис. 2.13. Цифровой вольтметр с обработкой мгновенных значений.

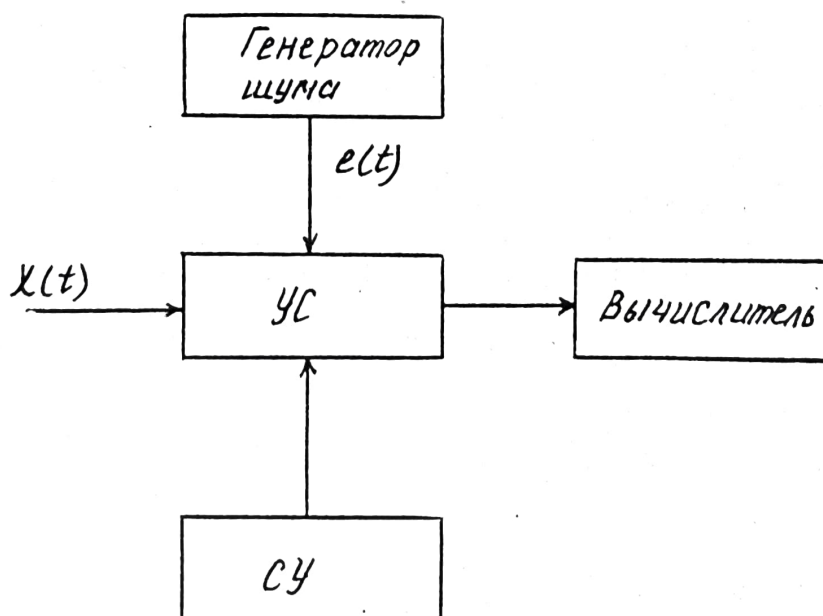


Рис. 2.14. АЦП с использованием стохастически-эргодического метода.

вероятность появления импульса на выходе УС, которая вычисляется вычислительным устройством ВУ, прямопропорциональна среднеквадратическому значению входного сигнала [ 24 ].

Дальнейшим развитием этого метода является структура преобразователя, представленная на рис.2.15.

Вместо генератора шума в этом преобразователе используется генератор случайных чисел и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, что упрощает реализацию этого устройства. Кроме того, информация с выхода генератора случайных чисел поступает в вычислительное устройство, где обрабатывается по определенным алгоритмам, что существенно улучшает быстродействие и точность АЦП, построенного по рис.2.15.

Основными достоинствами стохастическо-эргодического метода является возможность измерения в широком частотном диапазоне при высокой помехоустойчивости. Недостатки метода - сравнительно невысокие точность и быстродействие.

### В Ы В О Д Ы

На основании обзора и анализа методов построения и структур АЦП среднеквадратического значения сигналов переменного тока можно сделать следующие выводы

1. Наиболее перспективными являются методы, относящиеся к I группе, т.е. группа методов, основанных на промежуточном функциональном преобразовании измеряемого сигнала переменного тока в параметр, удобный для последующего кодирования.
2. Линейные выпрямительные преобразователи среднеквадратического значения обеспечивают высокую точность (до 0,01-0,2%) только при измерении напряжения с малыми искажениями формы кривой и в диапазоне частот 400 Гц-10 кГц.

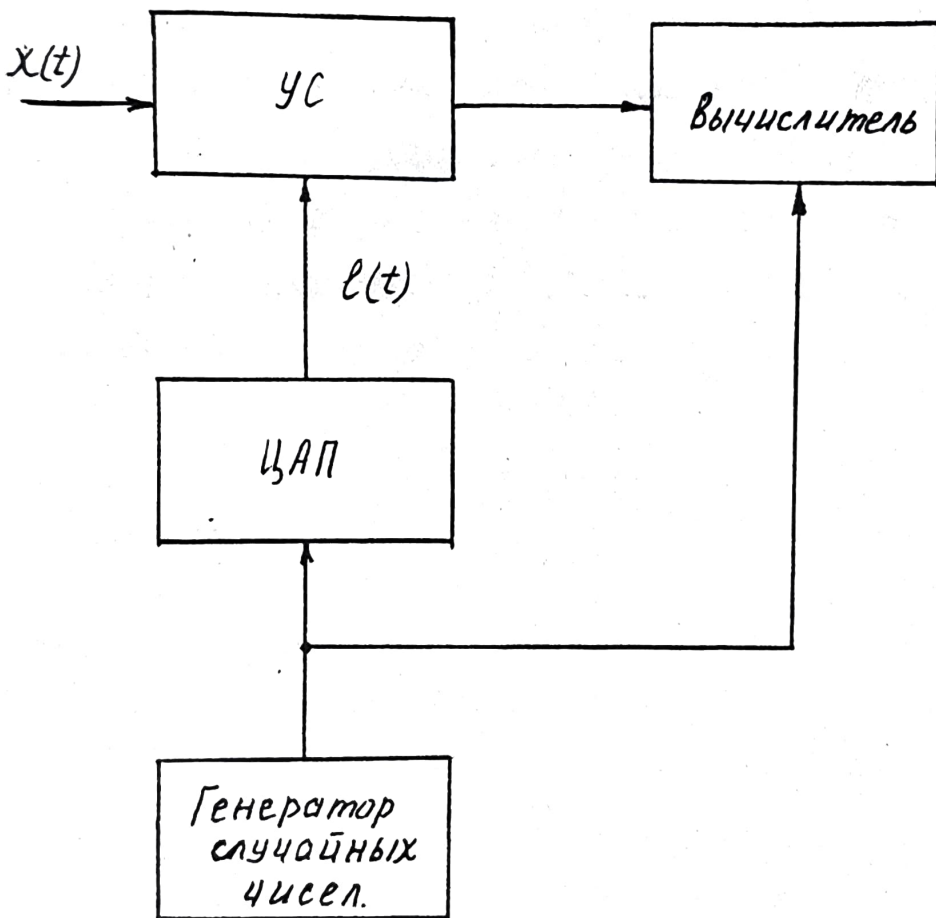


Рис. 2.15 АЦП повышенной точности с использованием стохастически-эргодического метода.

**3. Наибольшая точность в широком частотном диапазоне обеспечивается при использовании метода одновременного компарирования на базе электростатических преобразователей.**

Сложность конструктивного исполнения электростатических преобразователей затрудняет их использование для построения АЦП переменного тока массового производства.

**4. Более простое решение АЦП при высокой точности может быть реализовано на базе компараторов одновременного сравнения на основе высококачественных тепловых преобразователей.**

**5. Наиболее перспективными структурными схемами АЦП на базе тепловых преобразователей следует считать структуры с изотермическим режимом работы тепловых преобразователей, обеспечивающие получение высокой точности при повышенном быстродействии.**

## 2.2. Элементная база компарирующих преобразователей

### 2.2.1. Термоэлектрические преобразователи

Отечественной промышленностью выпускаются воздушные термоэлектрические преобразователи, например, типов Т-101+Т-103, предназначенные для высокочастотных термоамперметров; вакуумные термоэлектрические преобразователи типов ТВБ-1+ТВБ-9, предназначенные для высокочастотных амперметров и компараторов тока, напряжения, мощности; многоэлементные преобразователи ТЭМ-1+ТЭМ-5, предназначенные специально для компарирования мощности переменного тока. Вакуумные термопреобразователи ТВБ-1+ТВБ-9 рассчитаны на номинальный ток подогрева от нескольких миллиампер (ТВБ-1) до 500 мА (ТВБ-9). Номинальная мощность, рассеиваемая в нагревателе, составляет соответственно 1+200 мВт. Сопротивление нагревателей вакуумных термопреобразователей разных типов варьируется от сотен Ом (600 Ом у ТВБ-1) до десятков и единиц Ом (у ТВБ-5+9) [ 26 ].

Наиболее существенным недостатком термопреобразователей является низкий уровень напряжения на выходе, обусловленный использованием металлических термопар (хромель-копфель) с удельной термоэ.д.с. 70 мкВ/град. Поэтому при допустимых перегревах нити ( $200-250^{\circ}\text{C}$ ) выходная термо-э.д.с. не превышает  $10-13$  мВ.

Серийно выпускаемые термоэлектрические преобразователи ТВБ I-9 обладают, кроме того, значительным разбросом характеристик. Так, сопротивления нагревателей ТВБ-2 имеют разброс в пределах  $140-190$  Ом, а выходной термо-э.д.с. при одном и том же токе через нагреватель -  $20-50\%$ . Они имеют также низкую перегрузочную способность ( $150\%$  номинального тока), и значительные погрешности от асимметрии и неквадратичности функции преобразования, что снижает эксплуатационную надежность и метрологические характеристики ЦМТ на их основе.

Многоэлементные же термоэлектрические преобразователи типа ТЭМ I-5, превосходящие ТВБ по этим параметрам, из-за низкой технологичности и большой сложности (до 180 микродеталей на  $1 \text{ см}^2$ ) не получили широкого распространения, так они изготавливаются для метрологических целей опытным заводом "Эталон" небольшими партиями, что делает практически невозможным построение на их базе серийных приборов широкого применения.

### 2.2.2. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи

В результате совместных исследований, проведенных Черновицким Госуниверситетом и СКБ МП (г. Львов) в 1970-1975 гг был разработан ряд анизотронных полупроводниковых дифференциальных термоэлектрических преобразователей типов ДТП-480/I-10. Они рассчитаны на номинальный ток от 1 до 10 мА и номинальную мощность, рассеиваемую в нагревателе, от 1 мВт до 100 мВт и имеют

сопротивление нагревателей от 750 до 100 Ом.

По целому ряду характеристик, в первую очередь по величине номинальной термо-э.д.с., они превосходят другие термоэлектрические преобразователи [27].

Однако, большой технологический разброс основных параметров полупроводниковых термоэлектрических преобразователей, значительный дрейф этих параметров во времени и технологические трудности при их производстве сводят практически к нулю преимущества этих преобразователей. Отчасти этим объясняется отсутствие преобразователей типа ДТТ в серийном производстве, хотя их разработка была в основном завершена в 1975 г.

Кроме того, для реализации преимуществ полупроводниковых преобразователей на практике необходимо использование усилителей постоянного тока с малыми дрейфами (менее  $1 \text{ мкВ}/^\circ\text{К}$ ), что также сопряжено с целым рядом трудностей.

### 2.2.3. Подогревные резисторы

Для измерения тока, напряжения и мощности могут использоваться терморезисторы прямого и косвенного подогрева [28, II]. В первом случае функции чувствительного элемента и нагревателя совмещаются в одном резисторе, который выполняется из проволоки (никель, вольфрам), тонких нитей из угля или полупроводниковых материалов, металлических или полупроводниковых пленок. Во втором случае терморезистор снабжается проволочным или металлопленочным нагревателем.

Отечественной промышленностью в широком ассортименте выпускаются термисторы и боломеры — полупроводниковые термозависимые резисторы. Эти простые и дешевые элементы обладают высокой термочувствительностью — ТКС достигает 3-4% на градус. Благодаря этим преимуществам они являются достаточно перспективными для построения приборов, работающих в диапазоне радио

и СВЧ частот.

При работе в области звуковых частот также могут быть использованы термисторы косвенного подогрева, но получение при этом высоких метрологических и эксплуатационных характеристик приборов является сложно разрешимой задачей. Это обусловлено необходимостью тщательного термостатирования термисторов, их большой тепловой постоянной времени и сравнительно невысокими точностными характеристиками.

#### 2.2.4. Фотоэмиссионные преобразователи

К фотоэмиссионным преобразователям относятся миниатюрные лампы накаливания, у которых интенсивность светового потока (световой поток, сила света или яркость) являются однозначной функцией температуры нити накала, а, следовательно, тока или напряжения накала.

Исследования, выполненные А.Н.Фюрстенбергом, [29] показывают, что вблизи порога зажигания яркость свечения стремительно возрастает с ростом тока накала:

$$B = K \cdot J^{100}$$

Поэтому порог зажигания (по току или напряжению), определяемый даже визуально, представляет строго постоянную величину для каждой лампы.

Таким образом, лампа накаливания может быть использована в качестве точного порогового элемента. Это свойство ламп накаливания было использовано уже в 50-х годах для точных измерений тока и напряжения в радиотехнике.

В последние годы фотоэмиссионные преобразователи используются в комплекте с фоторезисторами или фотодиодами [30, 31].

В этом случае лампа накаливания работает при более высоких температурах (выше 1000 К), когда световое излучение достаточно

для возбуждения стандартных фотоприемников. Основу преобразователя составляет миниатюрная лампа накаливания типа НСМ9хх60 (напряжение накала 9 В, ток накала 60 мА). В качестве приемника используется сернисто-кадмиевый пленочный фоторезистор типа СФ-2 или СФЗ-2 или фотодиод типа ФД-24К.

Ток накала лампы может изменяться в пределах от 17 до 25 мА. При этом сопротивление фоторезистора изменяется от 60 кОм до 10 кОм.

Относительное изменение сопротивления фоторезистора в 3-5 раз превышает относительное изменение тока накала лампы (вблизи равновесия). При напряжении питания мостовой цепи 10В и при использовании в качестве указателя микроамперметра 50-0-50 мкА чувствительность подобного фотоэмиссионного преобразователя составляет одно деление (1 мкА) на 0,02% изменения тока накала от номинального (20 мА).

Исследования рассмотренных выше фотоэмиссионных преобразователей, выполненные в Томском политехническом институте [5] показали, что имеется реальная возможность сравнения по среднеквадратическому значению двух переменных напряжений в широком диапазоне частот с погрешностью менее 0,01%. Подобные прецизионные сравнивающие устройства содержат два дифференциально включенных фотоэмиссионных преобразователя.

На основе фотоэмиссионных преобразователей во ВНИИЭП создан прецизионный программно-управляемый по частоте генератор напряжения переменного тока на уровень 10 В (среднеквадратическое значение), типа Ф7090/Г, имеющий погрешность 0,03% в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц [31]

Однако, построение на базе фотоэмиссионных преобразователей измерительных приборов переменного тока встречается с



серьезными трудностями, обусловленными тем, что функция преобразования этих преобразователей имеют вид парабол четвертого порядка. Поэтому их использование даже при изотермическом режиме работы в статических системах автоматического регулирования приводят к появлению значительных погрешностей от нелинейности. Кроме того, эти преобразователи имеют большую тепловую постоянную времени и значительный температурный и временной дрейф основных параметров.

2.2.5. Термоэмиссионные преобразователи

К преобразователям этой группы относятся миниатюрные и экономичные радиолампы [ 32 ]. В диодном включении в режиме насыщения (при достаточно большом анодном напряжении) анодный ток является однозначной функцией температуры катода, а, следовательно, тока (напряжения) накала.

Простейшая схема термоэмиссионного преобразователя показана на рис. 2.16. Измеряемое напряжение подается на катод через разделительный конденсатор. С помощью делителя обеспечивается начальный разогрев катода до температуры  $700+750^{\circ}\text{K}$ , при которой эмиссия катода составляет  $0,2+0,5$  мА. На рис.2.17 приведена эмиссионная характеристика миниатюрной радиолампы 1Ж18Б в диодном включении, откуда следует, что при изменении напряжения накала в диапазоне значений  $0,85-1,1$  В (диапазон температуры катода  $720+880^{\circ}\text{K}$ ) анодный ток изменяется от  $0,3$  до  $1,5$  мА.

Напряжение смещения (ток начального подогрева) может подаваться от отдельного источника, например, от автоматически регулируемого источника постоянного тока. В этом случае легко может быть реализован изотермический режим работы.

При смещении, обеспечивающем начальную температуру катода  $700+750$  К, зависимость анодного тока от мощности подогрева

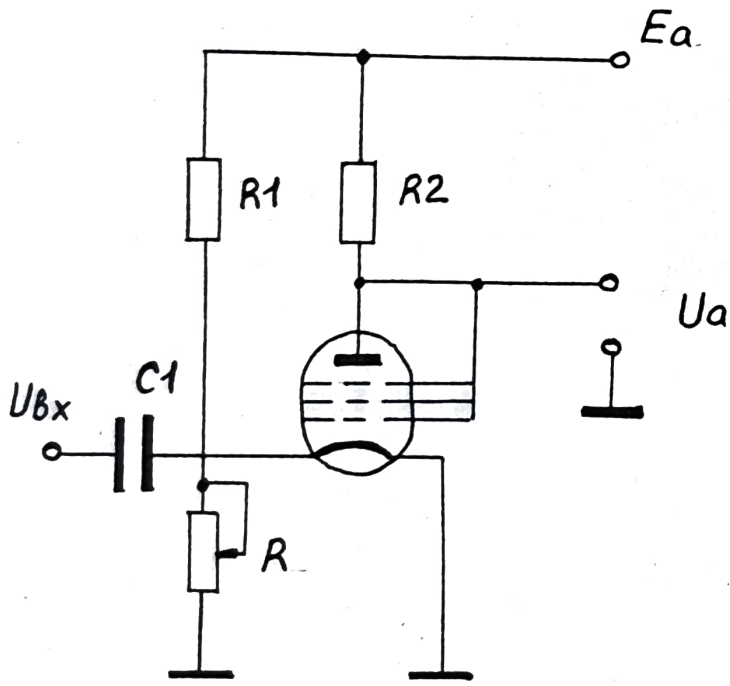


Рис. 2.16 Схема простейшего термоэмиссионного преобразователя.

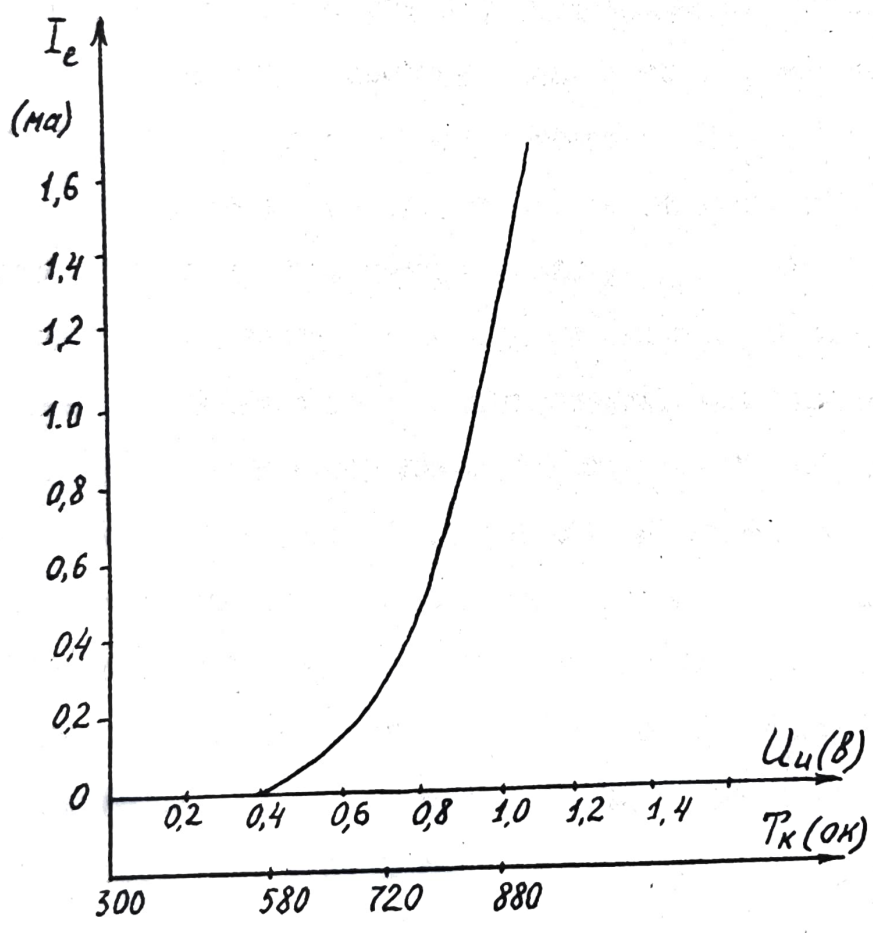


Рис. 2.17. Эмиссионная характеристика миниатюрной лампы 1Ж185.

имеет линейный участок.

Рабочая температура катода термоэмиссионных преобразователей значительно ниже, чем у фотоэмиссионных преобразователей (световое излучение начинается при температурах выше 1000 К). Вследствие этого постоянная тепловой инерции термоэмиссионных преобразователей, определяемая тепловым излучением катода, значительно выше, чем у фотоэмиссионных преобразователей.

Частотные характеристики термоэмиссионных преобразователей, к сожалению, подробно не исследованы, поэтому невозможно указать значения распределенной индуктивности, емкости или хотя бы собственной частоты эквивалентной схемы нити накала.

Однако тот факт, что катоды миниатюрных ламп выполнены в виде прямой невитой нити, позволяет предположить о достаточно малых частотных погрешностях. Если учесть, что радиолампы представляют собой серийно выпускаемые и дешевые элементы, то безусловно целесообразно их более детальное изучение с целью выявления возможностей их использования в измерительных приборах переменного тока. Однако, сравнительно большое значение относительно уровня дрейфа анодного тока этих ламп (см. табл. 3.1) не позволяют надеяться на получение высоких метрологических характеристик приборов на их основе.

### В В В О Д Ы

1. Из существующих тепловых преобразователей наилучшими характеристиками обладают многоэлементные термоэлектрические преобразователи типа ТЭМ, полупроводниковые термоэлектрические преобразователи типа ДТЦ-480 и фотоэмиссионные преобразователи.

2. Низкая технологичность термоэлектрических преобразователей типа ТЭМ, большой технологический разброс и нестабильность основных параметров полупроводниковых термоэлектрических

преобразователей типа ДТН-480 и существенная неквадратичность функции преобразования фотоэмиссионных преобразователей не позволяют строить на основе всех этих элементов приборы переменного тока, удовлетворяющие современным требованиям.

3. Для построения современных приборов с высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками необходима разработка нового теплового преобразователя, обладающего высокой стабильностью и чувствительностью, хорошей перегрузочной способностью, малой неквадратичностью функции преобразования и пригодные к серийному производству при современном уровне технологии. Всеми этими качествами обладают терморезонансные преобразователи ТТР, разработанные в ходе выполнения настоящей работы. Подробное описание этих новых тепловых преобразователей приведено в разделе 4, их сравнение с существующими - в подразделе 3.1, а результаты их экспериментального исследования - в подразделе 8.1 настоящего отчета.

### 2.3. Патентные исследования

#### 2.3.1. Отчет о патентных исследованиях № 8012

1. Организация-разработчик: ВНИИЭП
2. Предприятие-изготовитель:
3. Наименование темы: "Исследование по созданию цифровых приборов на основе прецизионных квадратирующих преобразователей переменного тока в цифровой код".

4. Шифр темы (индекс) НИР-8600.

5. Назначение, область применения и краткое описание объекта.

Устройство предназначено для точного измерения среднеквадратического значения напряжения, тока, мощности и других интегральных характеристик цепей переменного тока произвольной

формы кривой в широком диапазоне частот.

Основным блоком устройства является прецизионный квадратирующий преобразователь на основе принципиально нового вида электротеплового преобразователя, получившего наименование терморезонансного. Отличительной особенностью терморезонансного преобразователя являются частотный выход и высокая чувствительность. Указанные преимущества являются решающими для построения на их основе прецизионных компарирующих квадратирующих преобразователей. Устройство состоит из входного делителя, преобразователя напряжение-ток, прецизионного квадратирующего преобразователя на основе терморезонансного преобразователя, устройства индикации.

6. Краткое изложение задач, выполненных на этапах (стадиях) научных исследований и разработки.

Таблица 2.1

Шифр этапа	Дата начала и окончания	Организация ответственная за выполнение работ на данной стадии	Задачи патентных исследований выполненные на данной стадии
I.1.	IY-78	ВНИИЭП	Поиск известных технических решений отечественных и зарубежных, которые могут быть эффективно использованы в разрабатываемом объекте
I.2.	I-79, III-79	ВНИИЭП	
I.4.	IY-79, IY-80	ВНИИЭП	

7. В анализе использованы документы, отобранные в процессе поиска, проведенного лабораториями 252 и 911 и отраженные в справках о поиске № 7508, 76009 и 79013.

8. При анализе научно-технической документации на стадии I.2 НИР выявлено, что:

а) данные устройства отечественной промышленностью не выпускаются;

б) за рубежом выпускаются точные цифровые вольтметры модели 9500А фирмы *Fluke* и модель 3484А фирмы *H. Раскард*.

Однако, основной блок, разрабатываемого устройства - прецизионный квадратирующий преобразователь - в отличие от фирменных разработок выполнен с применением терморезонансных преобразователей и не имеет зарубежных аналогов.

Неоднократно предпринимавшиеся попытки построить высокоточный квадратирующий преобразователь на основе серийных терморезисторов и термовакуумных преобразователей путем структурных и схемных методов повышения их характеристик не дали положительных результатов как из-за низкого качества комплектующих элементов, так и ввиду значительной сложности аппаратурной реализации.

ЛПИ им. М.И. Калинина предложен новый преобразователь - терморезонансный, принцип работы которого основан на изменении частоты автоколебаний кварцевых резонаторов от изменения мощности подогрева.

Принцип работы и конструкция терморезонансного преобразователя защищены авторскими свидетельствами № 279217, 337727.

Отличительной особенностью терморезонаторов является частотный выход и высокая чувствительность.

Указанные преимущества являются решающими для построения на их основе прецизионных квадратирующих преобразователей, в которых исключаются все недостатки электротепловых преобразователей - неквадратичность уравнений преобразования, неидентичность и разброс характеристик.

9. Характеристика новизны разрабатываемого объекта

Таблица 2.2

Перечень технических решений, созданных и использованных при разработке объекта

№ пп	Перечень технических решений объекта, созданных при его разработке или использованных при его разработке	Охранные документы, полученные в СССР, за рубежом и поданные заявки (страна, номер, дата, приоритета, начало срока действия)	Наименование использованного технического решения (агрегат, узел, элемент и т.п., № чертежей)
1	2	3	4
1.	Терморезонансный преобразователь	а.с. № 279217 з. 19.11.1969 Э.А.Кудряшов, М.М.Фетисов заявитель ЛПИ	
2.	Преобразователь электрической мощности в частоту	а.с. № 337727 з. 1972 Э.А.Кудряшов заявитель ЛПИ	Макет квадратирующего преобразователя
3.	Вольтметр среднеквадратического значения переменного напряжения	заявка № 2844454/21 з. 28.11.79 (д.807) решение о выд.а.с. от 13.05.80 В.Л.Аринштейн, Л.Г.Альянова, В.А.Кузин, С.Н.Строкач	



Таблица 2.3

Данные о патентной чистоте принципиальных схемных, конструктивных и технологических решений, узлов, элементов, операций, комплектующих изделий и других составных частей объекта

№ п/п	Наименование узла, элемента, комплектующего изделия и др. составных частей объекта, в том числе элементов технической эстетики	Обозначение (номера чертежей, стандартов и т.п.)	Действующие патенты, лишающие составные части объекта патентной чистоты			Примечание
			страна	номер	начало срока действия	
1	2	3	4	5	6	7
I.	Макет квадратирующего преобразователя	Отчет по НИР ИИ. 2304	не выявлены			

**Ю. Характеристики патентной чистоты объекта.**

На стадии I.3 НИР был промакетирован блок прецизионного квадратирующего преобразователя.

Промакетированный блок проверен на патентную чистоту по классам согласно таблицам 4,5.

Патентов, затрагивающих патентную чистоту блоков не обнаружено.

**II. Общая характеристика патентной чистоты объекта.**

Разработанный и промакетированный блок прецизионного квадратирующего преобразователя обладает патентной чистотой в отношении СССР, США, Англия, Франция, ФРГ, Япония.

В макете использованы технические решения, защищенные авторскими свидетельствами № 279217; № 337727 и решение о выдаче а.с. 13.05.80 № 2844454.

**Исполнители:**

- М.н.с. лаборатории 252
- С.н.с. лаборатории 91
- Зав.лабораторией 252
- Зав.отделом 25
- Зав.отделом 91

*Кузин*  
*Шушлякова*  
*Строкач*  
*Нечаев*  
*Старикова*

- Кузин В.А.
- Шушлякова Р.М.
- Строкач С.Н.
- Нечаев Ю.А.
- Старикова Л.П.

**2.3.2. Справка о поиске № 80012**

**Наименование темы (НИР, ОКР, ПКР)**

**Исследования по созданию цифровых приборов на основе прецизионных квадратирующих преобразователей переменного тока в цифровой код**

**План проведения патентных исследований на 1980 г., порядковый № плана - 12.**

**Начало поиска IV квартал 1979 г.**

**Окончание поиска IV квартал 1980 г.**

**Краткое обоснование регламента поиска**

**Поиск проводится в соответствии с регламентом, представленным в таблице 2.4.**

**Предметом патентного поиска являются цифровые приборы переменного тока, основным блоком которых являются квадратирующие преобразователи переменного тока в цифровой код.**

**Регламент поиска определяется сроком действия патентов в странах, по которым производится проверка на патентную чистоту.**

Зав.отделом 91

Зав.отделом 25



Старикова Л.П.

Нечаев Ю.А.

Регламент поиска

Таблица 2.4

№ п/п	Предмет поиска (тема, объект, техническое решение и их составные части). Особенности терминологии по странам	Ссылка на документ, содержащий предмет поиска	Ретроперспективность (лет)	Наименование источника информации	Местонахождение источника информации	Страны и классификационные индексы предмета поиска						
						УДК	МКИ		НКИ			
							СССР, Франция	США	Великобритания	ФРГ, Швейцария	Япония	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
	Квадратирующий преобразователь переменного напряжения	СССР	15 л	Бюллетень "Открытия, изобретения, пром.обр.и тов. знаки"	ВНИИЭП ЛЦНТИ							
		США	17 л	Библиогр. указатель действ. в СССР патентов			G 01 R 19	324-99	G 10	2Ie19		
		Англия	16 л	Описания к а.с. РЖ "Изобретения за рубежом"								
		Франция	20 л	Микрофильмы	ЛЦНТИ							
		ФРГ	18 л	<i>Official Gazette, Abridgements of Specification, Bulletin officiel de la propr. Auszüge aus den Patentanmeldungen</i>								

Отчетные данные о поиске

Проведение поиска по следующим материалам:

Таблица 2.5

№ п/п	Предмет поиска	Страна (фирма)	Наименование источника	Классификационные индексы предмета поиска			Авт. об., патенты, заявки или перио- дические издания (номер, том, дата публикации)	
				МКИ	УДК	НКИ	от	до
I	2	3	4	5	6	7	8	9
	Преобразователи среднеквадрати- ческого значения напряжения в циф- ровой код или частоту	СССР	Бюллетень "Открытия, изобретения, пром. обр. и тов. знаки" по № 35, 1980 г. Описания к в.с.					
		Англия	РЖ "Изобретения за рубежом" 1972-1980 гг № 12					
		Франция						
		США	Библиографический ука- затель патентов, дейст- вующих в СССР на 1.01.80г		G 01R 5			
		ФРГ			G 01R 21			
		Япония			B 06B 1			
					G 01R 19			
			Англия	РЖ "Abridgements of specification 940000-1250000				
		США	РЖ "Officiel Gazette 1964-1971 гг					
		Франция	Bulletin officiel de la prop. 1961-1971					
		ФРГ	Auszüge aus den Patentmeldungen 1963-1971					

Библиографический перечень, отобранной в процессе поиска информации, непосредственно относящейся к исследуемому объекту

Патентная документация

Таблица 2.6

№ п/п	Предмет поиска	Название изобретения	№ охран- ного до- кумента	Стра- на	Класс, подкласс, группа, подгруппа	Изобретатель, организация	Дата	
							Приори- тета	Публи- кации
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1.	Преобра- зователи	Терморезонансный преобразователь	279217	СССР	B 06 B1/06	Э.А. Кудряшов М.М. Фетисов ЛПИ им. Кали- нина	19.02.69	21.08.70
2.		Пьезоэлектрическое устройство к нагре- вателям	3.478.573	США	G 01 R 25/02	W. H. King F. Park	29.07.65	18.10.69
3.		Способ transforma- ция действующего значения напряжения в частоту	463916	СССР	G 01 R 18/02	А.И. Чернышев Гуревич		15.03.75
4.		Преобразователь час- тоты следования им- пульсов в код	554507	СССР	G 01 R 23			

1	2	3	4	5	6	7	8	9
5.	Термопреобразователь среднеквадратического значения с обратной связью для контроля рабочей точки	3.435.3I9	США	GOIR 5/22	Weston Instr.	24.01.66		
6.	Преобразователь электрической мощности в частоту	337727	СССР	GOIR 21/00	Э.А.Кудряшов ЛПИ им.Калинина			
7.	Преобразователь истинного среднеквадратичного значения	3624525	США	G 06 g 7/20 328-144	Hewlett Packard	20.II.69	30.II.71	
8.	Устройство для измерения напряжения переменного тока	20958I	СССР	GOIR 19/26	Б.С.Таубе Е.З.Шашко ВНИИМ			
9.	Измеритель напряжения переменного тока	4765I9	СССР	GOIR 19/02	Золотков Уван		05.07.75	
10.	Цифровой вольтметр действующего значения напряжения произвольной формы	367389	СССР	GOIR 19/26	Шахов Шляндин Телегина Штыков Пензенский политехни- ческий институт		23.01.73	

I	2	3	4	5	6	7	8	9
11.		Прибор для измерения среднеквадратичного напряжения	3521164	США	G OIR 5/26	Weston Instr.	03.01.68	21.07.70
12.		Прибор для измерения среднеквадратичных значений, имеющийся в цепи ОС генератор, управляемый напряжением	3491295	США	G OIR 17/06	J. Fluke		21.01.70



**Выводы по выполнению регламента поиска.**

**Регламент поиска выполнен согласно табл.2.4 и 2.5 по ведущим странам, за период, определяемый сроком действия патентов.**

**М.н.с. лаб.252**

**Ст.н.с.отд.91**

**Зав.лаб. 252**

**Зав.отд. 25**

**Зав.отд. 91**

Handwritten signatures of the listed individuals, including a large signature at the bottom right that appears to be 'Кузнецов'.

**Кузин В.А.**

**Пушлякова Р.М.**

**Срокач С.Н.**

**Нечаев Ю.А.**

**Старикова Л.П.**

### 3. Обоснование выбранного направления работ.

#### 3.1. Сравнительный анализ тепловых преобразователей

При сравнении между тепловых преобразователей различного типа возникают сложности, вызванные различием физических принципов, положенных в их основу и соответственно различной физической природой их выходных величин. Необходимо найти объективные критерии сравнения, с помощью которых можно было бы сравнивать преобразователи вне зависимости от их устройства.

Обобщенную структурную схему теплового преобразователя можно представить в виде последовательного соединения ряда промежуточных преобразователей (рис.3.1).

Первый промежуточный преобразователь А1 преобразует входную величину  $X$  в приращение мощности подогрева  $\Delta P$ . Затем  $\Delta P$  преобразуется преобразователем А2, в приращение температуры нагревателя  $\Delta t^\circ$ , которое в свою очередь преобразуется в приращение выходной величины  $\Delta Y$  с помощью преобразователя А3. Дестабилизирующие факторы  $X_1, X_2, X_3$ , действуют на всех этапах преобразования и вызывают нестабильность выходной величины  $\delta Y$ . В  $\delta Y$  следует включать и приведенные к выходу преобразователя нестабильности электронных схем, в составе которых он должен работать.

Параметры теплового преобразователя могут быть оценены целым рядом критериев качества, каждый из которых характеризует преобразователь с какой-то локальной точки зрения.

К таким критериям следует отнести:

1. Коэффициент использования мощности подогрева, характеризующий КПД цепи нагреватель-чувствительный элемент преобразователя

$$K_p = \frac{\Delta t^\circ}{\Delta P} \left[ \frac{^\circ K}{Вт} \right]$$

2. Коэффициент теплочувствительности, характеризующий чувствительность чувствительного элемента преобразователя к изменению его температуры

$$S_1 = \frac{\Delta Y}{\Delta t^{\circ}} \left[ \frac{[Y]}{^{\circ}K} \right]$$

3. Крутизна преобразования по мощности

$$S_p = \frac{\Delta Y}{\Delta P} = K_p S_1 \left[ \frac{[Y]}{Вт} \right]$$

4. Коэффициент преобразования

$$K_{тп} = \frac{\Delta Y}{X_{ср.кв.}^2} \left[ \frac{[Y]}{[X^2]} \right]$$

5. Относительный уровень дрейфа выходной величины

$$\gamma_H = \frac{\delta Y}{\Delta Y_{ном}} \cdot 100\%$$

где:  $\Delta Y_{ном}$  — приращение входной величины при номинальном входном сигнале

Величина  $\gamma_H$  характеризует погрешность теплового преобразователя вызванную нестабильностью выходной величины за время измерения, и определяет тем самым его потенциальную точность. Кроме того, эта величина является безразмерной, что позволяет легко сравнивать между собой тепловые преобразователи, работающие на различных физических принципах.

В силу этих причин  $\gamma_H$  является одной из самых удобных и информативных характеристик тепловых преобразователей с точки зрения их сравнения между собой.

6. Неквадратичность функции преобразования теплового преобразователя, под которой мы будем понимать максимальное относительное расстояние между функцией преобразования теплового преобразователя и наилучшим образом аппроксимирующей ее

квадратичной параболой. В качестве метрики выберем обычную метрику линейного метрического пространства функций действительного переменного

$$d = \max |\varphi_1(x) - \varphi_2(x)|$$

где  $\varphi_1(x)$  и  $\varphi_2(x)$  - две произвольные функции из линейного метрического пространства,

$d$  - расстояние между ними

Тогда неквадратичность функции преобразования теплового преобразователя можно выразить коэффициентом

$$J_{\text{к.к.}} = \max_{0 \leq x \leq x_{\text{ном}}} \left| \frac{f(x) - f_1(x)}{f(x)} \right| \cdot 100\%$$

где  $f(x)$  - функция преобразования теплового преобразователя, связывающая его входную и выходную величины

$$\Delta y = f(x);$$

$f_1(x)$  - аппроксимирующая  $f(x)$  квадратичная парабола;

$x_{\text{ном}}$  - номинальное значение входной величины теплового преобразователя

Кроме перечисленных критериев, для сравнения тепловых преобразователей могут быть использованы такие их параметры, как частотная погрешность  $J_f$ , перегрузочная способность, погрешность асимметрии  $J_{\text{асс}}$ , тепловая постоянная времени  $\tau$ , номинальная мощность, рассеиваемая в нагревателе  $\Delta P_{\text{ном}}$  и ряд других.

В табл.3.1 приведены сравнительные характеристики некоторых современных тепловых преобразователей. Из приведенных в табл.3.1 данных видно, что ТПР обладают относительным уровнем дрейфа выходной величины, характеризующим его потенциал-

ную точность, вдвое меньшим, чем анизотронный полупроводниковый термоэлектрический преобразователь ДТН-480 и в 7 и более раз меньшим, чем остальные термоэлектрические преобразователи. По таким параметрам, характеризующим метрологическое качество теплового преобразователя, как частотная погрешность и погрешность асимметрии ТПР не уступают остальным преобразователям. Поэтому применение ТПР открывает возможность построения приборов с точностями, превышающими значения, достижимые при применении других тепловых преобразователей.

Из табл.3.1 видно, что по ряду параметров ТПР уступают некоторым другим тепловым преобразователям. К этим параметрам относится номинальная мощность, рассеиваемая в нагревателе, неквадратичность функции преобразования и тепловая постоянная времени.

Однако, первый из перечисленных параметров предъявляет лишь несколько повышенные требования к энергетическим характеристикам выхода масштабирующего устройства, стоящего на входе измерительного прибора. Большая по сравнению с прецизионными термоэлектрическими преобразователями неквадратичность функции преобразования ТПР и его большая тепловая постоянная времени легко снижаются до приемлимых значений при его работе в изотермическом режиме и поэтому также не являются существенными препятствиями на пути построения приборов с высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками.

Еще одним эксплуатационным недостатком ТПР является их более высокая, по сравнению с термоэлектрическими преобразователями, чувствительность к изменению внешней температуры. Этот недостаток обусловлен тем, что ТПР реагирует на абсолютное изменение температуры активного элемента, а не на разность температур между "горячими" и "холодными" концами термопар, как

Таблица 3.1

## Сравнительные характеристики тепловых преобразователей

Тип теплового преобразователя	Тип тепловой преобразователь				
	ТПР	ДТП480/10	ТЭМ-1	ТВБ-4	6И24Б
Номинальная мощность подогрева, ном <sup>р</sup> мВт	100	10	10	6	14
Приращение выходной величины при номинальной мощности подогрева,	100 кГц	50 мВ	14,5 мВ	12 мВ	1 мВ
Нестабильность выходной величины,	1 Гц	1 мкВ	1 мкВ	1 мкВ	1 мкВ
Относительный уровень дрейфа выходной величины, %	0,001	0,002	0,007	0,0084	0,1
Неквadraticность функции преобразования, н.к., %	4	0,01+0,05	0,03	2	-
Частотная погрешность на частоте 100 кГц, %	0,01+0,02	0,02+0,05	0,02	0,01	-
Перегрузочная способность, %	300	100	200	150	-
Тепловая постоянная времени, с	5,0	0,3+0,5	0,5	0,5	-
Погрешность ассиметрии, %	0,01	0,02	0,01	0,02-0,2	-

это имеет место у термоэлектрических преобразователей. Поэтому при изменении внешней температуры необходимо поддерживать постоянный абсолютную температуру ТПР, в то время как при применении термоэлектрических преобразователей необходимо лишь ликвидировать градиенты температур внутри блока преобразователей. В связи с этим при использовании ТПР их необходимо помещать в активный термостат, а термоэлектрические преобразователи достаточно снабдить пассивным термостатом.

Таким образом, все недостатки ТПР могут быть ликвидированы путем некоторого усложнения прибора (применение активного термостатирования ТПР, использование входного устройства с повышенной нагрузочной способностью, построение прибора по структуре изотермического компаратора). Однако, изотермический режим работы необходим, как было показано выше, для получения высоких метрологических характеристик независимо от типа примененных тепловых преобразователей, а остальные усложнения компенсируются значительным упрощением схем обработки выходных параметров преобразователей, обусловленным частотным выходом ТПР и упрощением входного устройства, вызванным менее жесткими требованиями к схеме защиты ТПР от перегрузок.

Необходимо отметить, что исследования, проведенные Э.А.Кудряшовым [3] показали, что с помощью ТПР могут измеряться сигналы с частотами вплоть до 1 Гц без существенного возрастания погрешностей, а введение ряда специальных мер легко позволяют уменьшить нижнюю границу частотного диапазона практически до нуля [33].

Таким образом, ТПР обладает следующими преимуществами перед другими тепловыми преобразователями

- более высокая точность (меньший относительный уровень дрейфа выходного параметра);

- более высокая перегрузочная способность;
- частотный выход  $\omega$ , как следствие этого, более высокая помехоустойчивость;

- возможность измерения сигналов в широком частотном диапазоне без существенного возрастания погрешностей;

Кроме того, как показано в разделе 4 настоящего отчета, ТПР обладают малыми габаритами и могут найти широкое применение не только в приборах для измерения параметров электрических сигналов, но и в устройствах для измерения скорости потока и расхода газообразных и жидких сред, в анализаторах состава газовых смесей и измерителях давления газов, для измерения толщины тонких пленок и др.

Благодаря этим преимуществам можно считать ТПР одним из самых перспективных тепловых преобразователей, позволяющим без существенных структурных и схмотехнических усложнений создавать разнообразные приборы переменного тока, отвечающие современным требованиям.

### 3.2. Анализ структурных схем измерительных преобразователей, реализующих изотермический режим работы тепловых преобразователей.

В настоящее время получили распространение, главным образом, две структурные схемы измерительных преобразователей, в которых используется изотермический режим работы тепловых преобразователей. Первая из них, предложенная П.Ричманом, изображена на рис.3.2 [II]. Эта схема представляет из себя двухконтурную систему автоматического регулирования, реализованную по принципу "контур в контуре". Основной контур автоматического регулирования, содержащий два тепловых преобразователя ТП1 и ТП2, усилитель "сигнала ошибки с коэффициентом передачи  $K$  и цепь обратной связи с коэффициентом передачи  $\beta$ , поддерживает



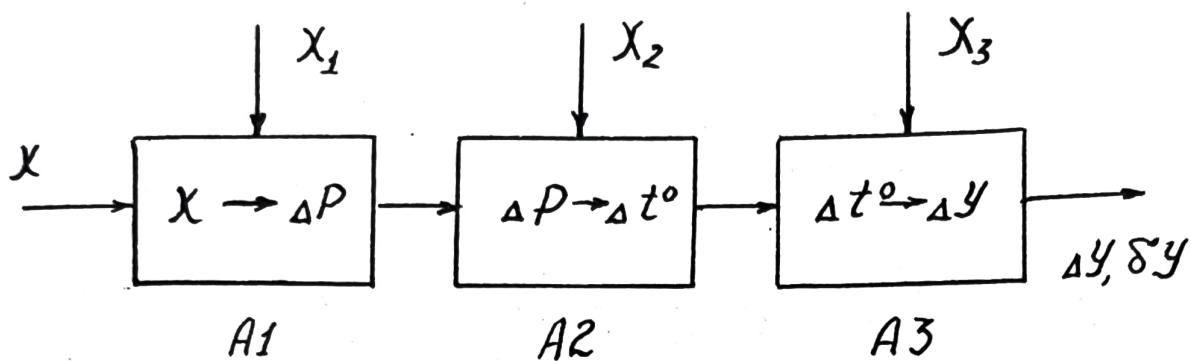


Рис. 3.1. Обобщенная структурная схема теплового преобразователя.

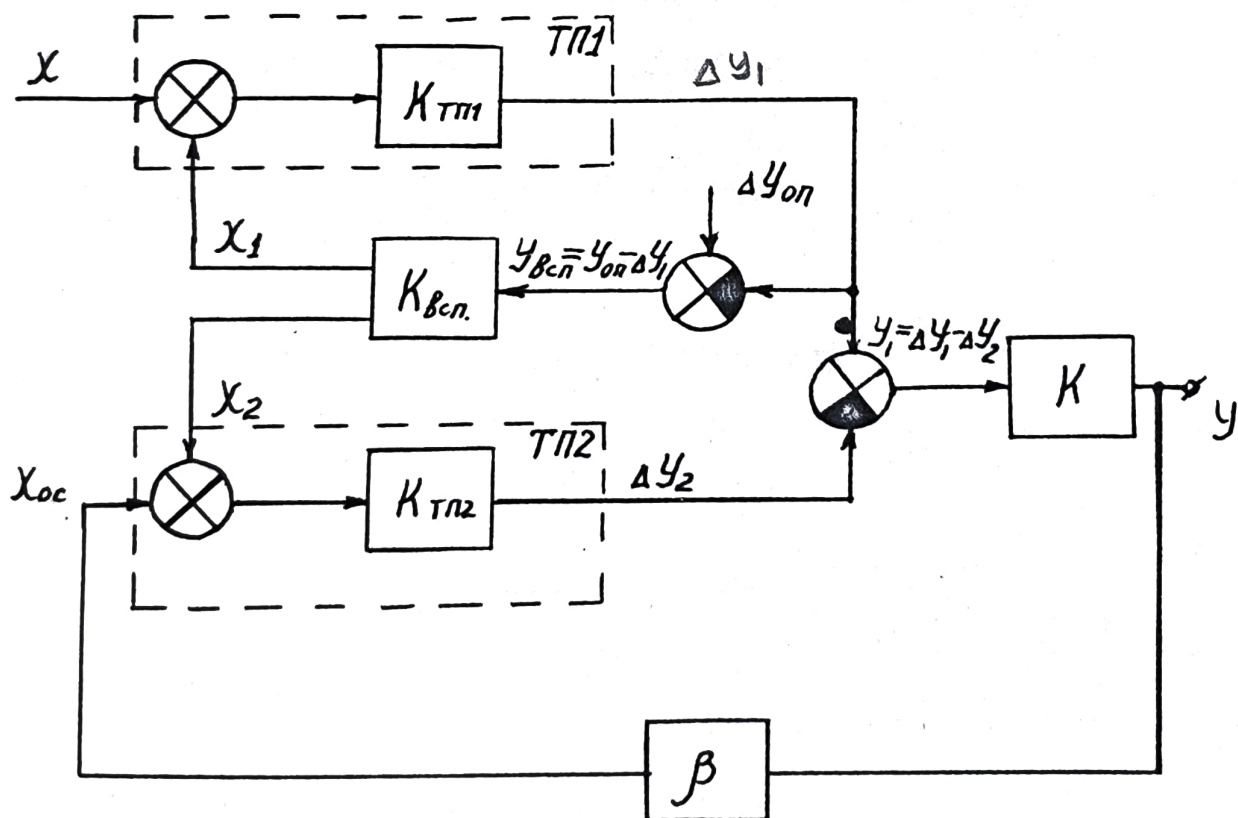


Рис. 3.2. Структурная схема изотермического преобразователя со вспомогательным контуром регулирования.

выходные сигналы  $\Delta Y_1$  и  $\Delta Y_2$  этих преобразователей равными с точностью до ошибки статизма этого контура

$$Y = \Delta Y_1 - \Delta Y_2$$

Соответственно поддерживаются равными и температуры тепловых преобразователей. Вспомогательный контур включает в себя один из тепловых преобразователей (ТП1 на рис.3.2), источник опорного сигнала  $Y_{оп}$  и усилитель разбаланса с коэффициентом передачи  $K_{вн}$ . Этот контур формирует вспомогательный сигнал  $X_1$ , с помощью которого выходная величина  $\Delta Y_1$  поддерживается с точностью до ошибки статизма, равной  $Y_{оп}$ . Одновременно вырабатывается второй вспомогательный сигнал  $X_2$ , пропорциональный  $X_1$ , и поддерживающий постоянной температуру ТП2.

Баланс мощностей в нагревателях тепловых преобразователей без учета ошибок статизма обоих контуров имеет вид

$$(P_x + P_1) S_{ТП1} \Big|_{P_H = const} = (P_{ос} + P_2) S_{ТП2} \Big|_{P_H = const} \quad (3.1)$$

где  $P_x, P_{ос}, P_1, P_2$  — мощности рассеиваемые в нагревателях ТП1 и ТП2 за счет сигналов

$X, X_{ос}, X_1, X_2$  соответственно

$S_{ТП1} \Big|_{P_H = const}, S_{ТП2} \Big|_{P_H = const}$  — соответственно крутизна преобразования ТП1 и ТП2 по мощности при постоянной мощности подогрева

Для обеспечения суммирования мощностей сигналов в нагревателях можно либо применить тепловые преобразователи с двумя нагревателями, либо использовать свойство квадратурного сложения среднеквадратических значений сигналов с непересекающимися спектрами [6].

При этом сумматоры, входящие в структурную схему, могут быть физически реализованы как вне тепловых преобразователей, так и внутри их (см. Пунктирные линии на рис.3.1).

Введя дополнительное условие

$$P_1 S_{ТП1} \Big|_{P_H = const} = P_2 S_{ТП2} \Big|_{P_H = const} \quad (3.2)$$

получим из (3.1)

$$P_x = \frac{S_{ТП2}}{S_{ТП1}} \Big|_{P_H = const} \cdot P_{oc} \quad (3.3)$$

Т.к. при постоянной мощности подогрева крутизна преобразования теплового преобразователя по мощности также постоянна, формула (3.3) позволяет связать среднеквадратические значения измеряемого сигнала и сигнала обратной связи. Обычно в качестве цепи обратной связи используется устройство, обеспечивающее пропорциональность среднеквадратического значения сигнала обратной связи и выходного сигнала измерительного преобразователя. При этом, как видно из (3.3), будет обеспечена пропорциональная связь между выходным сигналом и среднеквадратическим значением измеряемого сигнала, что позволяет легко получить результат, не прибегая к дополнительным вычислениям. Благодаря этому преимуществу измерительные преобразователи, построенные по структурной схеме рис.3.2 использовались в приборах, не снабженных специализированными вычислительными устройствами. При современном уровне развития вычислительной техники построение специализированных встроенных вычислителей является вполне осуществимой задачей. Эти устройства могут выполнять не только функции, необходимые для измерения, но и ряд сервисных программ пользователя (вычисление среднего из нескольких результатов, определение границ из-

менения измеряемой величины и т.д.). Поэтому сейчас на первый план выступают недостатки структурной схемы, изображенной на рис.3.2. Остановимся на некоторых из них.

Как уже отмечалось, структурная схема рис.3.2 представляет из себя двухконтурную систему автоматического регулирования. При этом основной контур регулирования, являющийся по существу измерительным преобразователем, реализующим режим равных температур ТП1 и ТП2, можно в свою очередь рассматривать как последовательно включенные нелинейный элемент ТП1 и нелинейную систему автоматического регулирования, с передаточной характеристикой, обратной характеристике ТП1. Поэтому целый ряд недостатков, свойственных нелинейным системам автоматического регулирования вообще и измерительным преобразователям с режимом равных температур тепловых преобразователей в частности, характерны и для рассматриваемого измерительного преобразователя.

Основным из них является резкое возрастание погрешности преобразования при приближении входного сигнала к нулю. Как показано в [10] относительная погрешность за счет неустойчивости может быть выражена следующим образом

$$\delta_{\text{сп}} = \frac{\delta Y_1}{2K_{\text{гн}} X^2} \quad (3.4)$$

где  $\delta Y_1$  - абсолютное значение суммарной неустойчивости сигнала на входе усилителя сигнала ошибки, вызванное неустойчивостями выходных величин ТП1 и ТП2, а также приведенными к этой точке неустойчивостями остальных элементов схемы.

Заметную роль среди них могут играть наводки, обусловленные подключением на выход ТП1 входных цепей обоих контуров регулирования.

Как видно из формулы (3.4), при уменьшении среднеквадратического значения входного сигнала от его номинального значения  $X_{\text{ср. кв. ном}}$  до  $0,1 X_{\text{ср. кв. ном}}$  погрешность  $\delta_{\text{ср}}$  увеличивается в 100 раз. Поэтому динамический диапазон измерительных преобразователей по схеме рис.3.2 на практике не может быть сделан большим 10, что является существенным недостатком этой схемы.

Нелинейностью основного контура автоматического регулирования обусловлена также асимметрия переходной характеристики измерительного преобразователя и аддитивный характер погрешности преобразования, вызванный ошибкой статизма этого контура. Кроме того, существенным недостатком структурной схемы рис.3.2 является ее сложность и трудности, связанные с обеспечением устойчивости при больших значениях  $K$  и  $K_{\text{всп}}$ , необходимых для получения высокой статической точности. Все эти недостатки затрудняют реализацию на практике всех достоинств изотермического режима работы тепловых преобразователей.

Вторая структурная схема измерительного преобразователя с использованием изотермического режима работы теплового преобразователя показана на рис.3.3. По такой же схеме реализован, к примеру, вольтметр типа  $G-1204.500$ , выпускаемый в ГДР [14]. Главным звеном этой структурной схемы, определяющим ее основные метрологические характеристики, является усилитель напряжения с регулируемым коэффициентом передачи. Остальные обозначения на рис.3.3 аналогичны обозначениям на рис.3.2. Выходным сигналом  $U$  измерительного преобразователя является величина, обратнопропорциональная коэффициенту передачи  $W$ . К достоинствам структурной схемы рис.3.3 следует отнести, прежде всего, ее простоту. Основным недостатком этой схемы, затрудняющим ее практическое применение, являются сложности, связанные с построением усилителя с регулирующим высо-

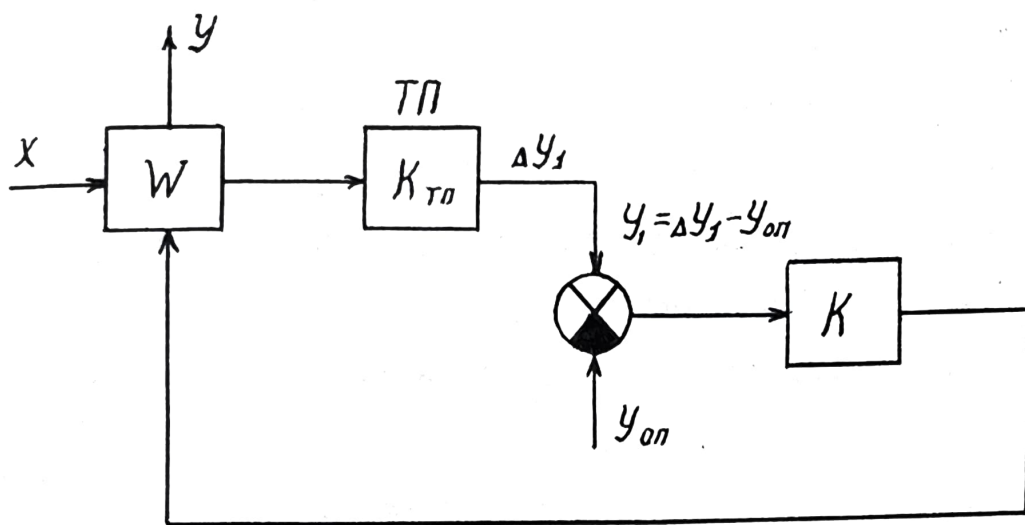


Рис. 3.3. Структурная схема изотермического преобразователя с регулируемым коэффициентом передачи входного усилителя.

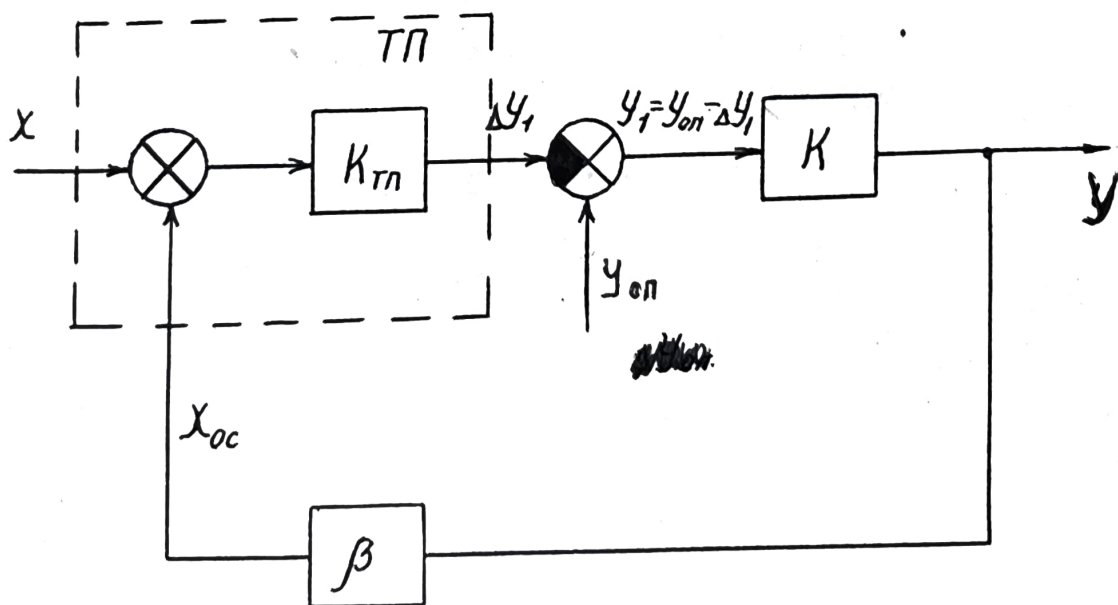


Рис. 3.4. Структурная схема изотермического измерительного преобразователя с охватом теплового преобразователя целью отрицательной обратной связи.

костабильным и высокоточным коэффициентом передачи в широком частотном диапазоне. При этом для получения хороших динамических характеристик измерительного преобразователя время переключения коэффициента передачи усилителя должно быть значительно меньше тепловой постоянной времени теплового преобразователя, что еще более затрудняет его практическую реализацию.

Рассмотрим следующую структурную схему измерительного преобразователя с изотермическим режимом работы теплового преобразователя, представленную на рис.3.4. Обозначения на рис.3.4 соответствуют обозначениям рис.3.2. Эта схема представляет из себя одноконтурную статическую систему автоматического регулирования, поддерживающую выходную величину  $\Delta Y_1$  теплового преобразователя  $Tn$  равной с точностью до погрешности статизма постоянной величине  $Y_{оп}$ . Температура  $Tn$  тем самым также поддерживается постоянной, а сам  $Tn$  оказывается охваченным отрицательной обратной связью, существенно улучшающей характеристики измерительного преобразователя. В качестве цепи обратной связи в схеме рис.3.4 используется устройство, обеспечивающее пропорциональность квадрата среднеквадратического значения сигнала обратной связи  $X_{oc}$  и выходного сигнала измерительного преобразователя. Запишем систему уравнений, характеризующих работу схемы в статике

$$\begin{cases} (X^2 + X_{oc}^2) \cdot K_{Tn} = \Delta Y_1 \\ Y = Y_{оп} - \Delta Y_1 \\ Y = y \cdot K \\ X_{oc}^2 = \beta Y \end{cases} \quad (3.5)$$

Исключая из этой системы неизвестные  $\Delta Y_1$ ,  $y$  и  $X_{oc}$ ,

получим

$$Y(K \cdot K_{Tn} \beta + 1) + X^2 \cdot K \cdot K_{Tn} - Y_{оп} \cdot K = 0$$

Откуда

$$Y = Y_{on} \frac{K}{K \cdot K_{тн} \cdot \beta + 1} - X^2 \frac{K \cdot K_{тн}}{K \cdot K_{тн} \cdot \beta + 1} \quad (3.6)$$

Обозначим

$$Y_0 = Y_{on} \frac{K}{K \cdot K_{тн} \cdot \beta + 1}$$

$$K_1 = \frac{K \cdot K_{тн}}{K \cdot K_{тн} \cdot \beta + 1} \quad (3.7)$$

Подставив (3.7) в (3.6), получим

$$Y = Y_0 - K_1 X^2 \quad (3.8)$$

Уравнение (3.8) является основным уравнением преобразования измерительного преобразователя, построенного по структурной схеме рис.3.4. Введем новую переменную

$$Y_1 = Y_0 - Y \quad (3.9)$$

Учитывая (3.7) и (3.9), получим из (3.8)

$$Y_1 = \frac{K \cdot K_{тн}}{K \cdot K_{тн} \cdot \beta + 1} \cdot X^2 = K_1 X^2 \quad (3.10)$$

Уравнение (3.10) позволяет рассматривать схему рис.3.4, как последовательное соединение нелинейного (квадратирующего) звена и линейной замкнутой статической системы автоматического регулирования. При этом под функцией передачи разомкнутой системы следует понимать величину  $-K \cdot K_{тн}$ , а под функцией передачи звена обратной связи  $-\beta$ .

Именно благодаря линейности контура автоматического регулирования структуры рис.3.4 ей не свойственны основные недостатки структуры рис.3.2, а благодаря отсутствию усилителя с регулируе-



мым коэффициентом передачи у нее отсутствуют недостатки структуры рис.3.3. Из (3.10) видно, что ошибка статизма не вызывает появления в рассматриваемой схеме дополнительной погрешности от нелинейности, как это имеет место в структуре рис.3.2 [4], т.к. носит чисто мультипликативный характер и может быть учтена при регулировке масштаба преобразования.

Рассмотрим динамические характеристики схемы рис.3.4.

При этом сделаем допущение, что ТП является аperiodическим звеном первого порядка и не будем учитывать постоянные времени остальных элементов схемы, которые легко могут быть сделаны значительно меньше постоянной времени ТП. Эти допущения являются вполне оправданными для всех современных тепловых преобразователей. Коэффициент преобразования ТП в этом случае примет вид

$$K_{TP}(p) = K_{TP}(0) \frac{1}{1+p\tau} \tag{3.11}$$

где  $\tau$  - постоянная времени ТП.

Подставляя (3.11) в (3.7), получим

$$K_1(p) = \frac{K \cdot K_{TP}(0) \frac{1}{1+p\tau}}{K \cdot K_{TP}(0) \frac{1}{1+p\tau} \beta + 1} = K_1(0) \frac{1}{1+p\tau_{экв}} \tag{3.12}$$

где  $\tau_{экв} = \frac{\tau}{1 + K \cdot K_{TP}(0) \cdot \beta}$  - эквивалентная постоянная времени измерительного преобразователя.

Из (3.12) следует, что благодаря охвату ТП цепью линейной ООС эквивалентная постоянная времени измерительного преобразователя по структуре рис.3.4 оказывается в  $(K \cdot K_{TP}(0) \cdot \beta + 1)$  раз меньше постоянной времени самого ТП. Это обстоятельство позволяет

существенно уменьшить время преобразования.

Выражения (3.6) + (3.10) получены в предположении, что ТП обладает идеально квадратичной функцией преобразования. На практике все тепловые преобразователи обладают некоторой не-квадратичностью функции преобразования, что вызывает погрешность нелинейности измерительного преобразователя. Определим величину этой погрешности. Для этого представим коэффициент преобразования ТП в виде

$$K_{TP}(x) = K_{TP}[1 + f(x)] \quad (3.13)$$

где  $f(x)$  - неквадратичность функции преобразования ТП

С учетом (3.12) формула (3.9) примет вид

$$Y_1 = \frac{K \cdot K_{TP}[1 + f(x)]}{K \cdot K_{TP}[1 + f(x)] \cdot \beta + 1} \cdot X^2 \quad (3.14)$$

Преобразуем (3.14)

$$Y_1 = \frac{K \cdot K_{TP}}{K \cdot K_{TP} \cdot \beta + 1} \cdot \frac{K \cdot K_{TP}[1 + f(x)](K \cdot K_{TP} \beta + 1)}{K \cdot K_{TP}[1 + f(x)] \cdot \beta + 1} \cdot X^2 =$$

$$= K_1 [1 + f(x)] \frac{1 + \frac{1}{K \cdot K_{TP} \cdot \beta}}{1 + f(x) + \frac{1}{K \cdot K_{TP} \cdot \beta}} \cdot X^2 =$$

$$= K_1 \frac{1 + f(x) + \frac{1}{K \cdot K_{TP} \cdot \beta} + f(x) \frac{1}{K \cdot K_{TP} \cdot \beta}}{1 + f(x) + \frac{1}{K \cdot K_{TP} \cdot \beta}} \cdot X^2$$

$$Y_1 = K_1 \left\{ 1 + f(x) \frac{1}{1 + K \cdot K_{TP} [1 + f(x)] \beta} \right\} X^2$$

Сравнивая (3.10)<sup>13</sup> и (3.15) приходим к выводу, что погрешность нелинейности измерительного преобразователя, вызванная неквадратичностью функции преобразования П, уменьшается примерно в  $(1 + K \cdot K_{\text{н}} \beta)$  раз.

Таким образом, структурная схема измерительного преобразователя, изображенная на рис.3.4, при ее сравнительной простоте позволяет при соответствующем выборе петлевого усиления легко реализовать основные достоинства изотермического режима работы П - малую погрешность преобразования при высоком быстродействии.

К недостаткам структуры рис.3.4 следует отнести необходимость использования вычислительного устройства для проведения операции вычитания в соответствии с (3.9) и извлечения квадратного корня. Отсутствие жестких требований к быстродействию вычислительного устройства делает задачу его построения легко разрешимой при современном уровне цифровой техники.

Все это позволяет рассматривать структурную схему рис.3.4, как наиболее перспективную для реализации приборов переменного тока, отвечающих современным требованиям.

#### 4. ТЕРМОРЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Как показывает анализ, проведенный в ходе выполнения настоящей НИР (см. подраздел 2.2 настоящего отчета), ни один из существующих тепловых преобразователей не удовлетворяет современным требованиям. Поэтому в ходе работы была предпринята разработка принципиально нового теплового преобразователя на основе эффекта зависимости резонансной чистоты кварцевого резонатора от температуры - терморезонансного преобразователя (ТТР).

ТТР был предложен в [34] и конструктивно объединяет кварцевый резонатор и нагреватель, предназначенный для перестройки частоты кварцевого резонатора путем изменения его температуры.

По договору с ВНИИЭД организацией п/я X-5332 была разработана конструкция термочувствительного кварцевого резонатора с нагревательным элементом [35] и изготовлена партия экспериментальных образцов ТПР.

Различают два режима работы ТПР.

В первом режиме ТПР работают в условиях изменяющегося теплообмена со средой: частота резонатора изменяется при этом пропорционально изменению коэффициента теплоотдачи или изменению теплопроводности среды при постоянной мощности рассеяния. На этих преобразователях могут быть созданы приборы для измерения неэлектрических величин (вакууметры, газоанализаторы, датчики скоростей потоков и др.).

Во втором режиме теплофизические параметры среды стабилизированы, а изменения частоты резонатора зависят от изменения электрической мощности, рассеиваемой в нагревателе. На основе таких преобразователей могут быть созданы приборы для измерения электрических величин (мощности, тока, напряжения, энергии).

Терморезонансный преобразователь должен обладать высокой чувствительностью к изменениям температуры, малой тепловой инерционностью, иметь высокую временную стабильность частоты. В конструкции должна быть предусмотрена электрическая развязка между возбуждающими и нагревательными электродами. Электроды нагревателей не должны ухудшать электрические параметры кварца и обладать минимальным разбросом омического сопротивления от образца к образцу, а также сохранять свои параметры под электрической нагрузкой в течении длительного времени эксплуатации.

#### 4.1. Основные характеристики терморезонансного преобразователя

Как и любой другой тепловой преобразователь ТПР может характеризоваться рядом параметров, приведенных в подразделе 3.1

настоящего отчета, и отвечает обобщенной структурной схеме теплового преобразователя, представленной на рис.3.1. Роль приращения выходной величины  $\Delta Y$  у ТПР играет приращение резонансной частоты кварцевого резонатора  $\Delta f$ . Рассмотрим подробнее основные характеристики ТПР как теплового преобразователя и зависимость их от конструкции и условий работы ТПР.

### 1. Коэффициент использования мощности подгрева

$$K_p = \frac{\Delta t^\circ}{\Delta P}$$

Величина  $K_p$  определяется количеством тепла, передаваемым пьезоэлементом станкам кожуха, которое для каждого  $i$ -го участка пьезоэлемента равно

$$Q_i = \alpha_{жв} \cdot \Delta t_i^\circ \cdot \Delta S_i$$

где  $\alpha_{жв}$  - эквивалентный коэффициент теплопередачи поверхности пьезоэлемента;

$\Delta t_i^\circ$  - превышение температуры  $i$ -го участка поверхности  $\Delta S_i$  над температурой кожуха.

Основными механизмами теплопередачи у ТПР являются теплопередача через газовую среду и потери через токовводы. Минимальное значение  $\alpha_{жв}$  определяется потерями через токовводы и имеет порядок  $10^{-3} \frac{Вт}{см^2 \cdot ^\circ K}$

При учете теплопередачи через газовую среду  $\alpha_{жв}$  зависит от формы кристалла, наполнения и т.д. и имеет значения порядка (344)  $10^{-3} \frac{Вт}{см^2 \cdot ^\circ K}$  для воздушного наполнения и диаметра кристалла 8 мм. Это значение может быть уменьшено при заполнении балона разреженным газом.

Коэффициент использования мощности подгрева  $K_p$  может быть выражен по формуле [3]:

$$K_p = \frac{2}{2\alpha_{жв} S} \quad (4.1)$$

где  $S$  - площадь пьезоэлемента  
 $\eta$  - фактор тепловой связи, характеризующий качества теплового контакта между нагревателем и активной зоной пьезоэлемента.

Относительно численной величины  $\eta$  опыты дают значения  $0,7 \div 0,9$ , что показывает сильную тепловую связь всех зон пьезоэлемента. Эта связь тем сильнее, чем меньше размеры пьезоэлемента.

Таким образом, численное значение  $K_p$  для заполненного воздухом ТПР с диаметром пьезоэлемента 5 мм может быть оценено величиной

$$K_p = \frac{0,8}{2 \cdot 3,14 \cdot 6,2 \cdot 10^{-2} \cdot 3,5 \cdot 10^{-3}} = 6 \cdot 10^2 \frac{^{\circ}\text{K}}{\text{Вт}}$$

## 2. Коэффициент термочувствительности

$$S_1 = \frac{\Delta f}{\Delta t^{\circ}}$$

$S_1$  для ТПР может быть выражен через температурный коэффициент кварцевого резонатора и его резонансную частоту без подогрева

$$S_1 = T_f \cdot f_0 \quad (4.2)$$

Величина температурного коэффициента частоты зависит от угла среза кварцевого резонатора и достигает максимального значения  $94,5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^{\circ}\text{C}$  для угла среза  $\psi \div \psi_{\text{opt}} / +5^{\circ}$ . Кроме того, для этого угла высока величина пьезоэлектрической константы, а следовательно, и эффективность пьезоэлектрического возбуждения.

Коэффициент термочувствительности ТПР может быть увеличен в " $m$ " раз при работе на " $m$ "-ной механической гармонике.

При работе на основной гармонике численное значение  $S_1$  у ТПР с резонансной частотой 20 МГц в соответствии с (4.2) равно

$$S_1 = 94,5 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^6 = 1890 \frac{\Gammaч}{\text{°C}}$$

3. Крутизна преобразования по мощности для воздухозапыленного ТПР с диаметром 5 мм равна

$$S_p = \frac{\Delta Y}{\Delta P} = K_p \cdot S_1 = 6 \cdot 10^2 \cdot 1890 \approx 1 \frac{\text{Мгч}}{\text{°C}}$$

Для повышения крутизны преобразования необходимо увеличивать  $K_p$ , что может быть достигнуто уменьшением размеров пьезоэлемента и улучшением его тепловой изоляции уменьшением  $\alpha_{\text{эв}}$  (вакуумирование резонатора уменьшением передачи тепла через тоководы). При этом первый путь предпочтительней, т.к. он связан и с увеличением  $f$ , а, следовательно, и  $S_1$  и не вызывает увеличения постоянной времени, как это имеет место при уменьшении  $\alpha_{\text{эв}}$ .

4. Относительный уровень дрейфа выходной частоты  $f_{\text{н}}$  ТПР определяется кратковременной нестабильностью резонансной частоты пьезоэлемента  $\delta f$ . Благодаря высокой стабильности кварцевого резонатора величина  $\delta f$  не превышает 1 Гц при условии тщательного термостатирования ТПР. При номинальной мощности подогрева 100 мВт  $f_{\text{н}}$  равно

$$f_{\text{н}} = \frac{\delta f}{S_p \cdot \Delta P_{\text{ном}}} = \frac{1 \cdot 100\%}{100 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6} = 10^{-3} \%$$

5. Неквадратичность функции преобразования ТПР в основном определяется нелинейной зависимостью частоты кварцевого резонатора

среза от температуры, которая согласно [2] имеет вид

$$f_t = f_0 \left[ 1 + 92,5 \cdot 10^{-6} (t^\circ - t_0^\circ) + 57,5 \cdot 10^{-9} (t^\circ - t_0^\circ)^2 + 5,8 \cdot 10^{-12} (t^\circ - t_0^\circ)^3 \right] \quad (4.3)$$

где  $f_t$  - резонансная частота пьезоэлемента при температуре  $t^\circ$  ;  
 $t_0^\circ$  - температура пьезоэлемента при отключенном подогреве.

Результат решения дифференциального уравнения теплопроводности [36] показал, что температура в каждой точке пьезоэлемента линейно зависит от мощности, подводимой к нагревателю, при постоянных условиях теплообмена. Поэтому неквадратичность функции преобразования может быть определена лишь с учетом (4.3)

$$\begin{aligned} \gamma_{н.к.} &= \frac{57,5 \cdot 10^{-9} (t^\circ - t_0^\circ) + 5,8 \cdot 10^{-12} (t^\circ - t_0^\circ)^2}{92,5 \cdot 10^{-6}} \cdot 100\% = 0,063 \\ &= 0,063 (t^\circ - t_0^\circ) \% \end{aligned}$$

Неквадратичность характеристики при перегреве, достигающем  $60^\circ\text{K}$  имеет порядок

$$\gamma_{н.к.} = 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 60 \cdot 100\% = 3,6\%$$

6. Тепловая постоянная времени. Как показывают исследования, передаточная функция ТПР хорошо аппроксимируется передаточной функцией аperiodического звена первого порядка с постоянной времени, равной [3]

$$\tau = \frac{m \cdot c}{2 \alpha_{жв} S} \cdot \frac{S_H^2}{S^2} \quad (4.4)$$

где  $m$  - масса пьезоэлемента;  
 $c$  - теплоемкость кварца;



$S_H$  - площадь нагревателя.

Из формулы (4.4) видно, что уменьшение  $\alpha_{\text{тв}}$ , приводящее к увеличению  $K_p$  (см. формулу (4.1)) влечет за собой и увеличение  $\tau$ , что является нежелательным.

Расчеты по формуле (4.4) дают числовые значения порядка  $5c$ . Таким образом, ТПР имеют высокие метрологические характеристики даже при работе на первой гармонике.

#### 4.2. Конструкция терморезонансного преобразователя

С учетом специфики работы термочувствительного резонатора с нагревательным элементом при фиксированных теплофизических параметрах среды были выбраны следующие стандартные корпуса: стеклянный типа Э2 (ГОСТ И1596-67) (вакуумное и воздушное исполнения) и транзисторный корпус 302.6I (воздушное заполнение).

Сборочные чертежи ТПР в этих корпусах приведены в Приложениях I и 2.

В работе [37] описаны опыты по использованию нагревательных элементов различной геометрии и установлено, что наиболее пригодна для применения подковообразная форма нагревательного электрода, обеспечивающая хорошее распределение тепла и температурную однородность.

В результате была выбрана конструкция кварцевого резонатора, приведенная в приложении 3.

Резонатор представляет собой плоский кварцевый диск диаметром 5 мм и толщиной 0,098 мм.

В центральной части нанесены электроды возбуждения В из серебра, а по периферии диска - нихромовые нагреватели А. Ширина зазора между нагревателями и электродами возбуждения, обеспечивающего их гальваническую развязку, составляет 0,1+0,2 мм.

Пьезоэлементы крепятся с помощью тоководов, играющих одновременно роль растяжек. Особенностью конструкции является большое количество тоководов, равное шести: два вывода идут к электродам возбуждения и четыре — к нагревателям. Крепление тоководов к периферийным участкам электродов (контактным площадкам) осуществляется путем пайки. Длина тоководов между местами пайки у кристаллодержателя может составлять до 30 мм и диаметр проводников 30–50 мкм, с целью обеспечения максимального термического сопротивления. В качестве материала тоководов выбрана медь.

Как показывает предшествующий анализ, наибольший интерес представляют кристаллические элементы Y-среза, которые целесообразно использовать в качестве чувствительного элемента терморезонансного преобразователя.

Чувствительные элементы экспериментальных образцов кварцевых резонаторов с нагревательными электродами выполнялись в виде плоскопараллельных пластин (круглых и квадратных), совершающих колебания сдвига по толщине с соотношением диаметра к толщине  $\left(\frac{D}{h}\right)$  более 50.

Частотный коэффициент пьезоэлементов Y-среза кварца без электродов, совершающего колебания на основной частоте сдвига по толщине, равен 1945 кГц.мм. Минимальная приемлемая толщина пьезоэлемента при современном состоянии технологии производства составляет около 0,1 мм. Отсюда рабочая частота составляет 20000 кГц при толщине пьезоэлемента 0,097 мм.

При конструировании высокочастотных резонаторов для получения моночастотных характеристик используем соотношения "теории захвата".

В соответствии с этой теорией колебательная энергия концентрируется в подэлектродной области пьезоэлемента и почти полное

затухание колебаний наблюдается на расстоянии  $(9-18)h$ . Безэлектродные периферийные области оказываются практически свободными от упругих колебаний, что позволяет осуществлять нанесение дополнительных нагревательных элементов и крепление пьезоэлемента на значительных площадях и при большом количестве точек крепления без заметного влияния на свойства резонатора и его характеристики как преобразователя измеряемого параметра в частоту.

Теория "захвата" энергии справедлива при отношениях диаметра пьезоэлемента к его толщине или длине вдоль кристаллографической оси X к его толщине  $\frac{D}{h} \geq 50$  ( $\frac{l_x}{h} \geq 50$ ).

С другой стороны, контурные размеры пьезоэлемента ограничиваются требованиями по миниатюризации и малой инерционности. При  $\frac{D}{h} = 50$ , тогда  $D = 50 \cdot h = 50 \cdot 0,097 = 4,86$  мм.

Транзисторный корпус 302.6-I позволяет использовать пьезоэлементы диаметром 5 мм. В этот же корпус могут быть помещены квадратные пластины со стороной  $d = 3,56$  мм. Однако, при таких размерах пьезоэлемента наблюдается резкое ухудшение параметров резонатора. Т.е. более предпочтительными являются пьезоэлементы в форме диска.

Выбор диаметра электрода определяется соотношением

$$\frac{D_э}{h} = \frac{1}{\sqrt{\Delta}} \cdot \left( \sqrt{\frac{2\gamma_{55}}{C_{66}^{E'}}} \right)$$

где  $\Delta$  - припуск под металлизацию;

$$\gamma_{55} = C_{55}^{E'} - \left( C_{56}^{E'2} / C_{66}^{E'} \right)$$

где  $C_{ij}^E$  - модули упругости кварца, отнесенные к повернутым осям.

Для У-среза кварца получаем

$$D_3 \leq \left( \frac{1,66}{\sqrt{\Delta}} \right) \cdot h$$

Поскольку на пьезоэлемент предварительно наносится нагреватель с понижением  $\Delta = 0,0025$ , то диаметр электрода может быть найден из соотношения

$$D_3 = \left[ \frac{1,66}{\sqrt{\Delta} - 0,05} \right] \cdot h$$

Для того, чтобы край пьезоэлемента не оказывал влияния на параметры пьезоэлемента, необходимо, чтобы

$$\frac{D_3}{D} \leq 0,6$$

При изготовлении лабораторных образцов наносились серебряные электроды диаметром 1,5 и 2,5 мм, поскольку помимо возбуждающих электродов на пьезоэлементе надо было разместить и нагревательные электроды.

Для материалов подогревателей используют вольфрам, нихром, золото, платину. Основными требованиями к материалу подогревных электродов являются низкое старение при длительной работе в высокотемпературном режиме, малый температурный коэффициент сопротивления, химическая стойкость и стабильность. В настоящей работе использован для напыления резистивной пленки нагревателей нихром, который удовлетворяет всем этим требованиям и обладает хорошей адгезией с кварцем [38].

## 5. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА КВАДРАТИРУЮЩЕГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ТЕРМОРЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.

Как было показано выше, наиболее перспективной структурной схемой измерительного преобразователя, реализующей изотермический режим работы тепловых преобразователей, является структура, представленная на рис.3.4.

Она представляет собой одноконтурную статическую систему автоматического регулирования со звеном обратной связи, обеспечивающим пропорциональность квадрата среднеквадратического значения сигнала обратной связи и выходного сигнала измерительного преобразователя.

Уравнение преобразования такого измерительного преобразователя, как было показано выше, имеет вид

$$Y = Y_0 - K X^2 \quad (5.1)$$

где  $K$  - коэффициент преобразования ИП  
 $X$  - среднеквадратическое значение входного сигнала ИП  
 $Y$  - выходной сигнал ИП  
 $Y_0$  - выходной сигнал ИП при нулевом значении входного сигнала

Эта структура положена в основу построения квадратирующего измерительного преобразователя, у которого в качестве тепловых преобразователей использованы рассмотренные выше терморезонансные преобразователи ТТР.

Функциональная схема такого квадратирующего измерительного преобразователя с частото-импульсной обратной связью представлена на рис.5.1.

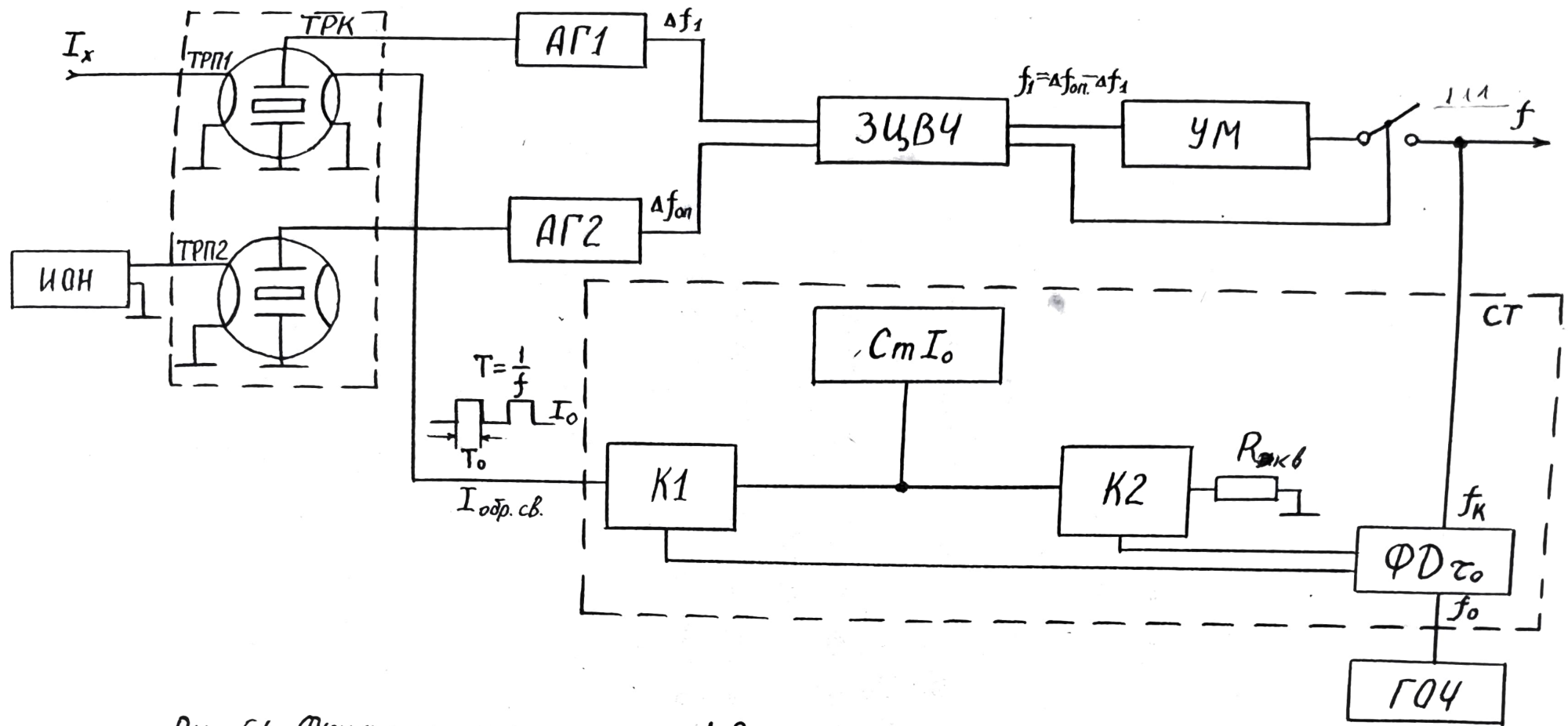


Рис. 5.1. Функциональная схема квадратирующего измерительного преобразователя на ТПР.

Преобразователь состоит из следующих основных функциональных узлов:

- терморезонансного компаратора ТРК на двух идентичных терморезонансных преобразователях ТПР1 и ТПР2, помещенных в активный термостат с блоком термостатирования,
- двух автогенераторов АГ1 и АГ2,
- знаочувствительной цепи вычитания частот ЗЦВЧ,
- умножителя частоты УМ,
- стандартизатора СТ уравнивающих импульсов цепи обратной связи  $I$  об. св. образцовой длительности  $T_0$  и стабильной амплитуды  $I_0$ .
- генератора опорной частоты ГОЧ,
- источника опорного напряжения постоянного тока ИОН.

Такой квадратирующий измерительный преобразователь обеспечивает преобразование в частоту среднеквадратического значения входного тока  $I_x$  произвольной формы кривой.

В соответствии с выражением 5.1 основное уравнение преобразования квадратирующего измерительного преобразователя будет иметь вид:

$$f = f_0 - K_1 I_x^2 \quad (5.2)$$

где  $K_1$  - коэффициент преобразования измерительного преобразователя или его чувствительность,

$I_x$  - среднеквадратическое значение входного тока измерительного преобразователя,

$f$  - выходная частота измерительного преобразователя,

$f_0$  - выходная частота измерительного преобразователя при нулевом значении входного тока  $I_x = 0$

Работа квадратирующего измерительного преобразователя происходит следующим образом.

Входной сигнал в виде измеряемого тока подается в один из

нагревателей терморезонансного преобразователя ТПР1, что приводит к изменению его резонансной частоты, а следовательно, к появлению приращения частоты автоколебаний автогенератора АГ1  $\Delta f_1$ .

Нагреватель другого терморезонансного преобразователя ТПР2 подключается к источнику опорного напряжения постоянного тока ИОН, с помощью которого задается режим постоянной температурной перегрева терморезонансного преобразователя ТПР2 и, следовательно, обеспечивается постоянство приращения выходной частоты автогенератора АГ2  $\Delta f_{оп}$ .

Высокочастотные синусоидальные напряжения от автогенераторов АГ1 и АГ2 поступают на входы знакочувствительной цепи вычитания частот ЗЦВЧ, в которой происходит вычитание частот  $\Delta f_{оп}$  и  $\Delta f_1$ . В случае неравенства этих частот на выходе ЗЦВЧ образуется низкочастотный сигнал разностной частоты  $f_1 = \Delta f_{оп} - \Delta f_1$ , который после умножения блоком умножителя частоты УМ поступает на выход измерительного преобразователя и в стандартизатор СТ частотоимпульсной обратной связи.

Стандартизатор СТ состоит из формирователя импульсов образцовой длительности  $\Phi D \tau_0$ , стабилизатора постоянного тока  $Cm I_0$  и активных токовых ключей К1 и К2.

Стандартизатор СТ частотоимпульсной обратной связи с помощью активного ключа К1 и стабилизатора постоянного тока  $Cm I_0$  вырабатывает уравнивающие прямоугольные импульсы тока обратной связи  $I$  об.св. образцовой длительности  $\tau_0$  и стабильной амплитуды  $I_0$ , которые с его выхода поступают во второй нагреватель терморезонансного преобразователя ТПР1.

Формирователь импульсов образцовой длительности  $\Phi D \tau_0$  управляется напряжением с выхода измерительного преобразователя частотой  $f$  и напряжением от генератора опорной частоты ГОЧ частотой  $f_0$  и служит для формирования прямоугольных импульсов образцовой длительности  $\tau_0$  с частотой следования  $f$ .



Эти импульсы используются для управления активными токовыми ключами К1 и К2. Токонный ключ К1 включен в цепь стабилизатора постоянного тока  $Cm I_0$  и управляется импульсами с одного из выходов формирователя  $\Phi D \tau_0$ . Токонный ключ К2 включен в цепь эквивалентной нагрузки стабилизатора  $Cm I_0$ , а управляющие импульсы на него подаются с инверсного выхода формирователя  $\Phi D \tau_0$ . Таким образом, стабилизатор постоянного тока  $Cm I_0$  после отключения от второго нагревателя ТПР1, подключается на эквивалентное сопротивление нагрузки  $R_H$ .

В результате на выходе стандартизатора СТ формируется последовательность уравнивающих прямоугольных импульсов тока обратной связи  $I$  об.св. образцовой длительности  $\tau_0$  и стабильной амплитуды  $I_0$ , частота следования которых равна выходной частоте  $f$  квадратирующего измерительного преобразователя.

Такая частотоимпульсная обратная связь обеспечивает пропорциональность квадрата среднеквадратического значения сигнала обратной связи, т.е. среднеквадратического значения тока обратной связи  $I$  об.св., и выходного сигнала измерительного преобразователя, т.е. частоты  $f$ .

Действительно

$$I_{об.св.}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{об.св.}^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_0} I_0^2 dt = \tau_0 I_0^2 f \quad (5.2)$$

где

$f$  - выходная частота преобразователя

$\tau_0$  - длительность импульса тока обратной связи  $I$  об.св.

$I_0$  - амплитуда импульса тока обратной связи  $I$  об.св.

$T = \frac{1}{f}$  - период последовательности импульсов тока обратной связи  $I$  об.св., т.е.

$$I_{об.св.}^2 = K f$$

Откуда:

$$P_{об.св.} = I_{об.св.}^2 R_{н12} = \tau_0 I_0^2 R_{н12} f \quad (5.3)$$

Таким образом, из 5.3 следует, что мощность  $P_{об.св.}$ , выделяемая током обратной связи  $I_{об.св.}$  во втором нагревателе, терморезонансного преобразователя ТПР1, пропорциональна выходной частоте измерительного преобразователя  $f$ .

Частота  $f$  уравнивающих импульсов тока обратной связи, а, значит и мощность  $P_{об.св.}$  будут возрастать до тех пор, пока суммарная мощность, выделяемая в нагревателях терморезонансного преобразователя ТПР1, а, значит, и его температура перегрева  $\Delta t_{ТПР1}^{\circ}$  не станут равными мощности  $P_{ТПР2}$ , выделяемой в нагревателе второго терморезонансного преобразователя ТПР2, и его температуре перегрева  $\Delta t_{ТПР2}^{\circ}$ , которые постоянны, т.к. задаются источником опорного напряжения ИОН.

В результате, вне зависимости от значения входного сигнала, будем иметь:

$$P_{ТПР1} = P_{ТПР2} = const$$

$$P_x + P_{об.св.} = P_{ТПР2} = const \quad (5.4)$$

$$\Delta t_{ТПР1}^{\circ} = \Delta t_{ТПР2}^{\circ} = const \quad (5.5)$$

Таким образом, в квадратирующем измерительном преобразователе на терморезонансном компараторе с частотоимпульсной обратной связью реализуется изотермический режим работы терморезонансных преобразователей со всеми присущими ему преимуществами.

## 6. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ КВАДРАТИРУЮЩЕГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

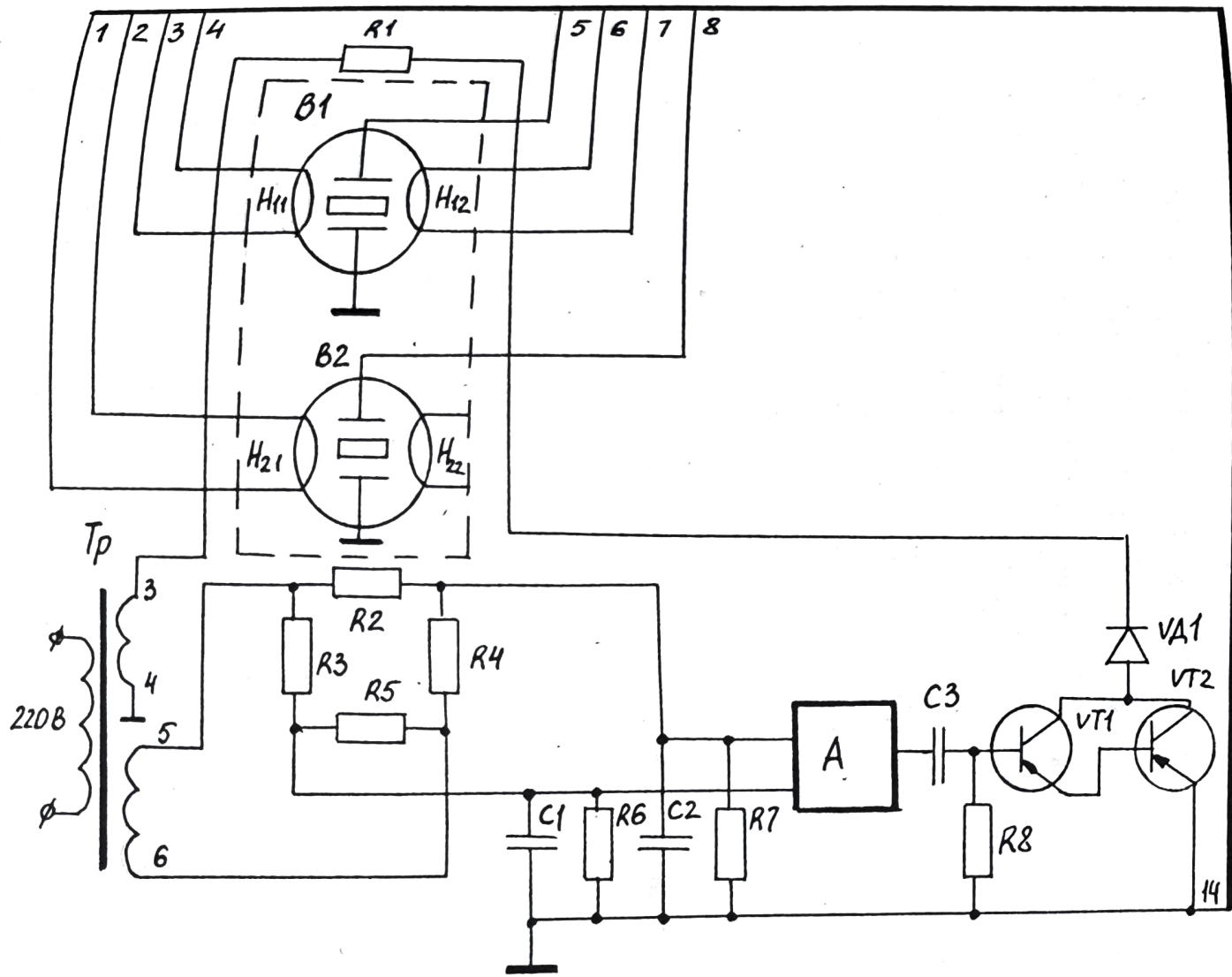
### 6.1. Терморезонансный компаратор

Терморезонансный компаратор ТРК, схема которого приведена на рис. 6.1, является основой квадратирующего измерительного преобразователя.

Он состоит из двух терморезонансных преобразователей В1 и В2, размещенных в медном ядре внутри активного термостата. Эскиз конструкции термостата приведен на рис. 6.2.

Назначение такой конструкции термостата состоит в создании идентичных условий работы двух терморезонансных преобразователей и независимости этих условий от воздействия внешней среды. Выполнение требования равномерности теплового поля по внутреннему объему компаратора достигается конструктивно благодаря тому, что ядро термостата выполнено в виде сплошного медного цилиндра с очень малым тепловым сопротивлением вдоль оси, что необходимо для снижения тепловых пульсаций. Алюминиевый корпус устраняет неравномерность нагрева поверхности термостата из-за неравномерности намотки нихромового нагревателя  $R_1$ , т.е. он обеспечивает предварительное выравнивание теплового поля (служит изотермической поверхностью). Для теплоизоляции введен дополнительный наружный корпус из фторопласта. По наружной поверхности алюминиевого корпуса равномерно расположены углубления, в которые помещены выводы терморезонансных преобразователей. Благодаря такой эквипотенциальной тепловой защите исключаются потери тепла через вводы терморезонансного преобразователя.

Рабочая температура ядра термостата с помощью блока термостатирования поддерживается на уровне  $+70^{\circ}\text{C}$ , что обеспечивает нормальную работу схемы термостатирования в диапазоне рабочих температур  $+5$  +  $+50^{\circ}\text{C}$ .



N конт	Цепь	Адрес
1	+Uоп	Б1-13
2	-Uоп	Б1-13
3	Входной сигнал	
4	Входной сигнал	
5	Электрод ТПР1	X2:1
6	Второй нагреватель ТПР1	X5:1
7	Второй нагреватель ТПР1	X5:2
8	Электрод ТПР2	X2:2
14	Общий	

Рис. 6.1 Схема терморезонансного компаратора и схема блока термостатирования.

Принципиальная схема блока термостатирования представлена на рис. 6.1.

Она состоит из мостовой схемы с чувствительным элементом в одном из плеч, ключа со схемой управления и нагревателя. В качестве чувствительного элемента схемы используется медный термометр сопротивления  $R_2 = 40 \text{ Ом}$ , который намотан по всей длине медного ядра. Остальные резисторы мостовой схемы  $R_3 + R_5$  выполнены из манганинового провода и для уменьшения паразитных индуктивностей намотаны бифилярно.

Напряжение разбаланса моста поступает на схему авторегулирования, выполненную по схеме фазочувствительного выпрямителя. Она состоит из усилителя на микросхеме А типа I УТ531 и регулирующего органа, в качестве которого использован двухтактный транзисторный ключ на сдвоенном транзисторе  $V_{T1} + V_{T2}$ , который питается от специальной обмотки 3-4 силового трансформатора Тр. В цепь этой обмотки включен диод  $V_{Д1}$  и обмотка нагревателя  $R_1$ .

Нагреватель  $R_1$  выполнен из нихромового провода общим сопротивлением 10 Ом, равномерно навитого на алюминиевый корпус термостата.

Схема работает следующим образом. При достижении в термостатируемом объеме заданной температуры  $70^\circ\text{C}$  уровень напряжения на измерительной диагонали моста уменьшается и ключ подзапирается, что приводит к уменьшению тока в обмотке нагревателя термостата  $R_1$ . Если температура в термостате станет выше  $70^\circ\text{C}$ , то фаза напряжения на выходе измерительной диагонали моста сдвинется на  $180^\circ$  относительно фазы напряжения на коллекторах, ключ запрется и через нагреватель  $R_1$  ток не будет протекать. Термостат при этом охлаждается.

Схема блока термостатирования обеспечивает поддержание заданной температуры внутри ядра термостата с погрешностью не более  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ .

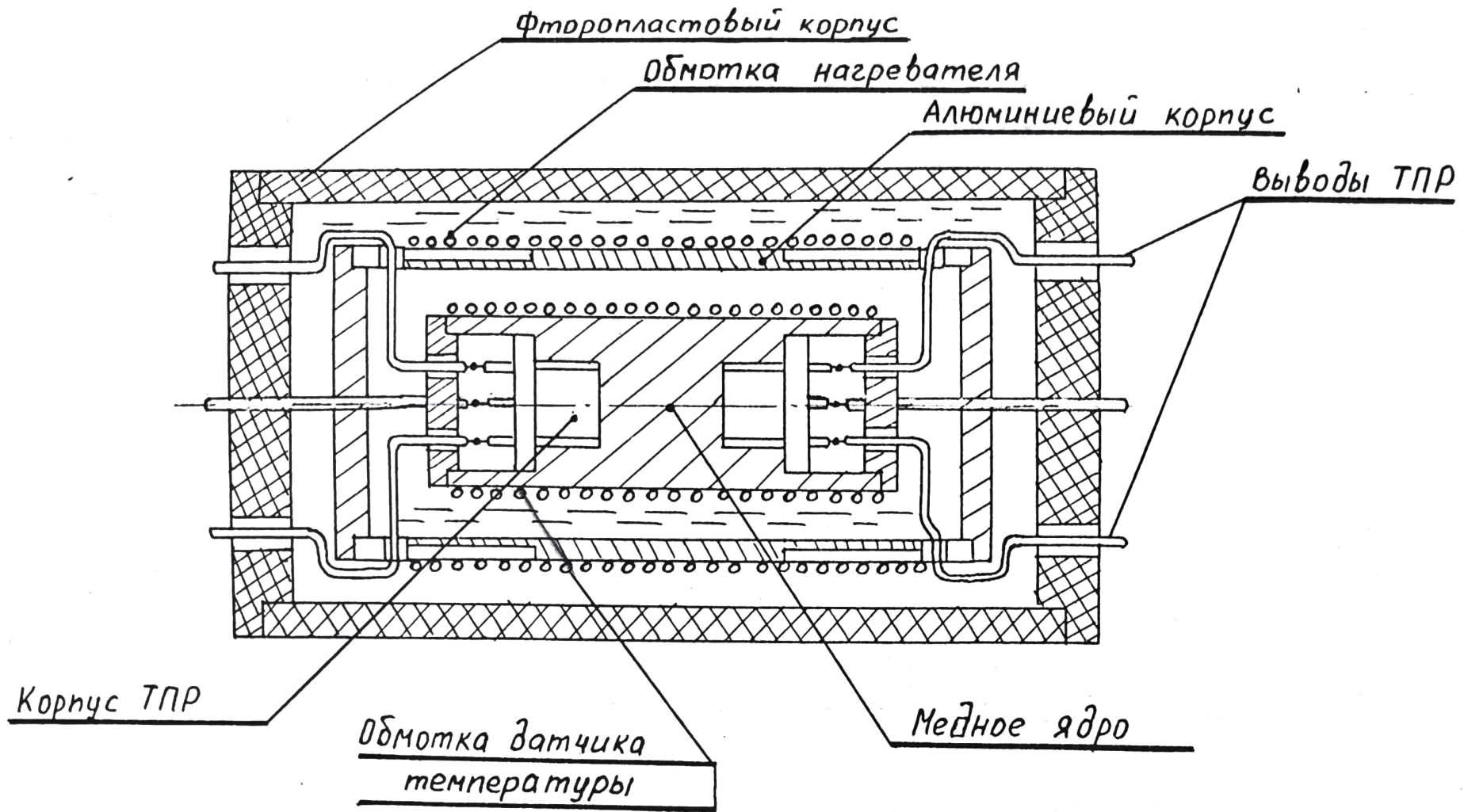


Рис. 6.2 Эскиз конструкции термостата.

Время выхода терморезонансного компаратора в термостате на заданный температурный режим не превышает 15 мин.

### 6.2. Автогенераторы.

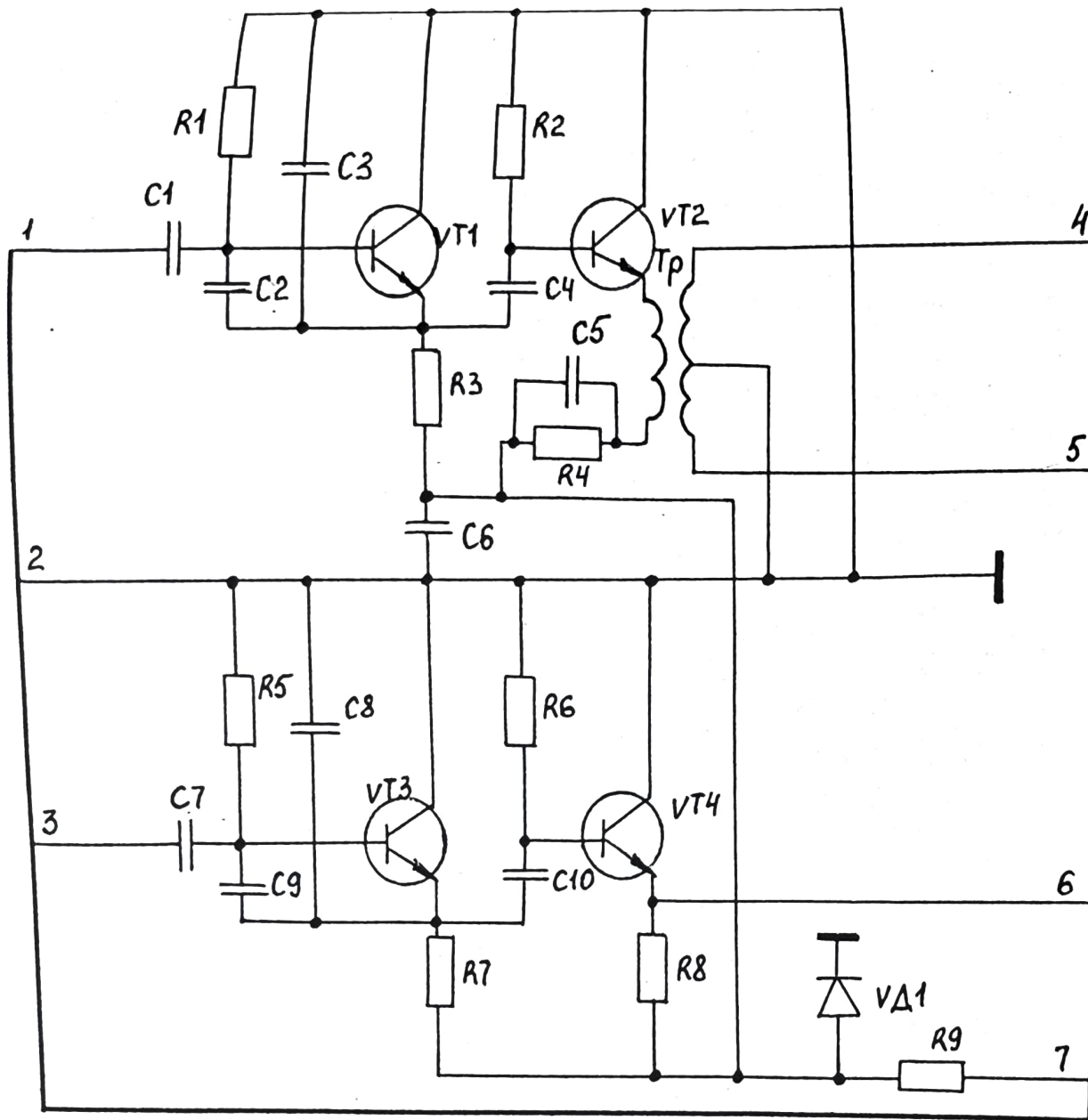
Выходная частота автоколебаний автогенераторов АГ1 и АГ2 определяется соответственно резонансной частотой терморезонансных преобразователей В1 и В2.

Автогенераторы АГ1 и АГ2 собраны по схеме емкостной трехточки, принципиальная схема которой представлена на рис.6.3.

Она обеспечивает наибольшую стабильность высокочастотных кварцевых генераторов [39]. Режимная нестабильность автогенератора, собранного на высокочастотном транзисторе (КТ316), определяется вариациями паразитной емкости, шунтирующей резонатор, которая включает входную емкость транзистора, емкость делителя и монтажа. Поэтому автогенераторы легко возбуждаются при величине нагрузочной емкости до 100 пФ. Эта емкость создается конденсаторами делителя, в качестве которых используются конденсаторы С1 и С2 (с минимальным ТКЕ) типа КЛС, в цепи обратной связи. При этом удается снизить влияние паразитной и нестабильной входной емкости транзистора. Напряжение питания генераторов выбрано 3 В, ибо при повышении его начинает сказываться саморазогрев терморезонансного преобразователя. Это напряжение питания обеспечивает также уровень выходного напряжения автогенераторов 100 мВ, достаточного для работы последующих узлов схемы без высокочастотного усилителя. Начальные частоты автогенераторов составляют около 20 МГц, что определяет высокую термочувствительность преобразователя ТПР.

Влияние температуры и колебаний питания сказывается на частоту автогенератора косвенно, путем изменения реактивных параметров транзистора.

Эксперименты показывают, что изменение напряжения питания на 30% изменяет частоту на 30 Гц, поэтому напряжение питания стабилизировано параметрически.



№ КОНТ	Цепь	Адрес
1	Вход АГ1	X1:5
3	Вход АГ2	X1:8 -
4	Выход АГ1	X3:2
5	Выход АГ2	X3:3
6	Выход АГ2	X3:1
7	питание U = -6В	
2	Общий	

Рис. 6.3 Схема автогенераторов АГ1 и АГ2.



### 6.3. Знакочувствительная цепь вычитания частот с умножителем частоты.

Знакочувствительная цепь вычитания частот ЗЦВЧ предназначена для выявления разности частот автогенераторов АГ1 и АГ2. Начальные частоты их составляют  $19 \pm 20$  МГц, что определяет особые требования к ЦВЧ. Девияция рабочего автогенератора (до 100 кГц) существенно меньше номинальных частот автогенераторов. Другим требованием к ЦВЧ является требование ее знакочувствительности, т.е. импульсы разностной частоты на ее выходе должны следовать лишь в случае, когда частота рабочего автогенератора АГ1 меньше, чем опорного автогенератора АГ2, т.к. в этом случае согласно структурной схеме будет иметь место отрицательная обратная связь. В противном случае уравнивающий сигнал будет нагревать В1 и обратная связь становится положительной. Таким образом, ЗЦВЧ выявляет знак разностной частоты и отключает уравнивающий сигнал, если частота рабочего автогенератора АГ1 в силу тех или иных причин превысит частоту опорного автогенератора АГ2.

Как показано в [40], наиболее оптимальной структурой является знакочувствительная цепь вычитания частот, построенная по принципу многофазного модулятора, представленного на рис.6.4.

Применение подобной ЗЦВЧ стало возможным по той причине, что разностная частота автогенераторов мала по сравнению с каждой из входных частот, так что возможно разделение частот на выходе модуляторов с помощью фильтров. Схема многофазного модулятора содержит фазорасщепитель ФР, формирующий на выходе два напряжения с фазовым сдвигом  $90^\circ$ , схему вычитания частот М, фильтры низких частот ФНЧ, триггеры и логическую схему, содержащую элементы И и ИЛИ.

Если на входы двух модуляторов подать одну и ту же пару частот, предварительно расщепив с помощью ФР по фазе на  $90^\circ$  напряже-

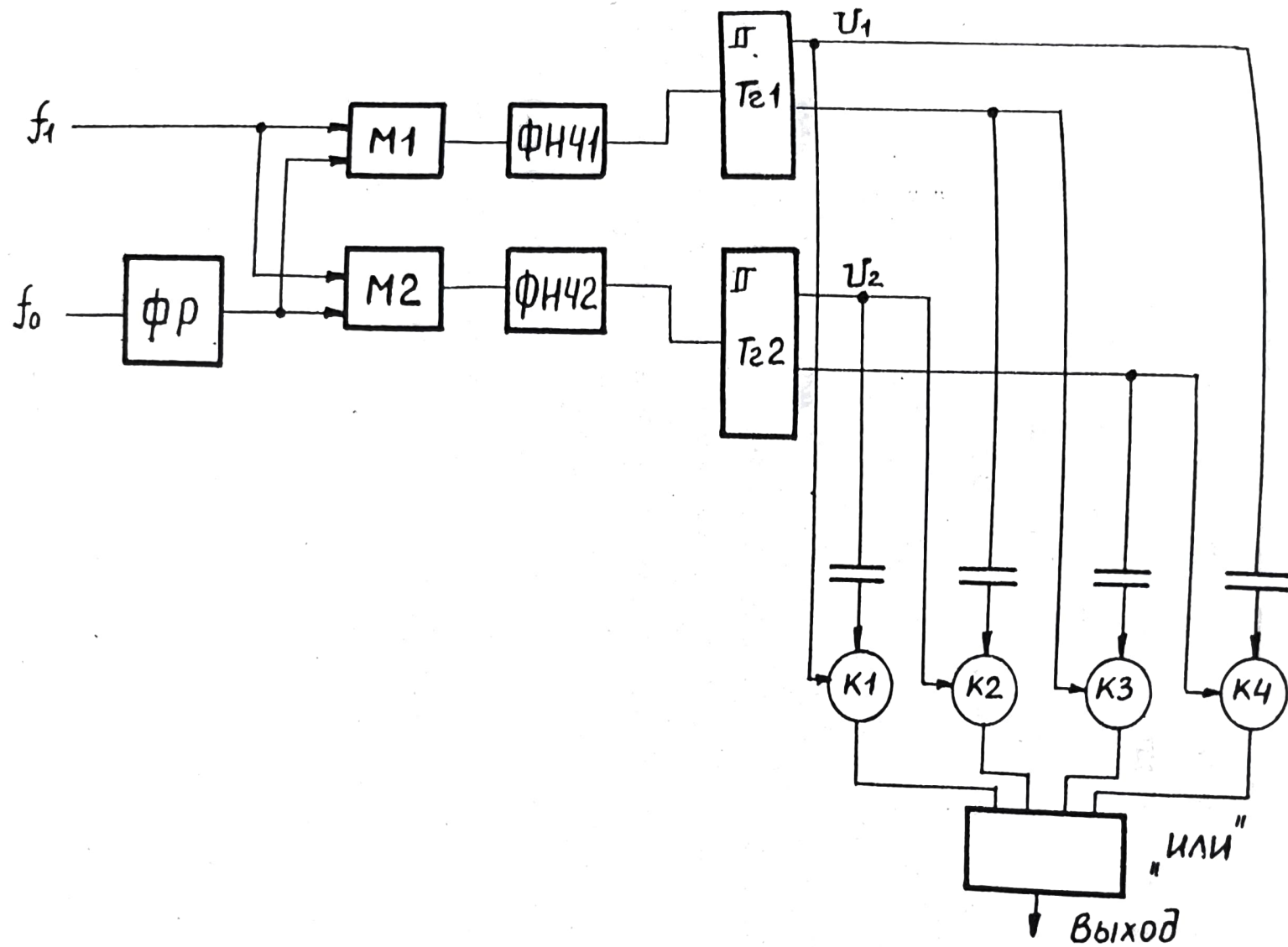


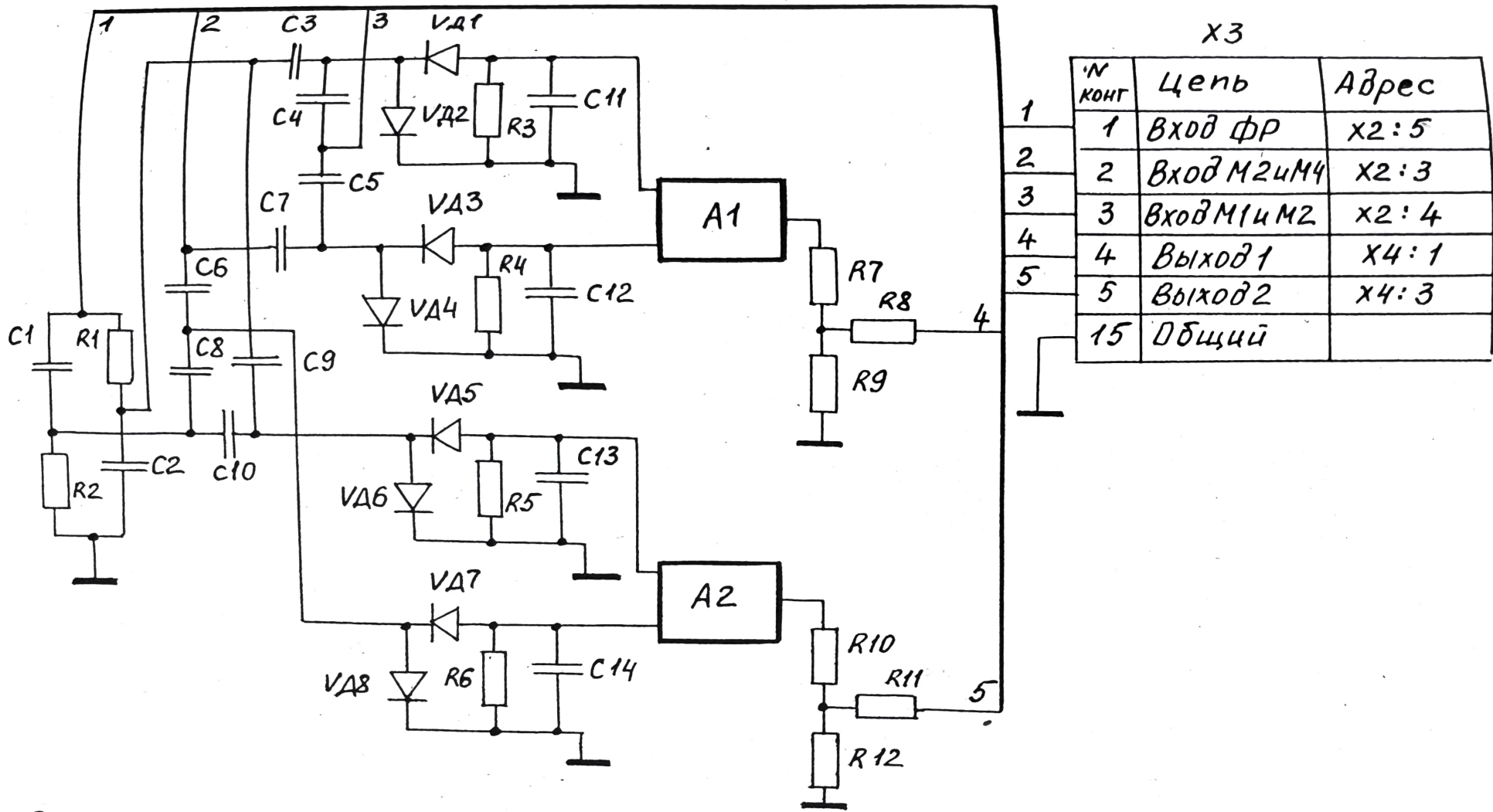
Рис. 6.4 Схема знакочувствительной цепи вычитания частот с многофазным модулятором.

ние одной из них, то на такую же фазу окажутся сдвинутыми и выходные напряжения разностной частоты. Таким образом, передается фазовый сдвиг, причем значение его сохраняется. Знак фазового сдвига сохраняется при условии, если частота расщепляемого по фазе напряжения больше частоты нерасщепляемого. В противном случае знак изменяется на противоположный. Используя это свойство изменения порядка следования фаз, при изменении знака разностной частоты можно легко определить ее знак.

Достоинством этой схемы является свойство давать на выходе четыре импульса на каждый период разностной частоты, т.е. такая схема является фактически разновидностью умножителя частоты.

Принципиальная схема ЗЦВЧ приведена на рис.6.5. Для осуществления сдвига напряжений генератора на  $90^\circ$  использован фазорасщепитель по мостовой RC-цепи ( $R_1, R_2, C_1, C_2$ , рис.6.4). Это оказалось возможным благодаря незначительному изменению девиации частоты генераторов в процессе работы (не менее 0,01% от начальных частот генераторов). Такое изменение частоты практически не влияет на настройку ФР. Резкое отличие суммарной и разностной частот генераторов дало возможность построения простых схем смесителей частот, выполненных на диодах  $V_{Д1} + V_{Д8}$  и фильтров низких частот ФНЧ ( $R_3, C_{11}; R_4, C_{12}; R_5, C_{13}; R_6, C_{14}$ ). Для уменьшения помех при усилении низких уровней напряжения разностной частоты использованы парафазные модуляторы, подключенные ко входам дифференциальных усилителей  $A_1$  и  $A_2$ , выполненных на интегральных схемах 1УТ531.

Четыре триггера Шмитта используются в качестве формирователей прямоугольных импульсов, поступающих на вход схемы логики ЗЦВЧ и необходимых для ее нормальной работы (рис.6.6). Импульсы с хорошим фронтом и скважностью для запуска схемы логики формируются с помощью двух последовательно включенных триггеров Шмитта-двух пар в связи с использованием двух автогенераторов -  $V_{T2}$ ,



X3

№ КОНТ	Цепь	Адрес
1	Вход ФР	X2:5
2	Вход M2иM4	X2:3
3	Вход M1иM2	X2:4
4	Выход 1	X4:1
5	Выход 2	X4:3
15	Общий	

Рис. 6.5 Схема вычитания частот с фазорасщепителем на двухфазных модуляторах

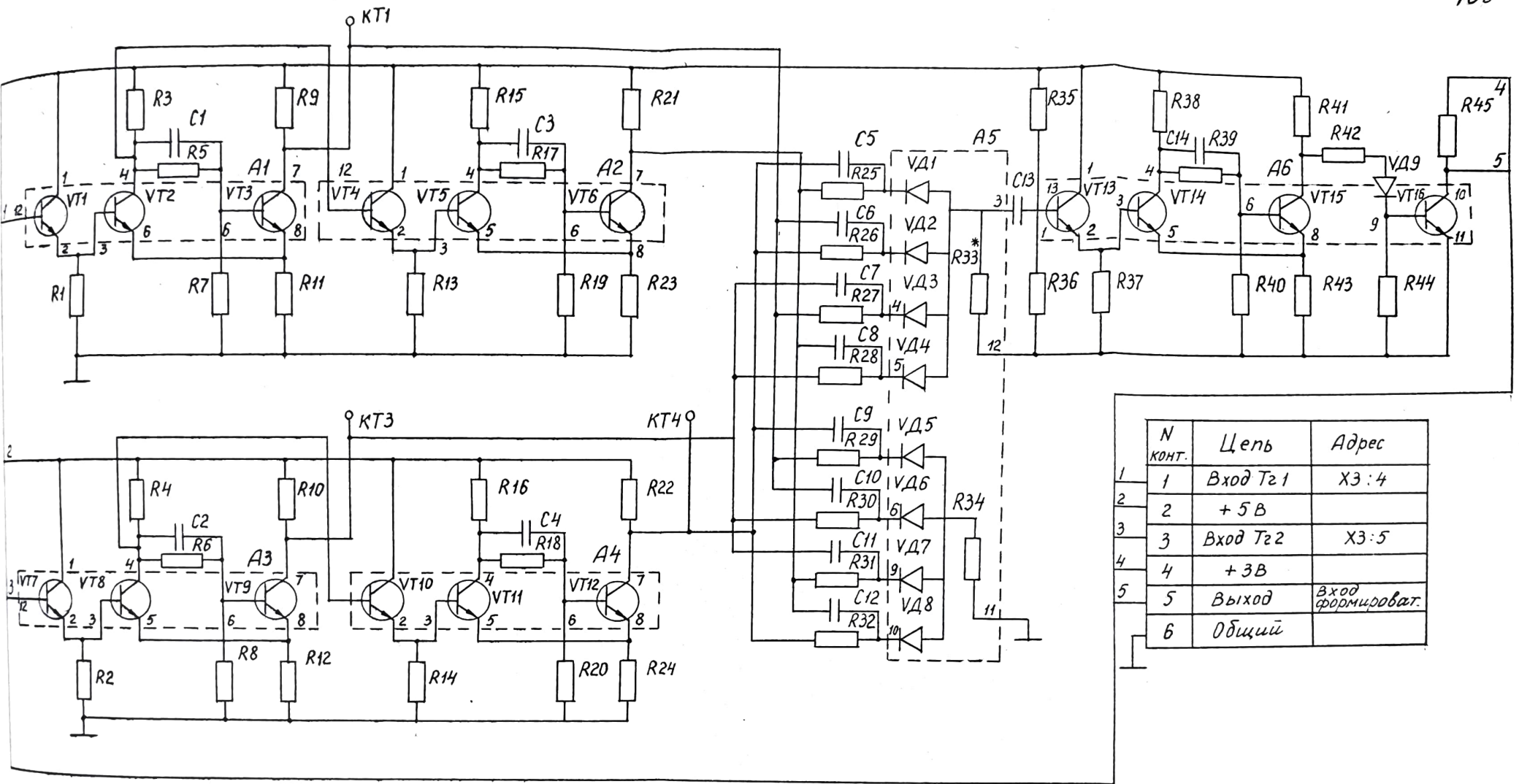


Рис. 6.6 Схема логики знакочувствительной цепи вычитания частот.

$\sqrt{T3}$ ,  $\sqrt{T5}$ ,  $\sqrt{T6}$  и  $\sqrt{T8}$ ,  $\sqrt{T9}$ ,  $\sqrt{T11}$ ,  $\sqrt{T12}$  (выход с закрытых транзисторов). На выходе схемы логики имеется формирователь импульсов выходной частоты (триггер Шмитта), выполненный на  $\sqrt{T14}$  и  $\sqrt{T15}$ .

Цепь логики выполнена на диодах  $\sqrt{D1} + \sqrt{D8}$  (диодная сборка К2ШП73), резисторах  $R 25 + R 32$  и конденсаторах  $C5 + C12$ . В преобразователе используется только один из двух выходов цепи логики.

#### 6.4. Стандартизатор.

Стандартизатор СТ частотоимпульсной обратной связи вырабатывает уравнивающие прямоугольные импульсы тока обратной связи образцовой длительности  $\tau_0$  и стабильной амплитуды  $I_0$ .

Он состоит из формирователя импульсов образцовой длительности  $\Phi D \tau_0$ , стабилизатора постоянного тока  $C_m I_0$  и токовых ключей К1 и К2 (см. рис. 5.1).

Формирователь импульсов образцовой длительности  $\Phi D \tau_0$  вырабатывает прямоугольные импульсы образцовой длительности  $\tau_0$  для управления токовыми ключами К1 и К2. Частота следования этих импульсов определяется частотой  $f_x$  на выходе квадратирующего измерительного преобразователя, т.е. на выходе умножителя частоты значоувствительной цепи вычитания частот.

Принципиальная схема формирователя представлена на рис. 6.7. Он выполнен на двух триггерах Т1 и Т2 типа 2ТК171. На их входы поступает частота  $f_x$  с выхода умножителя частоты цепи вычитания частот и опорная кварцованная частота  $f_{04} = 6,25$  кГц с генератора опорной частоты Г04. В исходном состоянии, когда на триггер Т2 не поступают импульсы частотой  $f_x$  от ЗЦВЧ, на входы У и К триггера Т1 подан нулевой потенциал "0" с прямого выхода Т2, чем запрещается опрокидывание Т1 кварцованными импульсами. При поступлении импульсов частотой  $f_x$  от ЗЦВЧ на вход У триггера Т2, последний устанавливается в состояние "1" первым же импульсом разностной частоты  $f_x$  ЗЦВЧ, давая разрешение опрокинуться Т1.

Принадлежит после этого первый кварцованный импульс своим задним фронтом опрокинет Т1 из "0" в "1", этот перепад не изменит состояния Т2. Второй кварцованный импульс возвратит Т1 в исходное нулевое состояние, а перепад "1 - 0" с его выхода установит Т2 в исходное состояние, т.е. в "1". Таким образом, с прямого выхода Т1 снимается последовательность кварцованных импульсов длительностью  $\tau_0 = 160$  мкс и средней частотой следования  $f_x$ , которая используется для управления активным ключом К1 стандартизатора уравнивающих импульсов (рис.6.7). Для управления балластным ключом К2 последовательность импульсов снимается с инверсного выхода Т1 (рис.6.8). Точное соответствие частот на входе и выходе формирователя имеет место в диапазоне частот 0-3000 Гц.

По мере приближения частоты на выходе измерительного преобразователя к критической частоте формирователя равной  $f_{\text{крит.}} = 3125$  Гц частота прямоугольных импульсов на выходе формирователя перестает соответствовать выходной частоте  $f_x$ .

Подобная схема формирователя обеспечивает совпадение частот в диапазоне 0-3000 кГц с точностью до 0,001%.

Принципиальная схема прецизионного стабилизатора тока  $I_0$  и токовых коммутирующих ключей К1, К2 с целью запуска (триггерной схемой управления) приведена на рис.6.9. Опорным элементом стабилизатора тока является двухкаскадный параметрический стабилизатор на стабилитронах  $\nabla$  Д14 и  $\nabla$  Д16 типа Д818А и  $\nabla$  Д17 типа Д818Е, т.к. стабильность выходного напряжения определяется стабильностью тока  $I_0$ . Применение двухкаскадного стабилизатора вызвано тем, что один каскад на  $\nabla$  Д17 (Д818Е) не обеспечивает получение стабильного напряжения. Коэффициент стабилизации одного каскада в лучшем случае равен 40-50. Режим второго каскада тщательно подбирается из условия минимального ТКН. Точность поддержания заданной амплитуды тока  $I_0$  определяется стабильностью образцового напряжения, падающего на образцовом резисторе  $R_{12}$ , который должен

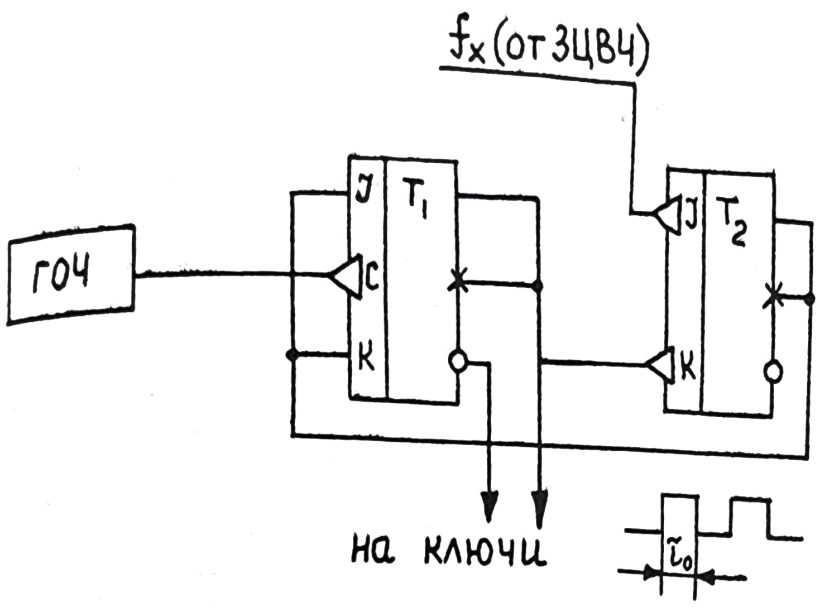


Рис. 6.7. Структурная схема формирователя длительности уравнивающих импульсов

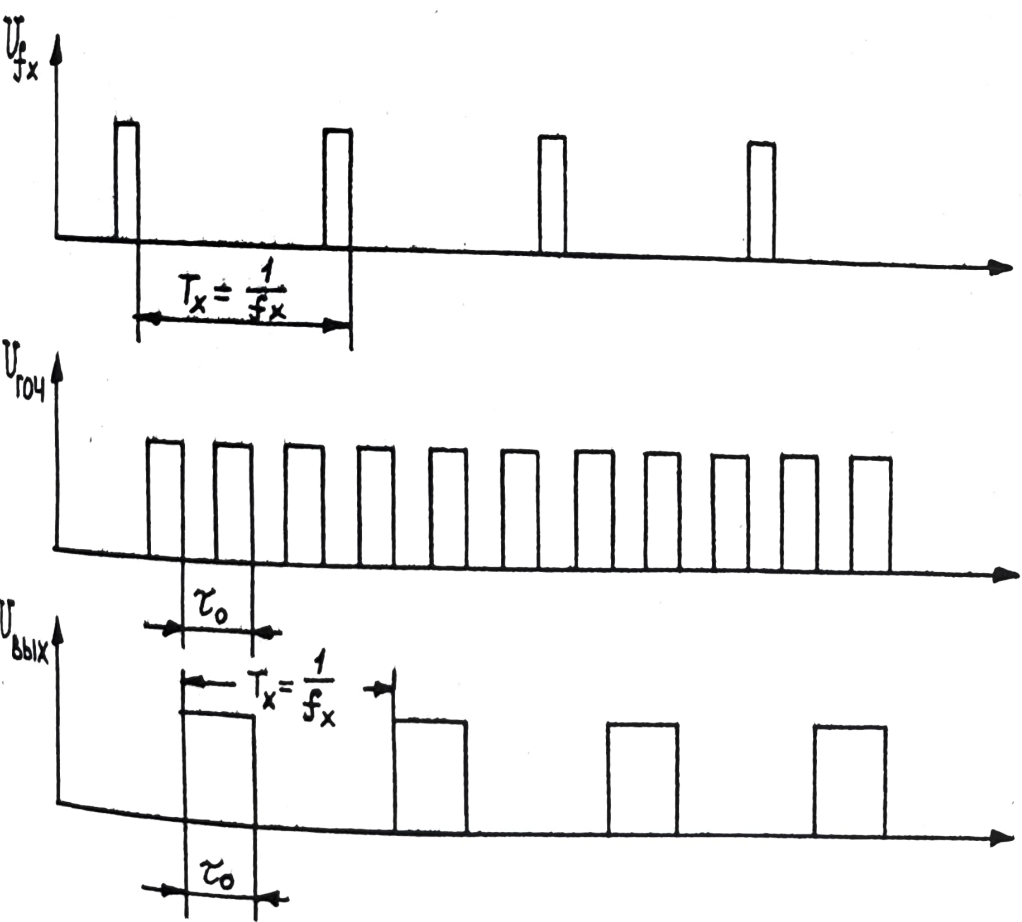


Рис. 6.8. Временная диаграмма последовательности импульсов в формирователе  $\Phi\tau_0$



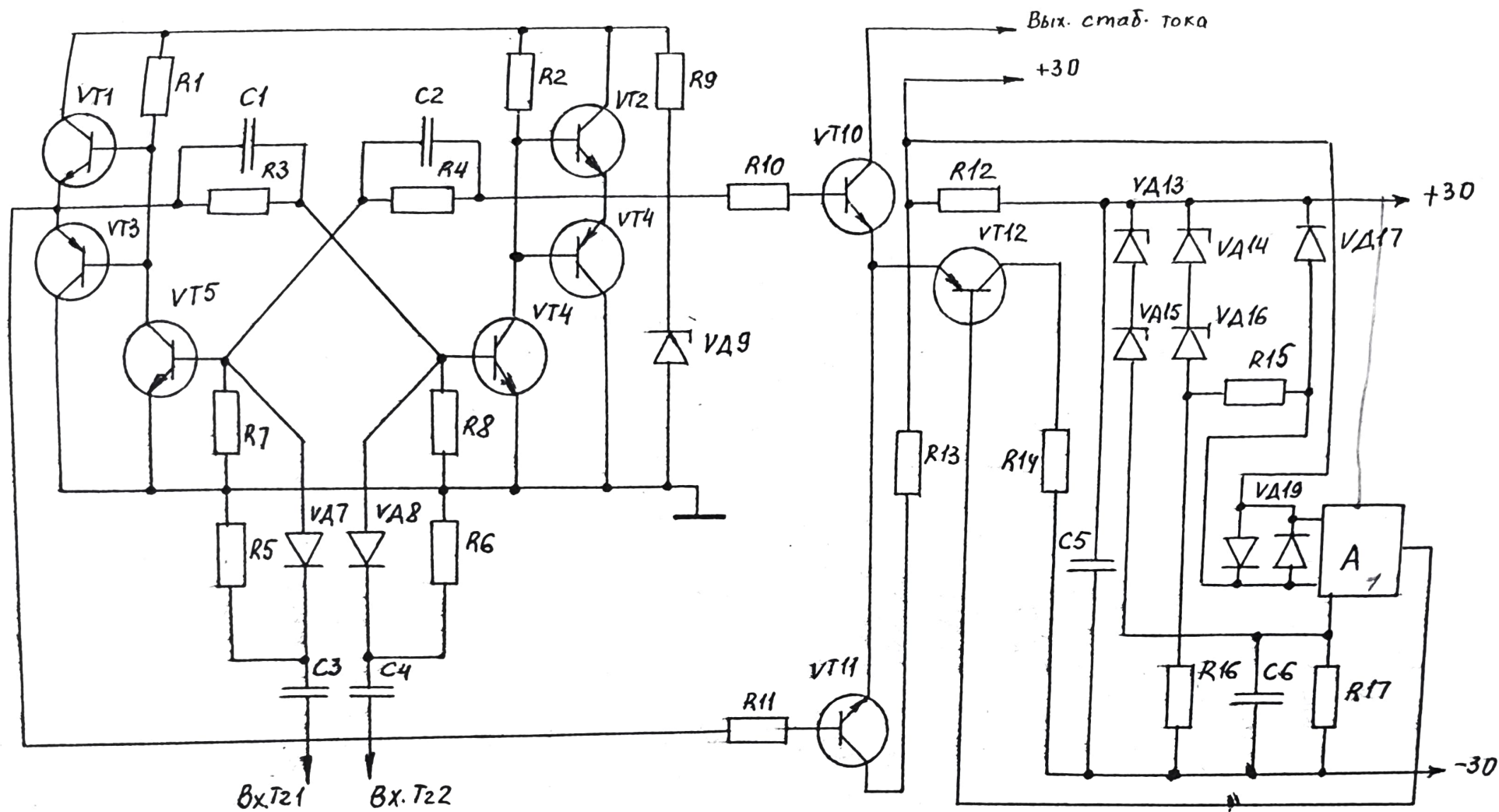


Рис. 6.9 Схема стабилизатора тока и ключей.

иметь минимальный ТКС.

Схема работает таким образом. Напряжение опорного стабилизатора  $U_{cm}$  сравнивается с напряжением на образцовом резисторе  $R_{I2}$  от тока нагрузки; образуется сигнал рассогласования, который усиливается усилителем обратной связи  $A_I$ , служащим также и сравнивающим элементом, и подается на базу регулирующего транзистора  $V_{T12}$  в соответствующей фазе, при этом транзистор  $V_{T12}$  меняет сопротивление так, что рассогласование устраняется.

Активные токовые ключи  $K_1$  и  $K_2$ , управляемые формирователем  $\Phi D T_0$  служат для подключения к стабилизатору тока  $C_m I_0$  либо второго нагревателя терморезонансного преобразователя на время  $t_1 = T_0$ , либо эквивалентного ему сопротивления на время  $t_2 = \frac{1}{f_x} - T_0$ . Это обеспечивает постоянную нагрузку стабилизатора, улучшая его работу в динамике и сокращая время переходных процессов.

Для повышения быстродействия ключей и снижения уровня неуправляемых токов закрытых ключей и остаточных напряжений открытых ключей токовые ключи выполнены на высокочастотных транзисторах типа  $KT315$ , работающих в режиме насыщения, управление которыми от формирователя происходит инверсно через быстродействующий триггер (см. рис. 6.9).

Для увеличения максимальной частоты  $f_{max}$  переключения и нагрузочной способности триггера применены сдвоенные эмиттерные повторители ЭП на транзисторах разного типа проводимости  $V_{T1}$ ,  $V_{T3}$  и  $V_{T2}$ ,  $V_{T4}$  ( $KT315$  и  $KT326$ ), которые обеспечивают возможность надежной работы при низкоомной нагрузке, а также увеличения  $f_{max}$  вследствие ускорения процесса заряда конденсатора через малое выходное сопротивление ЭП.

Стандартизатор, выполненный по описанной выше схеме, обеспечивает получение следующих параметров прямоугольных импульсов

тока  $I_0$  обратной связи:

- амплитуда  $I_0 = 30 \text{ mA}$

- длительность  $\tau_0 = 160 \text{ мксек}$

- нестабильность амплитуды не более 0,003% в сутки.

### 6.5. Генератор опорной частоты.

Назначение генератора опорной частоты ГОЧ состоит в формировании импульсов образцовой частоты  $f_{04}$ , поступающей в формирователь стандартизатора, а также в блок управления измерением для формирования измерительного интервала.

На рис. 6.10 приведена принципиальная схема генератора опорной частоты на основе высокостабильного кварцевого генератора. Задатчиком частоты служит кварц на 10 МГц. Кварцевый генератор представляет собой усилитель с положительной обратной связью по переменному току. Для получения выходной опорной частоты

$f_{04} = 6,25 \text{ кГц}$  на выходе генератора используется делитель частоты на 1600, собранный на двух микросхемах А3+А4 типа К155ИЕ2 и микросхеме А5 типа К155ИЕ7.

Испытания показали, что в диапазоне температур от  $+5^\circ\text{C}$  до  $+50^\circ\text{C}$  температурный коэффициент частоты не превосходит  $6 \cdot 10^{-5} \text{ \%/град.}$  Уход частоты при изменении напряжения питания генератора на  $\pm 15\%$  обнаружить не удалось.

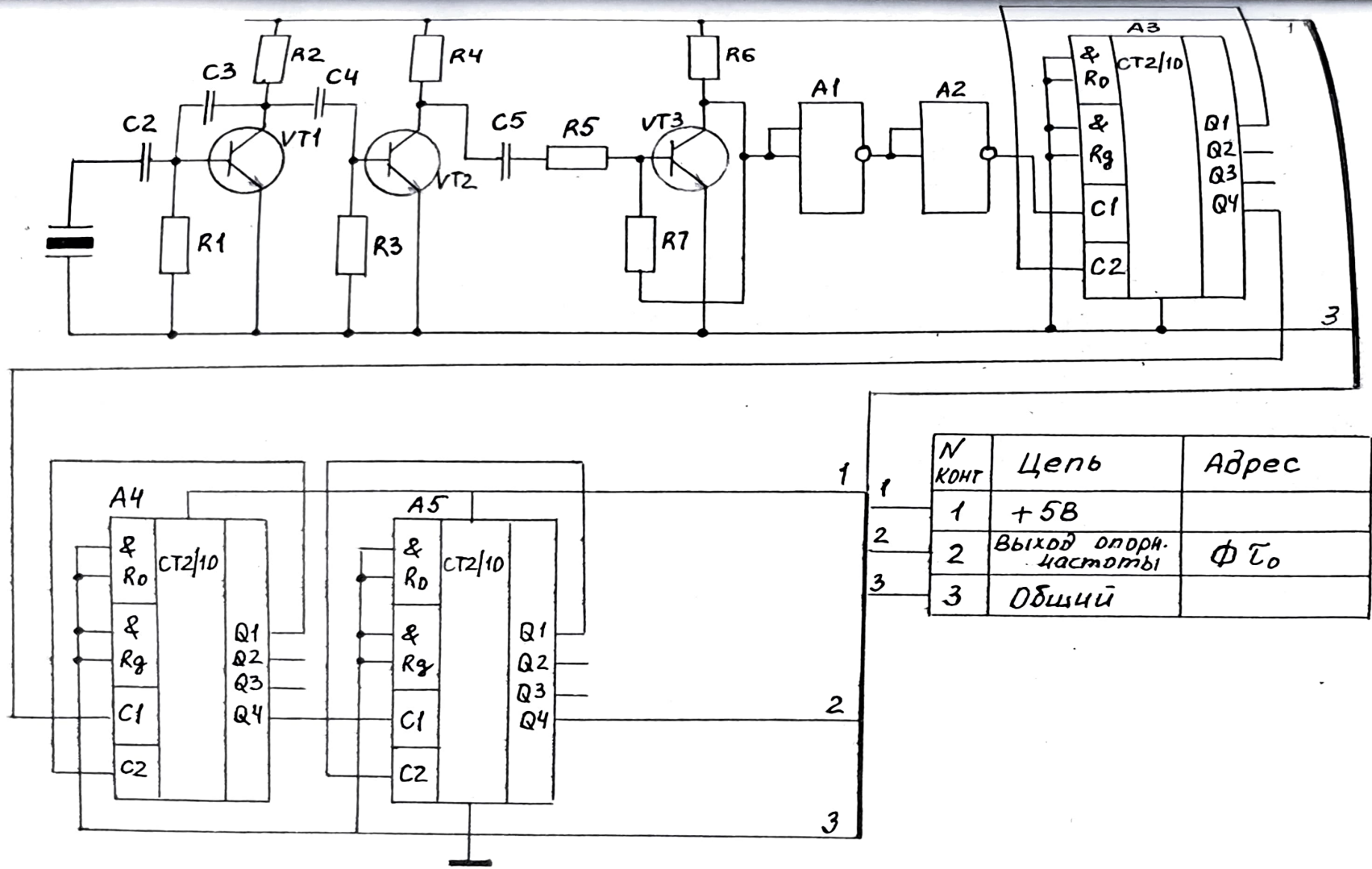


Рис. 6.10 Схема опорного генератора.

N КОИТ	Цепь	Адрес
1	+5В	
2	Выход опорной частоты	$\Phi T_0$
3	Общий	

## 7. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ КВАДРАТИРУЮЩЕГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

При анализе погрешностей необходимо учитывать, что измерительный преобразователь является квадратирующим, т.е. в идеале его функция преобразования описывается формулой (см. раздел 5)

$$f_0 - f = K I_x^2 \quad (7.1.)$$

При наличии мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности преобразования функция преобразования примет вид

$$f_0 - f = K(1 + \gamma_M) I_x^2 + \delta f$$

где  $\gamma_M$  - относительная мультипликативная погрешность;  
 $\delta f$  - абсолютная аддитивная погрешность.

Мультипликативную составляющую погрешности преобразования будем оценивать величиной относительной мультипликативной погрешности  $\gamma_M$ , а аддитивную составляющую - приведенной аддитивной погрешностью

$$\gamma_a = \frac{\delta f}{(f_0 - f)_{\max}}$$

Рассмотрим подробнее каждую из составляющих погрешности.

Основными составляющими мультипликативной погрешности являются:

- погрешность, вызванная неквадратичностью функции преобразования терморезонансного преобразователя  $\gamma_H$ ;
- погрешность, вызванная нестабильностью коэффициента передачи стандартизатора уравнивающих импульсов  $\gamma_{cm}$ ;
- погрешность, вызванная нестабильностями сопротивлений нагревателей терморезонансного преобразователя  $VI$  (см. рис. 6.1),  $\gamma_R$ .

Величина первой составляющей мультипликативной погрешности преобразования, как показано в разделе 3, определяется неквадратичностью функции преобразования терморезонансного преобразователя ВІ и величиной петлевого усиления квадратирующего преобразователя. Неквадратичность функции преобразования ТПР на основе кварцевого резонатора  $\gamma$  среза может достигать 3,6% (см. раздел 4), что подтверждается экспериментальными данными, приведенными в разделе 9, согласно которым опытные образцы ТПР имеют неквадратичность функции преобразования не превышающую  $\pm 2\%$ .

Величина петлевого усиления выбирается из соображений устойчивости квадратирующего преобразователя и имеет значение порядка 100. Тогда погрешность преобразования вызванная неквадратичностью функции преобразования ТПР равна

$$\gamma_H = \frac{(1 \pm 2)\%}{100} = (0,01 \pm 0,02)\%$$

Рассмотрим вторую составляющую мультипликативной погрешности.

Изменение коэффициента передачи стандартизатора уравнивающих импульсов может быть вызвано изменениями амплитуды уравнивающих импульсов цепи обратной связи  $I_0$ , их длительности  $\tau_0$  и длительности их фронтов.

Экспериментальные исследования стандартизатора проведенные в ДНИ [41] показали, что изменения его коэффициента передачи не превышает 0,005%, что вызывает такое же значение погрешности преобразования,  $\gamma$  ст.

Величина третьей составляющей мультипликативной погрешности определяется отношением изменений сопротивлений нагревателей терморезонансного преобразователя. Эта составляющая влияет в основном на долговременную стабильность коэффициента преобразования квадратирующего преобразователя и может быть ликвидирована при его периодической калибровке.

Из-за недостаточной стабильности сопротивлений нагревателей экспериментальных образцов ТНР, период калибровки, необходимый для получения величины  $\gamma_R$  меньшей 0,01%, должен быть порядка 30 мин.

Таким образом, относительная мультипликативная погрешность преобразования квадратирующего преобразователя может быть оценена величиной.

$$\gamma_N = 1,1 \sqrt{\gamma_N^2 + \gamma_{CT}^2 + \gamma_R^2} = 0,02\%$$

Основными составляющими аддитивной погрешности являются

- погрешность, вызванная температурным, временным и режимным дрейфом выходных частот автогенераторов  $\gamma_{др}$ ;

- погрешность, вызванная нестабильностью выходного напряжения источника опорного напряжения ИОН,  $\gamma_{ион}$ .

Т.к. квадратирующий преобразователь работает в два такта с последующим вычитанием частоты  $f$  из  $f_0$  (см. формулу 7.1) то, очевидно, при этом осуществляется автоматическая коррекция аддитивной погрешности. Поэтому при анализе аддитивной погрешности преобразования, следует учитывать лишь нестабильности выходных частот автогенераторов опорного напряжения ИОНа за время измерения. Кратковременная нестабильность выходных частот автогенераторов, как показывают

экспериментальные исследования, не превышает 1 Гц, что на фоне полезной девиации частоты в 100 кГц дает значение приведенной аддитивной погрешности порядка 0,001%.

Такой же порядок имеет и составляющая аддитивной погрешности, вызванная кратковременным дрейфом опорного напряжения.

Таким образом, благодаря высокой стабильности ТНР и автоматической аддитивной коррекции основную роль среди погрешностей преобразования квадратирующего преобразователя играет мультипликативная составляющая, величина которой имеет порядок 0,02%.



## 8. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ НА БАЗЕ КВАДРАТИРУЮЩИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Теоретические и экспериментальные исследования измерительно-преобразователя на ТПР, работающих в изотермическом режиме, выявили возможность построения на их основе цифровых вольтметров среднеквадратического значения переменного тока в широком диапазоне частот с искаженной формой кривой.

Как показано в разделе 5.1, основное уравнение преобразования квадратирующего измерительного преобразователя аппроксимируется с высокой точностью квадратичной параболой вида (5.2):

$$f = f_0 - K I_x^2$$

где  $K$  - чувствительность квадратирующего измерительного преобразователя,

$f$  - выходная частота квадратирующего измерительного преобразователя ИП,

$f_0$  - значение  $f$  при  $I_x = 0$ ,

$I_x$  - среднеквадратирующее значение входного тока.

На основе квадратирующего измерительного преобразователя с терморезонансным компаратором может быть реализовано несколько функциональных схем цифровых вольтметров.

Основная функциональная схема цифрового вольтметра представлена на рис. 8.1.

Вольтметр содержит следующие узлы:

$S_1$  и  $S_2$  - переключатели;

ПНТ - входной преобразователь напряжения в ток;

ИП - измерительный квадратирующий преобразователь среднеквадратического значения;

$K$  - ключ;

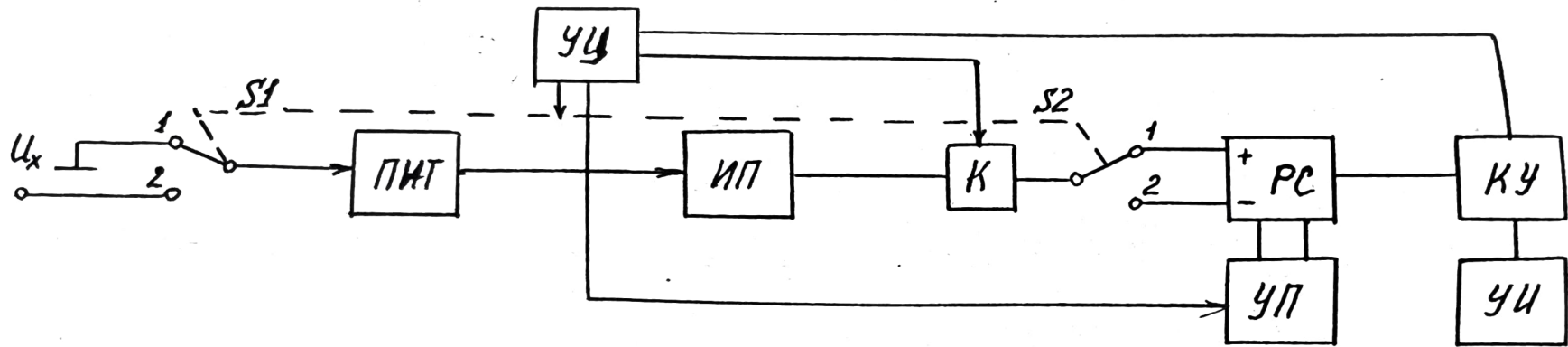


Рис. 8.1 Функциональная схема трехтактного вольтметра.

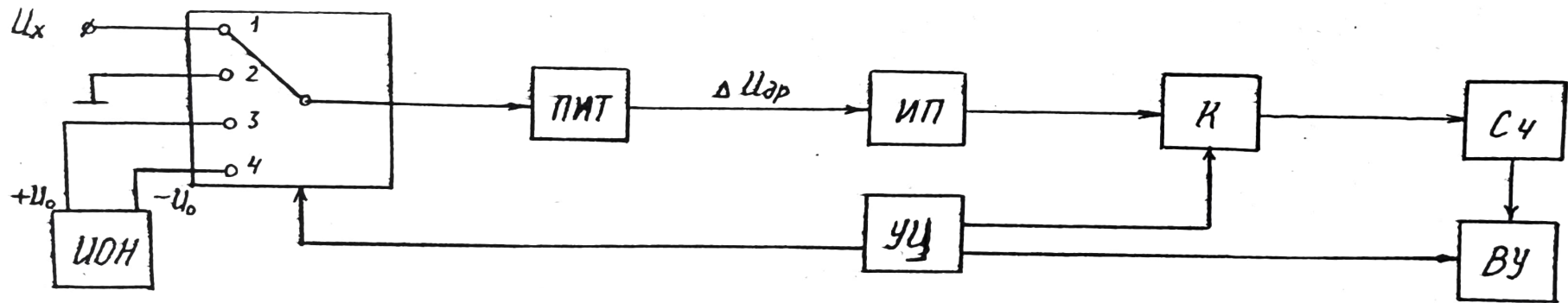


Рис. 8.2 Вольтметр среднего квадратического значения с пятитактным режимом работы.

РС - реверсивный счетчик;

КУ - корнеизвлекающее устройство;

УИ - устройство индикации;

УУ - устройство управления.

УП - устройство *наименование*

Операция измерения по этой схеме происходит в два такта,

которым соответствуют два положения переключателей  $S_1$  и  $S_2$ .

В первом такте вход вольтметра подключается к земле и на вход реверсивного счетчика РС поступает число импульсов  $N_0$  равное

$$N_0 = f_0 t_0$$

где  $t_0$  - образцовый интервал времени.

Во втором такте на вход вольтметра подается измеряемое напря-

жение  $U_x$ , выходная частота ИП изменяется и становится равной

$f_x = f_0 - K_1 U_x^2$ . При этом количество импульсов, поступив-

ших на реверсивный вход счетчика РС за то же время  $t_0$  будет

равно:

$$N_x = f_x t_0 = (f_0 - K_1 U_x^2) t_0$$

В результате после второго такта в счетчике окажется записанным число  $N_{сч}$ .

$$N_{сч} = N_0 - N_x = (f_0 - f_0 + K_1 U_x^2) t_0 = K_1 t_0 U_x^2$$

Таким образом, двухтактный режим позволяет, во-первых, получить пропорциональность между числом импульсов на выходе реверсивного счетчика РС и квадратом измеряемого среднеквадратического значения входного напряжения, а, во-вторых, устранить аддитивную составляющую погрешности ИП, обусловленную его дрейфом.

Однако, такое построение схемы вольтметра не обеспечивает устранение погрешностей, вызванных дрейфом нуля входного преобра-

зователя напряжения в ток ПНТ и изменением чувствительности измерительного преобразователя. По окончании второго такта осуществляется операция извлечения квадратного корня из числа, записанного в счетчике. В результате на устройство индикации будет подано число

$$N = \sqrt{N_{0x}} = K U_x^2$$

Разновидностью этой структурной схемы может быть схема, в которой исключен первый такт, а реверсивный счетчик перед каждым измерением сбрасывается в число  $N/0$ .

При этом увеличивается быстродействие, но несколько ухудшаются метрологические характеристики вольтметра.

В таком приборе, кроме регулировки чувствительности, необходимо предусмотреть калибровку "нуля".

Оптимальным следует признать режим работы, при котором первый такт повторяется один раз в 5-10 минут, а полученные значения  $N_0$  хранятся в дополнительном устройстве памяти (на рис.8.1 показано пунктиром) и заносятся в реверсивный счетчик РС перед каждым измерением.

Для устранения дрейфа нуля входного преобразователя напряжения в ток ПНТ и нестабильности измерительного преобразователя ИИ цифровой вольтметр может быть выполнен по структурной схеме, представленной на рис.8.2.

Новые узлы, входящие в структурную схему этого цифрового вольтметра:

Сч - счетчик;

ИОН - источник разнополярного опорного напряжения постоянного тока  $+U_0, -U_0$ ;

ВУ - вычислительное устройство.

Работа вольтметра осуществляется в пять тактов, из которых четыре такта - измерительные, а пятый такт - процесс математичес-

кой обработки результатов измерения. Этот такт реализуется с помощью вычислительного устройства ВУ.

Алгоритм работы вольтметра следующий.

В первом такте при подключении на вход измеряемого напряжения  $U_x$  в счетчике Сч за образцовое время  $t_0$  окажется записанным число импульсов:

$$N_x = f_0 t_0 - K(U_x + \Delta U_{гр})^2 t_0$$

Во втором такте ко входу подключается потенциал земли и в счетчике Сч за то же время зафиксировается число импульсов:

$$N_0 = f_0 t_0 - K \Delta U_{гр}^2 t_0$$

В третьем и четвертом тактах на вход поочередно подаются разнополярные напряжения  $+U_0$  и  $-U_0$ ; от формирователя опорного напряжения ФОН, и, в счетчике Сч соответственно окажутся зафиксированы числа импульсов:

$$N_+ = f_0 t_0 - K(U_0 + U_{гр})^2 t_0$$

$$N_- = f_0 t_0 - K(-U_0 + U_{гр})^2 t_0$$

После каждого из четырех тактов происходит запоминание чисел в регистрах памяти вычислительного устройства ВУ, куда числа поступают из счетчика Сч.

В пятом такте происходит обработка результатов измерений с помощью вычислительного устройства в соответствии с заданной ему программой:

$$1. N_1 = N_+ + N_- = 2 [f_0 t_0 - K t_0 (\Delta U_{гр}^2 + U_0^2)]$$

$$2. N_2 = 2N_0 - N_1 = 2K t_0 U_0^2$$

$$3. N_3 = N_0 - N_x = K t_0 U_x^2$$

$$4. N_4 = \frac{N_3}{N_2} = \frac{U_x^2}{2U_0^2}$$

$$5. N_5 = 2N_4 = \frac{U_x^2}{U_0^2} = K_1 U_x^2$$

$$N_6 = \sqrt{N_5} = \frac{U_x}{U_0} = K_2 U_x$$

6. Таким образом, конечный результат № 6 оказывается пропорциональным среднеквадратическому значению измеряемого напряжения  $U_x$  и определяется только его отношением к опорному напряжению  $U_0$ .

Достоинством описанной структурной схемы и предложенного алгоритма является независимость результата измерения от напряжения дрейфа входного преобразователя напряжения в ток ПНТ, нестабильности выходной частоты и чувствительности квадратирующего измерительного преобразователя ИИ.

К недостаткам такого вольтметра следует отнести необходимость применения вычислительного устройства и снижение быстродействия, обусловленного многотактным режимом работы.

При менее точных измерениях, а также, если нестабильность чувствительности и дрейф измерительного преобразователя и входного ПНТ малы, можно производить все измерение и вычисление, используя только первый и пятый такты и имея в регистре памяти значение измерений  $N_0$ ,  $N_+$  и  $N_-$ .

При этом быстродействие прибора значительно возрастет. Для уменьшения времени измерения за счет ликвидации одного измерительного такта и упрощения вычислительных операций в схеме рис. 8.2 можно использовать в качестве опорного напряжения сигнал типа "меандр". Алгоритм работы вольтметра при этом примет вид:

1-й измерительный такт

$$N_x = f_0 t_0 - K (U_x^2 + \Delta U_{гр}^2) t_0$$

2-й измерительный такт (может производиться один раз в  $5 \cdot 10$  мин)

$$N_0 = f_0 t_0 - K \Delta U_{гр}^2 t_0$$

3-й измерительный такт (может производиться один раз в

10-15 мин.)

$$N_{0n} = f_0 t_0 - K (U_{0n}^2 + \Delta U_{gp}^2) t_0$$

где  $U_{0n}$  - среднеквадратическое значение опорного напряжения типа "меандр".

4-й вычислительный такт

$$1. N_1 = N_x - N_0 = K U_x^2 t_0$$

$$2. N_2 = N_{0n} - N_0 = K U_{0n}^2 t_0$$

$$3. N_3 = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_x^2}{U_{0n}^2} = K_1 U_x^2$$

$$4. N_4 = \sqrt{N_3} = \frac{U_x}{U_{0n}} = K_2 U_x$$

Таким образом, последний алгоритм позволяет осуществить аддитивную и мультипликативную коррекцию результата при использовании всего трех измерительных тактов и менее сложных вычислений. Общим недостатком двух последних алгоритмов является необходимость проведения в процессе вычислений операций деления двух полноразрядных чисел, что, при использовании специализированного вычислительного устройства, приводит к существенному его усложнению. Для устранения этого недостатка может быть предложена следующая модификация последнего из описанных алгоритмов работы вольтметра.

1-й измерительный такт

$$N_x = f_0 t_0 - K_{ном} (1 + \gamma) (U_x^2 + \Delta U_{gp}^2) t_0$$

где  $K_{ном}$  - номинальное значение коэффициента преобразования ИЦ,

$\gamma$  - значение относительного отклонения реального коэффициента преобразования ИЦ от  $K_{ном}$ .

## 2-й измерительный такт

$$N_0 = f_0 t_0 - K_{ном} (1 + \gamma) \Delta U_{гр}^2 t_0$$

## 3-й измерительный такт

$$N_{ом} = f_{ом} t_0 - K_{ном} (1 + \gamma) (U_{ом}^2 + \Delta U_{гр}^2) t_0$$

## 4-й вычислительный такт

$$1. N_1 = N_x - N_0 = K_{ном} (1 + \gamma) U_x^2 t_0$$

$$2. N_2 = N_{ом} - N_0 = K_{ном} (1 + \gamma) U_{ом}^2 t_0$$

При поверке прибора производится его калибровка. При этом значение  $U_{ом}$  выбирается равным, к примеру, 1 В, а  $K_{ном}$  регулируется таким образом, чтобы

$$N_{2,ом} = K_{ном} \cdot U_{ом}^2 \cdot t_0 = 1,0000$$

Тогда

$$N_2 = 1,0000 (1 + \gamma)$$

$$3. N_3 = N_2 - 1 = \gamma$$

$$4. N_4 = N_1 \cdot N_3 = K_{ном} \gamma (1 + \gamma) U_x^2 t_0$$

В этом такте может производиться умножение на  $N_3$  не полного разрядного числа  $N_4$ , а лишь его первых 1-3 разрядов, т.к. результат перемножения младших разрядов  $N_1$  на  $N_3$  все равно выйдет за разрядную сетку.

$$5. N_5 = N_1 - N_4 = K_{ном} (1 - \gamma^2) U_x^2 t_0$$

Последнее выражение показывает, что скорректированный результат  $N_5$  имеет погрешность второго порядка малости по сравнению с некорректированным результатом  $N_1$ , что указывает на высокую



эффективность коррекции при работе по этому алгоритму, требующему к тому же сравнительно простого вычислительного устройства.

Таким образом, предложенные функциональные схемы и алгоритмы работы вольтметров на основе квадратирующих измерительных преобразователей позволяют строить как сложные прецизионные вольтметры, так и упрощенные приборы менее высокой точности.

Вольтметры среднеквадратического значения, построенные на базе квадратирующих преобразователей будут иметь кроме погрешностей, обусловленных этим преобразователем еще целый ряд погрешностей.

К ним относятся погрешности входного делителя (порядка 0,05%), преобразователя напряжения - ток (порядка 0,02%), погрешность дискретности при определении выходной частоты квадратирующего преобразователя (порядка 0,01%); погрешность вычисления квадратного корня и погрешность дискретности результата (порядка 0,01%).

Анализ этих составляющих показывает, что открывається возможность построения на основе квадратирующего преобразователя вольтметра среднеквадратического значения с погрешностью не превышающей 0,1%.

## 9. Результаты экспериментальных исследований.

### 9.1. Экспериментальные исследования терморезонансных преобразователей.

Испытаниям подвергались вакуумные и воздушные ТПР в стеклянном корпусе типа Э-2 и воздушные ТПР в металлическом корпусе типа К302.6-1.

Целью исследования являлось определение статических и динамических характеристик различных ТПР.

#### 9.1.1. Спектральные характеристики.

Моночастность кварцевых резонаторов с подогревом исследовалась с помощью установки АК-1. В результате измерений (рис. 9.1, 9.2) установлено, что резонаторы с диаметром электрода возбуждения, равным 1,5 мм, имеют меньшее количество побочных резонансов, чем с диаметром электрода 2,5 мм, но при этом у них характеристика основного резонанса неудовлетворительна. Побочные резонансы резонаторов с электродом возбуждения равным 2,5 мм располагаются на расстоянии 100 кГц и имеют амплитуды в 10 раз слабее основного резонанса; напыление дополнительных нагревательных электродов приводит к уменьшению количества побочных резонансов. Изменение припуска на металлизацию в пределах  $\pm 30\%$  от выбранного значения существенно не влияет на термочувствительность, спектральную характеристику и динамическое эквивалентное сопротивление резонатора.

Таким образом, напыление нагревательных электродов в виде пленки никрома по периферии пьезоэлемента в виде полуколец, электрически изолированных от возбуждающих электродов, не привело к ухудшению резонансных параметров преобразователя, а спектральные характеристики даже несколько улучшились.

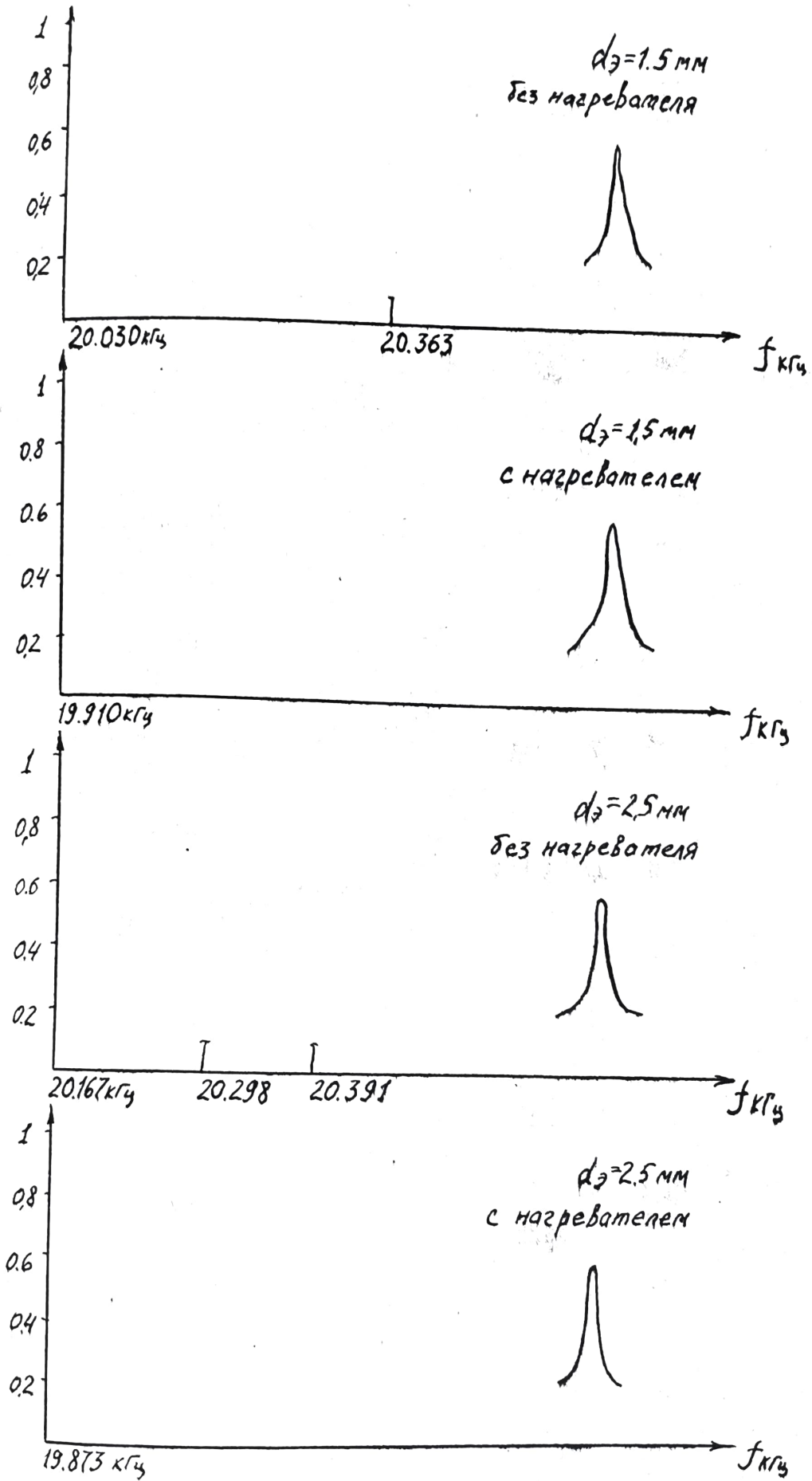


Рис.9.1 Спектральная характеристика ТПР.

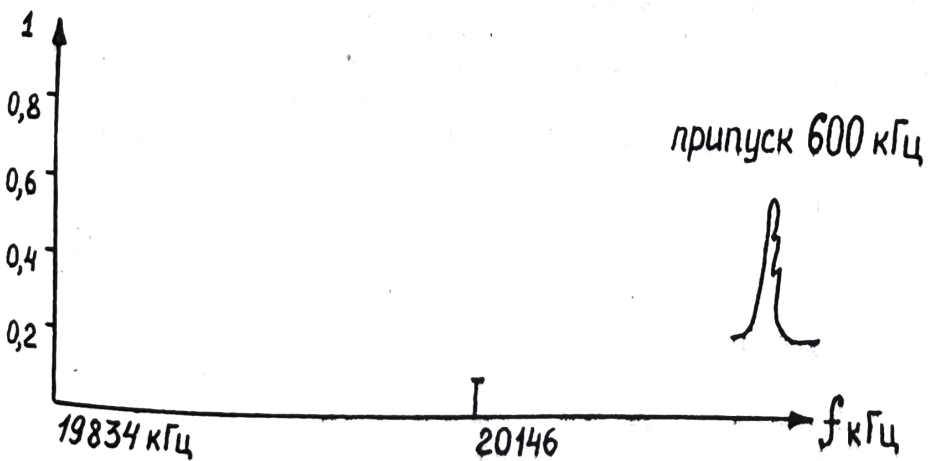
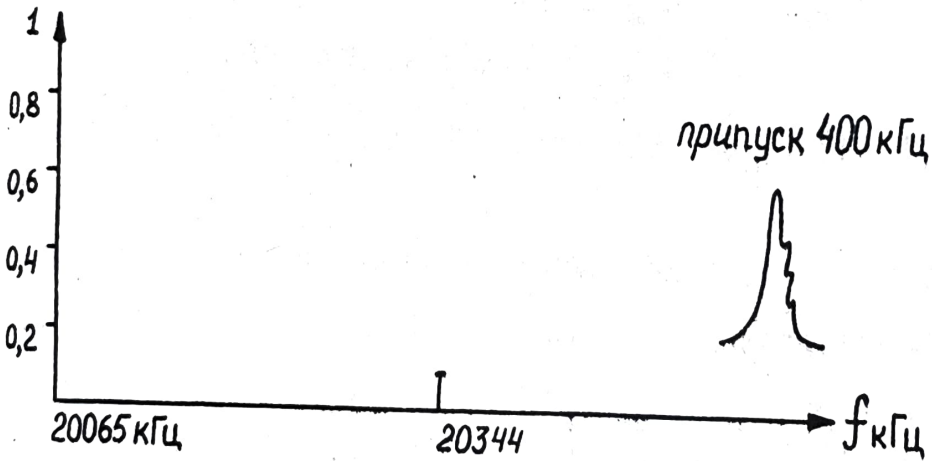
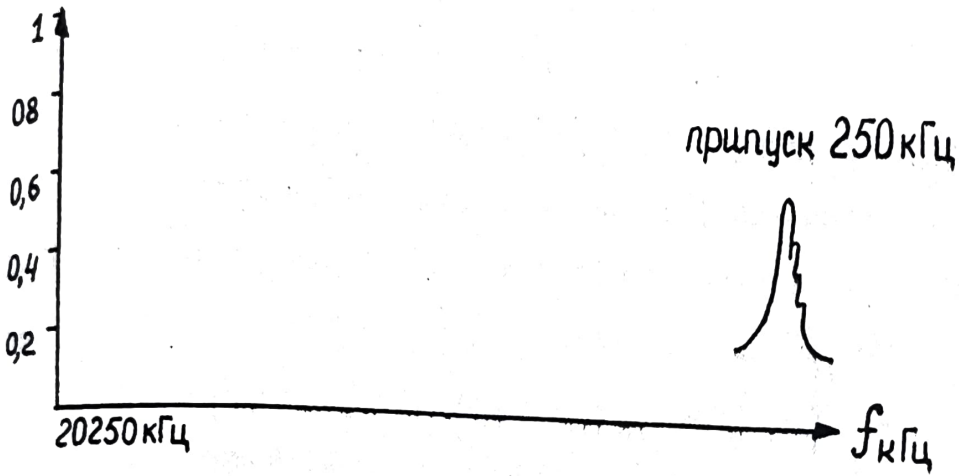


Рис. 9.2. Спектральные характеристики ТПР с нагревателями

### 9.1.2. Временная стабильность.

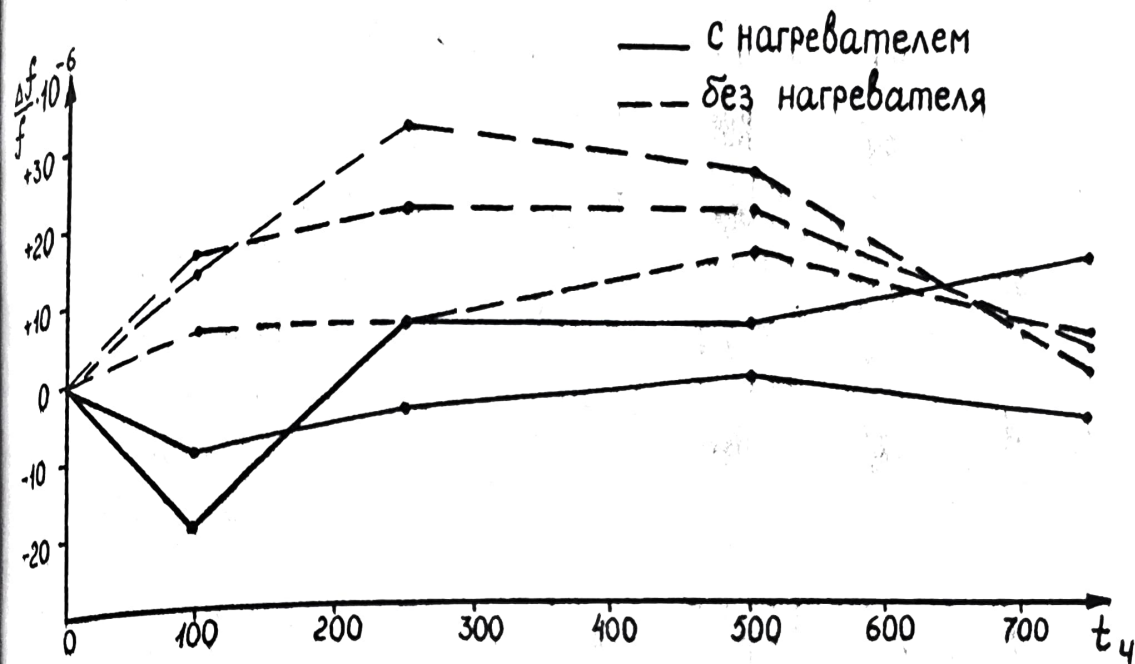
К функциональным характеристикам термочувствительных кварцевых резонаторов относятся параметры, влияющие на эксплуатационные характеристики терморезонансных преобразователей. К ним относятся временная стабильность частоты ТТР.

Временная стабильность частоты термочувствительных резонаторов с нагревательными электродами и без них, как показали испытания в течение 750 ч при  $+50^{\circ}\text{C}$ , практически находится на уровне  $20-30 \cdot 10^{-6}$  при максимальной нестабильности  $40 \cdot 10^{-6}$  (рис.9.3). Измерения проводились в генераторе ТК-3 и термостате ТНР-У. Температура регистрировалась с погрешностью  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ , среднеквадратичная погрешность измерений составляла  $\pm 15 \cdot 10^{-6}$ .

### 9.1.3. Зависимость частоты автогенератора от напряжения питания.

Зависимость выходной частоты автогенератора от изменения напряжения питания исследовалась с целью определения необходимой степени стабилизации этого напряжения и определения минимального значения напряжения питания, необходимого для стабильной работы преобразователя. Изменение напряжения питания производилось путем его регулировки в блоке БЛ БНЗ-27 и измерялось вольтметром Ф30. Результаты испытаний сведены в таблицу 9.1, из которой видно, что минимальным напряжением питания  $U_{\text{пит}}$  при котором наблюдается устойчивая генерация для всех разновидностей преобразователей является напряжение  $U_{\text{пит}} = 5 \text{ В}$ , которое и будет в дальнейшем использовано для питания автогенераторов.

При этом оказалось, что изменение выходной частоты преобразователей при изменении напряжения питания в среднем для всех преобразователей составляет не более  $400 \text{ Гц/В}$ , что определяет требования к стабильности напряжения питания на уровне  $2,5 \text{ мВ}$ , что легко обеспечивается при параметрической стабилизации этого напряжения.



а) вакуумные резонаторы

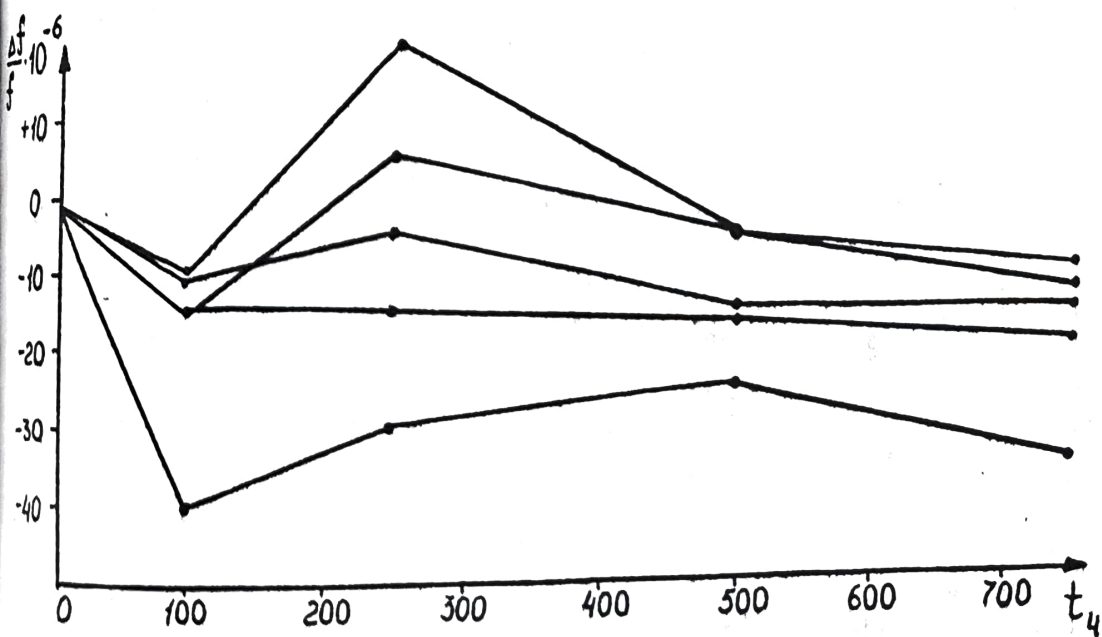
б) герметизированные резонаторы  
с нагревателямиРис. 9.3. Временная стабильность  
частоты ТПР

Таблица 9.1

Зависимость частоты автогенератора от напряжения питания

№ пре-обр.	Напря-жение пита-ния	Выходная частота	№ пре-обр.	Напря-жение пита-ния	Выходная частота	№ пре-обр.	Напря-жение пита-ния	Выходная частота
	В	Гц		В	Гц		В	Гц
1 мГ	10,005	19873680	7 мГ	10,005	19873770	2 мГ	10,000	19926231
	9,000	19873308		9,000	19873001		9,000	19926102
	8,010	19872941		8,015	19872331		8,000	19925978
	7,000	19872597		7,010	19871804		7,005	19925859
	6,000	19872320		6,000	19871318		6,000	19924526
	5,005	19872065		5,000	19870886		5,520	19922743
	4,005	19871336		4,025	19870513		5,005	19486908
	3,000	Срыв.		3,005	19811000		3,000	срыв
6.2	10,005	19946039	6.16	10,000	19934434	7.10	10,000	19862815
	9,000	19945628		9,000	19933420		9,000	19862384
	8,015	19945249		8,000	19932134		8,005	19861945
	7,000	19944842		7,000	19930759		7,000	19861539
	6,005	19944517		6,000	19929342		6,000	19861188
	5,000	19944216		5,000	19927632		5,005	19860904
	4,000	19943974		4,005	19926918		4,000	19860651
	3,070	19943772		3,000	19894975		3,000	срыв
7 м	10,001	19861918	7.2	9,997	19854860	7.1	9,999	19853235
	9,000	19861410		9,001	19854665		9,00	19852724
	8,000	19860949		8,000	19854442		8,005	19852288
	7,006	19860543		7,000	19854221		7,008	19851849
	6,001	19860176		6,012	19853988		6,000	19851438
	5,002	19859845		5,000	19853730		5,004	19851106
	4,001	19859545		4,005	19853329		4,001	19850793
	3,006	19859274		3,000	19852876		3,005	19847433

Продолжение табл.9.1

№ пре-обр.	Напря-жение пита-ния	Выходная частота	№ пре-обр.	Напря-жение пита-ния	Выходная частота	№ пре-обр.	Напря-жение пита-ния	Выходная частота
	В	Гц		В	Гц		В	Гц
I M	10,004	I98560II	II MT	10,019	I9882503	IOMT	10,024	I9884104
	9,000	I985560I		9,090	I9881985		9,000	I9883530
	8,006	I9855189		8,000	I9881420		8,006	I9883010
	7,000	I985483I		7,008	I9881027		7,007	I9882570
	6,000	I9854489		6,006	I988060I		6,000	I9882200
	5,000	I9852760		5,007	I9880410		5,000	I9881880
	4,001	I9850626		4,005	I9880156		4,006	I9881620
	2,994	I9722638		3,066	I9879822		3,008	I9881304
				2,872	I9879500		2,840	I983587I

**Примечания.**

Обозначение ТПР: "м" - в металлическом корпусе

"MT"- в металлическом корпусе и в пассивном термостате.

9.1.4. Влияние внешней нагрузки на частоту автоколебаний.

Поскольку любой кварцевый резонатор включается в измерительную цепь, имеющую различные электрические параметры, то оказалось необходимым определить влияние различных нагрузок внешних электрических цепей на частоту автоколебаний кварцевого резонатора. Влияние внешней нагрузки имитировалось либо подключением различных по величине емкостей к обмоткам нагревателей кварцевого резонатора, либо их закорачиванием и заземлением. Частота автоколебаний кварцевого резонатора при этом измерялась частотомером ЧЗ-34А для



следующих вариантов внешней нагрузки:

- свободные концы нагревателей,
- между выводами каждого нагревателя подключена емкость

$$C_1 = 6,8 \text{ пФ} \text{ и } C_2 = 120 \text{ пФ},$$

- концы обмоток нагревателя закорочены,
- концы обмоток нагревателя закорочены и заземлены,
- концы обмоток нагревателя поочередно и совместно заземлены.

Результаты испытаний показали, что влияние разных видов внешней нагрузки на выходную частоту автогенератора не превышает  $0,01 \pm 0,02\%$ .

9.1.5. Определение величины сопротивления нагревателей и их стабильность во времени. §

Одним из наиболее важных параметров кварцевого резонатора является стабильность сопротивления нагревателя, поскольку от этого зависит постоянство мощности подогрева резонатора, а, следовательно, чувствительность и погрешность измерения. Естественно также, что при изготовлении партии резонаторов и, тем более, при изготовлении терморезонансного преобразователя с двумя нагревателями необходимо иметь минимальный разброс между сопротивлениями верхнего и нижнего нагревателя.

С целью определения стабильности сопротивлений были экспериментально измерены сопротивления нижнего нагревателя  $R_{ни}$  и верхнего нагревателя  $R_{вн}$  до проведения эксперимента, спустя месяц после проведения эксперимента и спустя 6 месяцев. Измерение производилось одним и тем же цифровым омметром Ц34, имеющим предел допускаемой основной погрешности  $\pm 0,05\%$ . Результаты измерения сведены в табл.9.2.

Из таблицы 9.2 видно, что временная нестабильность сопротивления нагревателей ТПР колеблется в диапазоне от сотых процента до единиц процента.

Таблица 9.2

Сопротивления нагревателей и их изменения во времени

№ п/п	№ преобр.	Начальная величина		Величина через I месяц		Величина через 6 месяцев	
		нн	вн.	нн	вн	нн	вн
		Ом	Ом	Ом	Ом	Ом	Ом
<b>Вакуумные преобразователи</b>							
1.	6.1	257,0	187,3	257,1	187,3		
2.	6.2	184,2	267,0	183,9	267,2		
3.	6.3	181,3	143,5	181,3	143,5		
4.	6.8	252,5	187,0	252,6	187,4		
5.	6.9	276,5	237,4	305,8	234,2	309,4	237,1
6.	6.11	138,5	169,9	138,3	обрыв		
7.	6.12	209,7	296,3	209,6	обрыв		
8.	6.14	229,8	214,3	229,9	213,4		
9.	6.15	220,8	250,8	222,2	261,7		
10.	6.16	256,3	168,9	256,3	168,7	256,7	168,7
11.	6.17	237,0	276,8	220,0	276,6		
12.	7.7	49,3	93,7	49,2	91,6	49,1	91,8
13.	7.10	84,5	133,4	86,9	131,4	89,9	146,5
14.	7.13	116,3	61,0	117,0	69,9		
15.	7.15	89,7	140,5	81,2	обрыв		
16.	7.16	67,4	136,4	67,9	118,8	71,1	148,2
17.	7.1	75,1	100,4	75,1	100,6		
18.	7.2	117,5	62,3	117,5	62,3	127,7	67,5
<b>Воздушные преобразователи</b>							
19.	7.3	176,1	81,9	181,4	84,3		
20.	7.5	75,9	113,9	68,9	109,4		

Продолжение табл.9.2

№ п/п	№ преобр.	Начальная величина		Величина через I месяц		Величина через 6 месяцев	
		нн	вн	нн	вн	нн	вн
		Ом	Ом	Ом	Ом	Ом	Ом
		Металлические преобразователи					
21.	7 М	90,4	137,6	90,4	137,6	90,7	137,4
22.	1 М	87,0	70,0	83,9	68,2		
		Металлические в термостате					
23.	7 МТ	77,0	78,0	73,6	78,0	70,4	78,0
24.	10 МТ	68,0	78,0	62,3	72,3		
25.	11 МТ	94,0	77,0	84,8	72,0		
26.	2 МТ	62,0	95,0	60,8	94,9		
27.	1 МТ	107,0	70,0	102,0	70,4	97,6	70,8

Кроме того, имеет место недопустимый разброс параметров сопротивлений верхнего и нижнего нагревателей. Так у преобразователя № 7.7  $R_{нн} = 49,3$  Ом, а у преобразователя 6.1  $R_{нн} = 257,0$  Ом. Разброс же по номиналам между двумя нагревателями у одного и того же преобразователя тоже велико и достигает 50%. Так, у преобразователя 7.3  $R_{нн} = 176,1$  Ом, а  $R_{вн} = 81,9$  Ом. Такой разброс и нестабильность величины сопротивления во времени объясняется неотработанной технологией нанесения нихромовой пленки и неотработанным монтажом токоотводов. Например, использование пайки при монтаже токоотводов взамен клея К-17 приводит к уменьшению нестабильности сопротивления до  $\pm 0,5\%$  (рис.9.4). Температурная нестабильность сопротивления нагревателей не зависит от материала (пайка или клей), применяемого при монтаже токоотводов и составляет  $0,02 \pm 0,04\%$  на  $1^\circ\text{C}$  (рис.9.5).

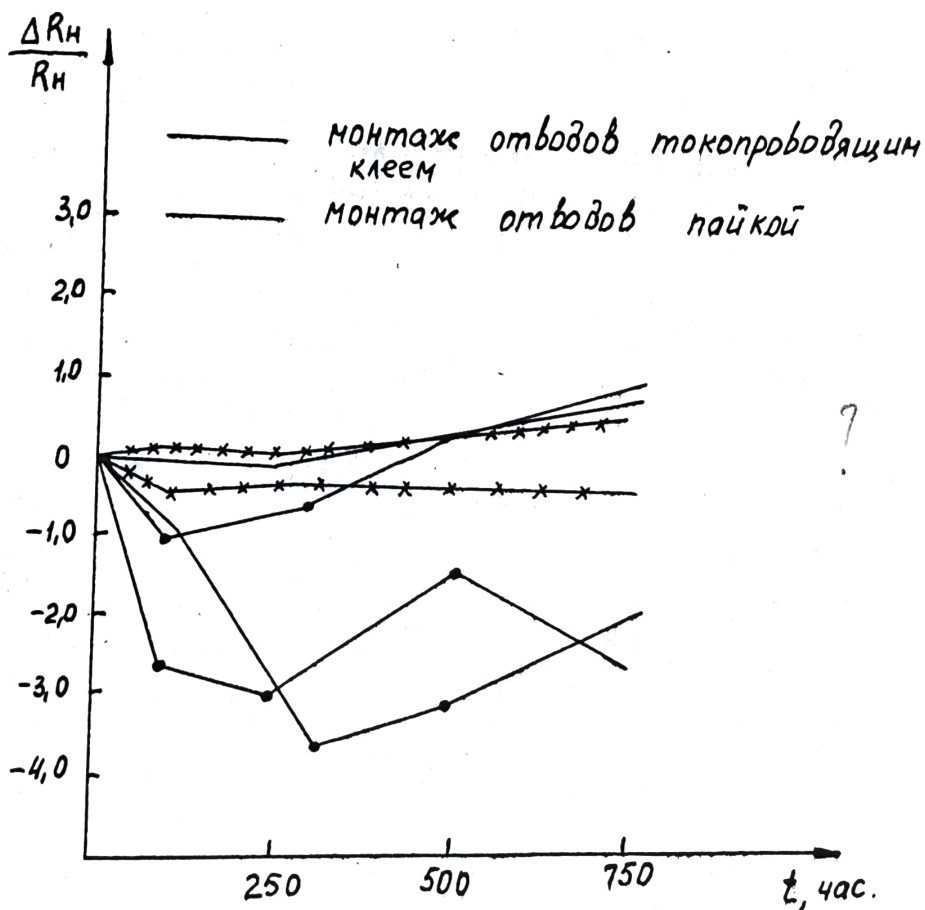


Рис. 9.4 Временная стабильность сопротивлений нагревателей.

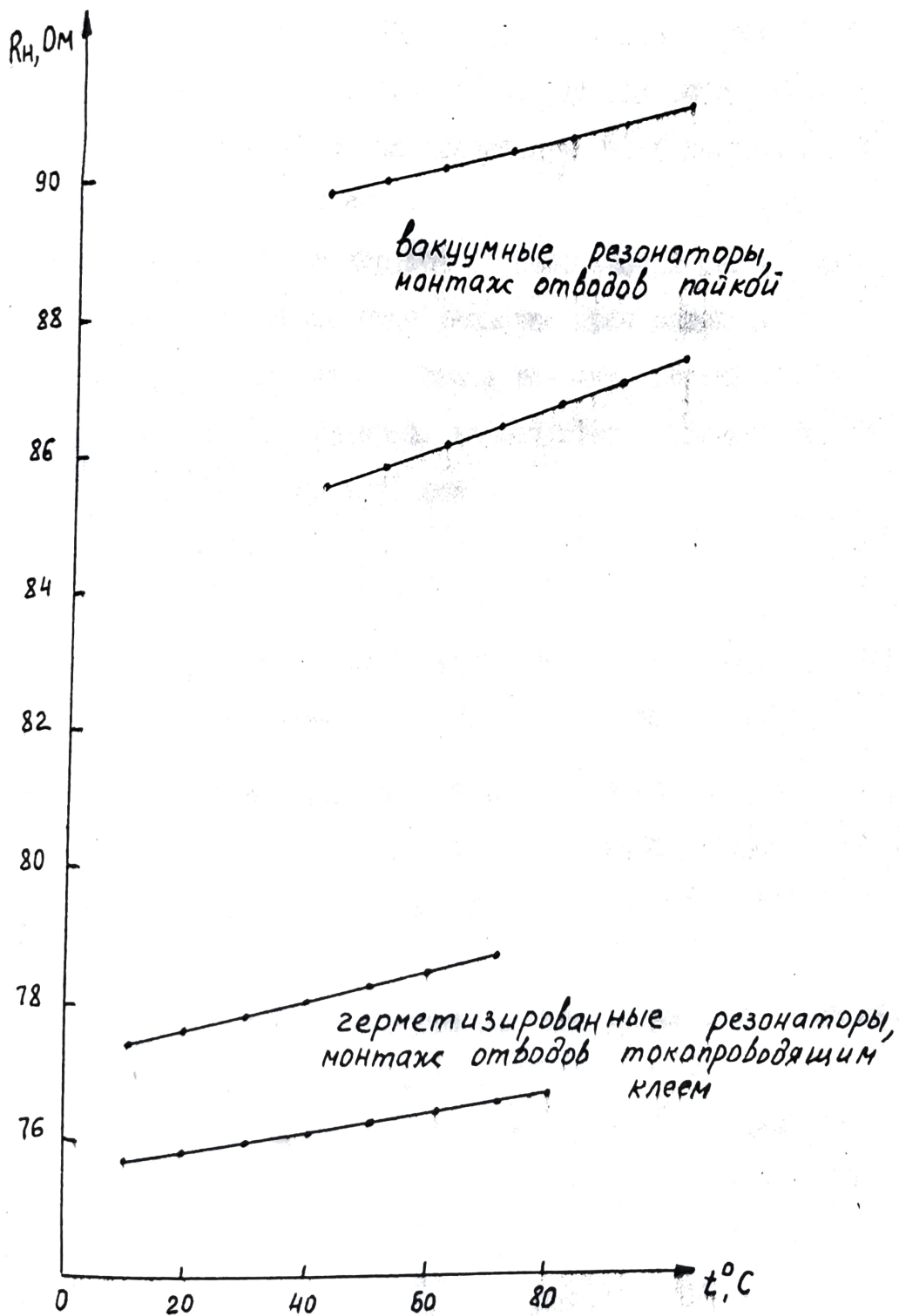


Рис. 9.5 Температурная стабильность сопротивлений нагревателей.

9.1.6. Определение перегрузочной способности.

Номинальная мощность ТПР составляет 100 мВт. При испытании ТПР на перегрузочную способность на нагреватель подавалась мощность подогрева до 500 мВт, т.е. перегрузка составляла 500%. В этом диапазоне изменения входного тока сохраняется линейная зависимость выходной частоты автогенератора от мощности, рассеиваемой на нагревателе, а максимальная девиация частоты достигала 430 кГц (номинальная девиация 100 кГц).

Таким образом, по перегрузочной способности равной 500% ТПР намного превышают все известные тепловые преобразователи.

9.1.7. Определение коэффициента термочувствительности.

По определению коэффициента термочувствительности терморезонансных преобразователей (ТПР) равен

$$S_1 = \frac{\Delta f}{\Delta t^\circ}$$

где  $\Delta f$  - приращение частоты на выходе автогенератора при изменении его температуры на  $\Delta t^\circ$

Для подробного исследования зависимости частоты от температуры ТПР помещались в термостат ТС-80, где температура изменялась через 5°C в диапазоне от 25°C до 60°C с погрешностью стабилизации температуры  $\pm 0,25^\circ\text{C}$ .

На рис.9.6 приведены температурно-частотные характеристики ТПР в диапазоне температур от 25°C до 60°C.

Коэффициент чувствительности составляет  $S_1 = 1800 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$   
для резонансной частоты ТПР  $f = 20 \text{ МГц}$  и  $S_1 = 2200 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$   
для резонансной частоты ТПР  $f = 25 \text{ МГц}$ .

Нелинейность температурной характеристики ТПР в интервале температур  $-45^\circ\text{C} + 55^\circ\text{C}$  лежит в пределах 0,6-1% (рис.9.7). Проведенные испытания показали, что характер температурно-частотных характеристик и коэффициент термочувствительности практически не

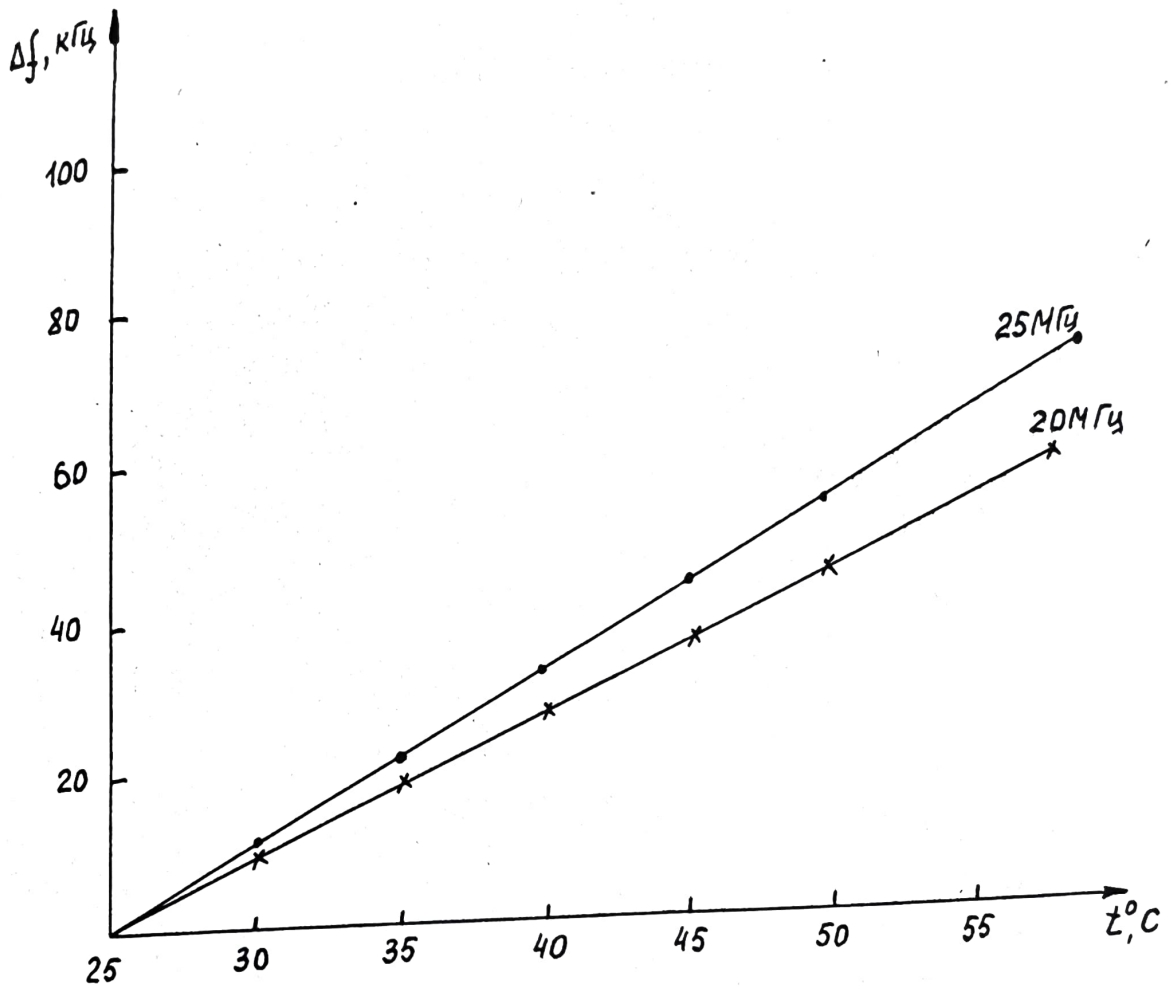


Рис. 9.6 Температурно-частотные характеристики ТПР.

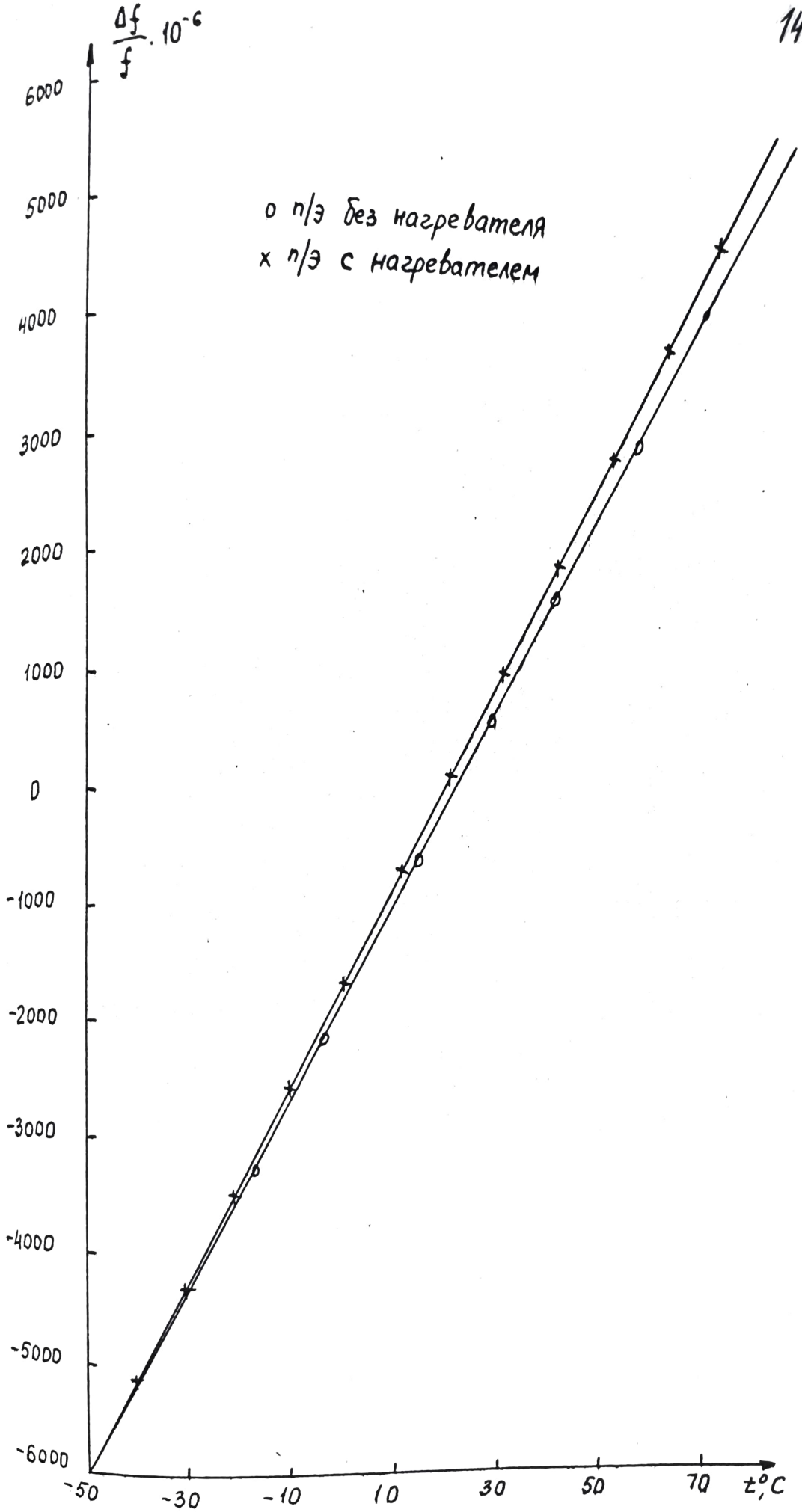


Рис. 9.7 Линейность температурно-частотной характеристики ТПР.



Таблица 9.3

Определение коэффициента термочувствительности терморезо-

нанных преобразователей

№ п/п	№ преобр.	$f_{\text{вых}}$ при 0°C Гц	$f_{\text{вых}}$ при 100°C Гц	Коэффициент термочувствительности $S_1$ Гц/°C
<b>вакуумные преобразователи</b>				
1.	6.1	I9905800	20095119	I903,12
2.	6.2	I9910807	20098401	I875,94
3.	6.3	I9923300	20108149	I848,49
4.	6.8	I9912478	20099733	I872,55
5.	6.9	I9907402	20096897	I894,95
6.	6.11	I9947555	20134430	I868,75
7.	6.12	I9902521	20094676	I851,65
8.	6.14	I9918704	20105797	I870,93
9.	6.15	I9908812	20099231	I904,19
10.	6.17	I9909205	20092656	I834,51
11.	7.7	I9834987	20021520	I866,10
12.	7.10	I9829759	20012380	I826,21
13.	7.13	I9849842	20033886	I870,93
14.	7.15	I9896573	20080990	I844,17
15.	7.16	I9903808	20085217	I814,09
16.	7.2	I9827027	20012061	I850,34
<b>воздушные преобразователи</b>				
17.	7.3	I9851890	20039288	I869,71
18.	7.5	I9848096	20034600	I865,04
<b>металлические</b>				
19.	1М	I9821622	20008558	I869,36
20.	7М	I9830163	20012558	I823,95

Средний коэффициент термочувствительности I861,25 Гц/°C

зависит от формы пьезоэлемента (круглые и квадратные пластины), от наличия нагревательных электродов и от величины припусков на металлизацию.

Для определения разброса коэффициента термочувствительности от образца к образцу были проведены измерения резонансных частот ряда ТПР в двух реперных точках 0°C и 100°C. Результаты измерения приведены в табл.9.3 и дают среднее значение коэффициента термочувствительности 1861,25 Гц/°C с разбросом не более ± 2,5%.

9.1.8. Определение крутизны преобразования по мощности.

Основной характеристикой терморезонансных преобразователей является крутизна преобразования по мощности, характеризующая функциональную связь между мощностью подогрева P и девиацией частоты автоколебаний  $\Delta f$

$$S_p = \frac{\Delta f}{P} \tag{9.1}$$

Расчет крутизны преобразования проводился по формуле

$$S_p = \frac{f_x - f_0}{P_n} \tag{9.2}$$

где  $f_0$  - частота на выходе автогенератора без нагрева  
 $f_x$  - частота на выходе автогенератора при подаче на нагреватель номинальной мощности подогрева  $P_n$

Экспериментальное определение крутизны преобразования ТПР производилось по схеме, изображенной на рис.9.8. Для поддержания стабильности температуры ТПР вместе со схемой автогенератора помещались в термостат ТС-80, поддерживающий температуру 50°C. Результаты измерений приведены на рис.9.9.

Уравнение преобразования ТПР можно представить в виде

$$f_x = f_0 + S_p P_n + S_2 P_n^2 + S_3 P_n^3 \tag{9.3}$$

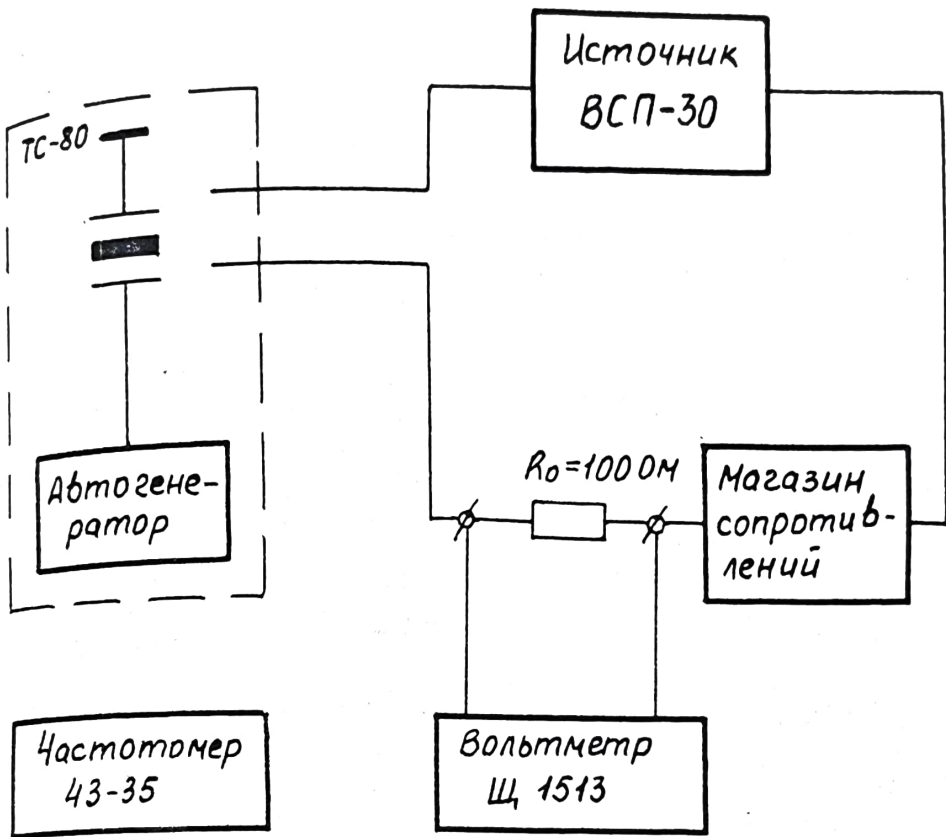


Рис. 9.8 Схема определения крутизны преобразования ТПР.

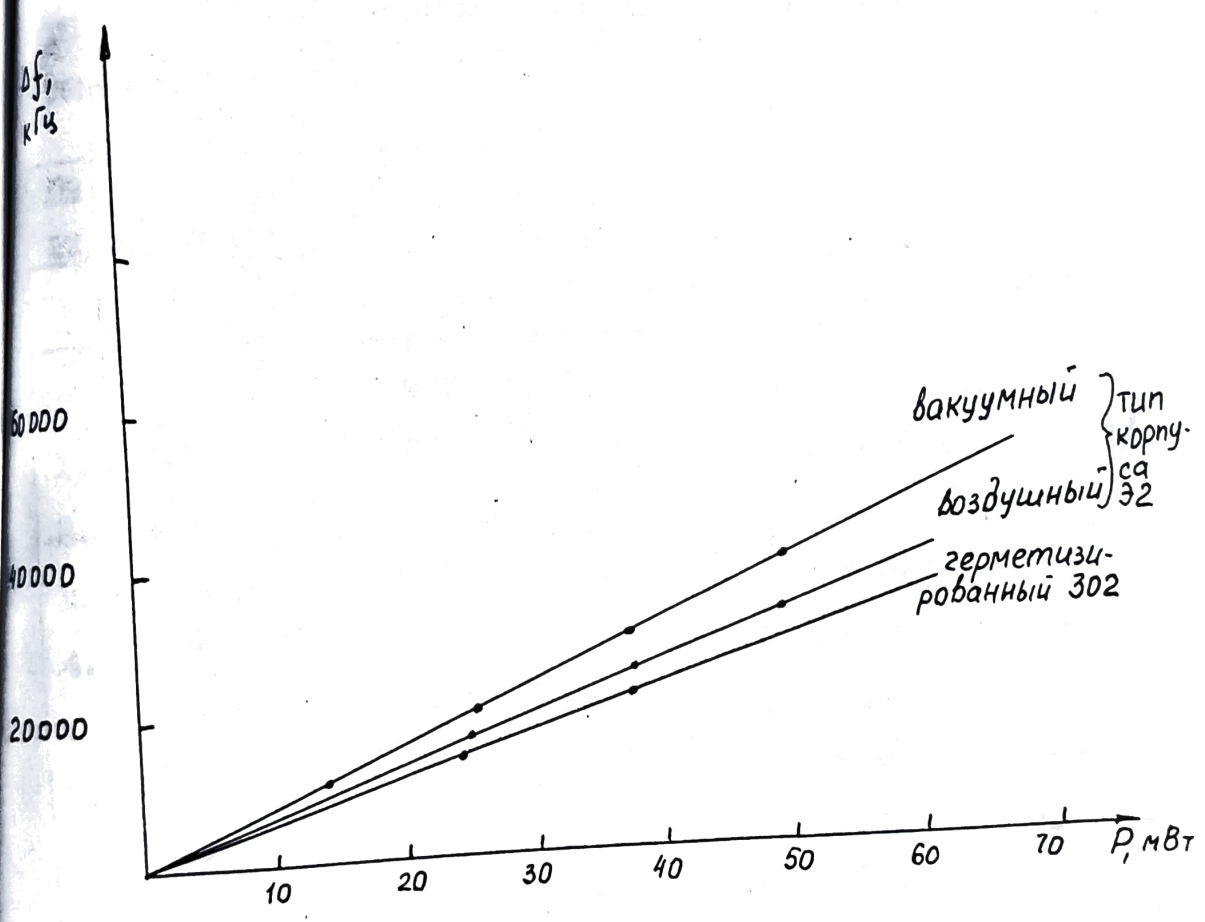


Рис. 9.9 Крутизна преобразования ТПР.

где  $f_0$  - частота ТПР при  $R_n = 0$   
 $S_2, S_3$  - коэффициенты, характеризующие нелинейность преобразования

Вычисленные значения  $f_0, S_p, S_2, S_3$  для разных типов конструкций ТПР приведены в табл.9.4.

Таблица 9.4

Результаты экспериментального определения параметров уравнения преобразования ТПР

№ п/п	№ преобр.	$f_0$ Гц	$S_p$ Гц/МВт	$S_2$ Гц/МВт <sup>2</sup>	$S_3$ Гц/МВт <sup>3</sup>
вакуумные преобразователи					
I.	6.I	19938383	754,37	-1,63	0,0002
2.	6.2	19947083	723,25	0,47	
3.	6.3	19953530	628,68	4,43	-0,0559
4.	6.8	19949695	770,61	-0,78	0,0079
5.	6.9	19935028	792,28	0,22	0,0006
6.	6.II	19976338	779,76	-0,87	0,0104
7.	6.I2	19940919	760,39	-1,28	0,0151
8.	6.I4	19939269	768,84	-0,57	0,0050
9.	6.I5	19938634	714,05	1,22	
10.	6.I6	19924754	796,93	-1,81	0,0256
11.	6.I7	19855474	734,76	-0,08	
12.	7.I	19855612	649,22	-0,56	0,0136
13.	7.2	19872253	673,60	-1,21	0,0294
14.	7,7	19861634	713,91	-0,12	0,0034
15.	7.I0	19878475	729,03	1,62	0,0274
16.	7.I3	19923436	629,31	-	-
17.	7.I5	19923683	718,05	-	-
18.	7.I6	19943388	691,52	0,28	0,0047

Продолжение табл.9.4

№ пп	№ преобр.	$f_0$	$S_p$	$S_2$	$S_3$
		Гц	Гц/МВт	Гц/МВт <sup>2</sup>	Гц/МВт <sup>3</sup>
воздушные преобразователи					
19.	7.3	19884940	628,03	-0,032	-0,0219
20.	7.5	19872204	599,93	-0,648	0,0084
металлические преобразователи					
21.	1М	19855920	649,93	-1,537	0,0274
22.	7М	19860199	550,40	-1,262	0,0272
металлические в термостате					
23.	1МТ	19872003	500,73	-0,154	0,0112
24.	7МТ	19872926	534,74	-0,354	0,0273
25.	10МТ	19883918	622,09	0,528	0,1506
26.	11МТ	19879544	596,74	0,613	-0,0116
27.	2МТ	19925969	489,28	0,076	0,0003

Средняя крутизна преобразования по мощности

вакуумные  $S_p = 723,81$  Гц/МВт

воздушные  $S_p = 613,98$  Гц/МВт

металлические  $S_p = 600,17$  Гц/МВт

метал.в терм.  $S_p = 548,72$  Гц/МВт

Анализируя результаты, можно сделать вывод, что ТПР имеет

линейную зависимость частоты автоколебаний от мощности подогрева.

При номинальной мощности подогрева нелинейность не превышает 1+2%

#### 9.1.9. Динамические характеристики.

Для определения динамических характеристик терморезонансных преобразователей ТПР используется схема, представленная на рис.9.10.

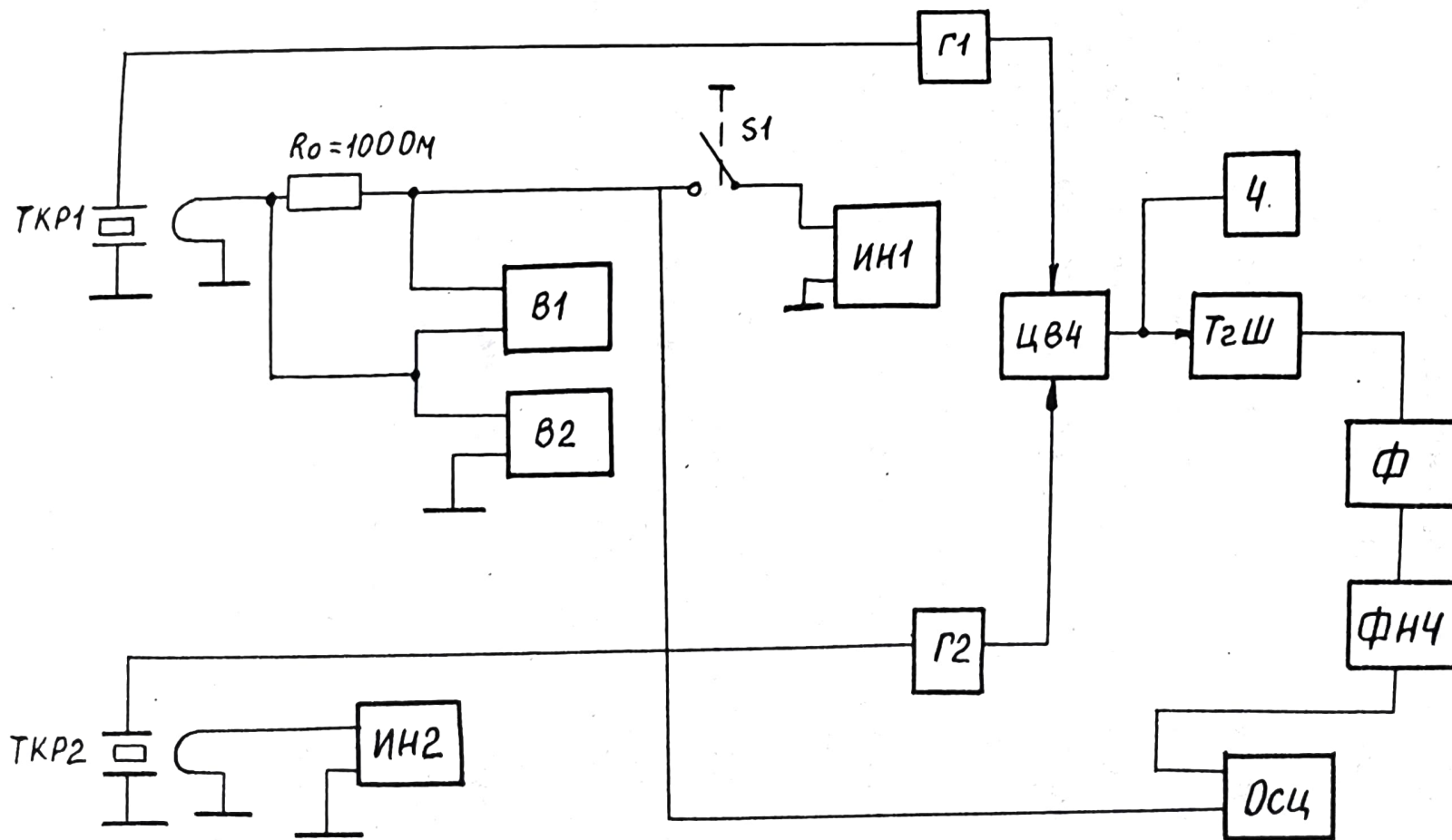


Рис. 9.10 Схема определения динамических характеристик ТПР.

На выходе ЦВЧ получают синусоидальное напряжение разностной частоты, которое с помощью триггера Шмитта ТШ, формирователя импульсов фиксированной длительности  $\Phi$  и фильтра низких частот ФНЧ подается на осциллограф с запоминанием, включаемый синхронно с подключением источника напряжения ИИ к рабочему ТПР. В результате на экране осциллографа фиксируется переходная функция ТПР в определенном масштабе.

Анализ переходной функции ТПР показал, что динамические свойства ТПР хорошо аппроксимируются эквивалентным инерционным апериодическим звеном первого порядка, характеризуемым одной постоянной времени. При этом было установлено, что герметизированные ТПР в металлическом корпусе типа К 302.6-I обладают значительно меньшей тепловой инерцией (постоянная времени около 10 с) по сравнению с ТПР в стеклянном корпусе (постоянная времени около 30 сек). Результаты измерений иллюстрируются рис.9.11.

#### 9.1.10. Определение частотной погрешности.

Схема испытания ТПР изображена на рис.9.12.

Источником переменного тока является калибратор фирмы *Fluke* типа 5200А.

При измерениях в диапазоне частот 30 Гц-100 кГц не было обнаружено частотных погрешностей, превосходящих погрешности калибратора, что позволяет считать, что частотная погрешность ТПР не превосходит 0,02% при частотах 30 Гц-20 кГц и 0,05% при частотах 20 кГц-100 кГц.

### ВЫВОДЫ

I. В результате экспериментальных исследований установлено, что наиболее перспективной конструкцией с точки зрения идентичности температурных режимов двух терморезонансных преобразователей,



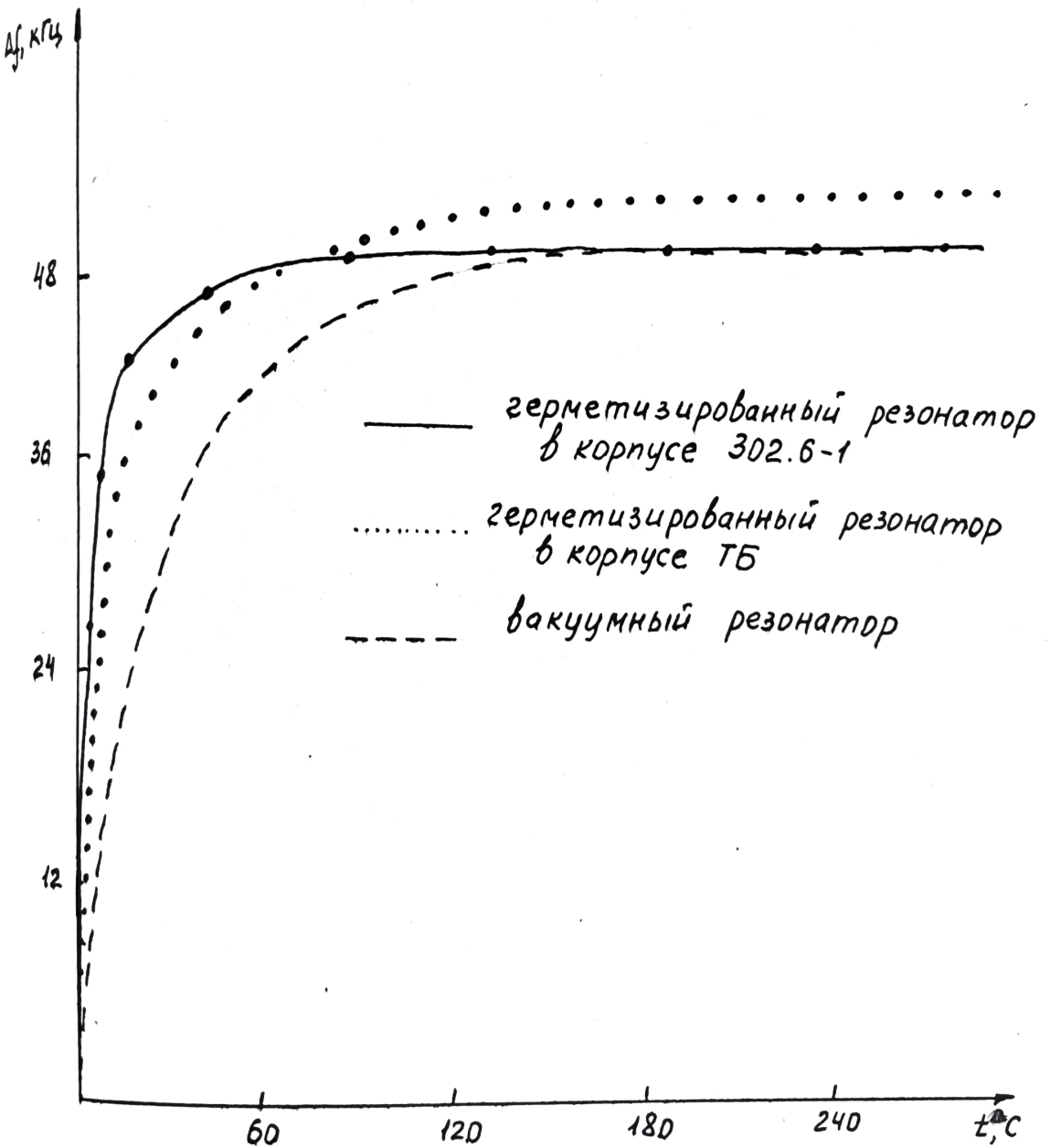


Рис. 9.11 Динамические характеристики ТПР.

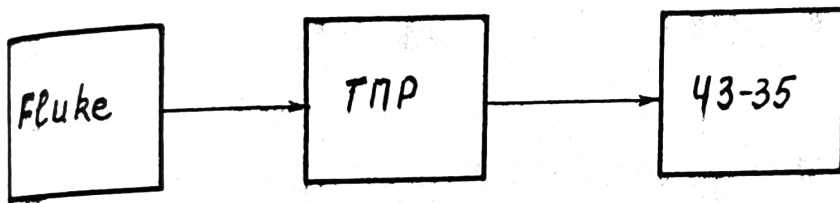


Рис. 9.12 Схема определения частотной характеристики ТПР.

расположенных в медном ядре термостата, и наименьшей инерционности является вариант, реализованный в герметизированном металлическом корпусе типа К 302.6-I без откачки.

2. Экспериментальные исследования терморезонансных преобразователей в металлическом корпусе показали, что ТПР имеют следующие характеристики:

- резонансная частота 20 МГц,
- погрешность настройки частоты  $300 \cdot 10^{-6}$ ,
- временная нестабильность не превышает  $30 \cdot 10^{-6}$  за 750 ч работы,
- сопротивления нагревателей лежат в диапазоне значений 70-140 Ом,
- временная нестабильность сопротивлений нагревателей за 6 месяцев при монтаже токоподводов с помощью клея К-17 составляет 1-2%,
- температурная нестабильность сопротивлений нагревателей не превышает 0,04% на  $1^\circ\text{C}$ ,
- коэффициент термочувствительности  $S_f = 1,8 \text{ кГц}/^\circ\text{C}$  при резонансной частоте 20 МГц,
- крутизна преобразования по мощности  $S_p = 0,6 \frac{\text{МГц}}{\text{Вт}}$
- частотная погрешность в диапазоне 30 Гц-20 кГц не превышает  $\pm 0,02\%$ , в диапазоне 20-100 кГц -  $\pm 0,05\%$ ,
- перегрузочная способность составляет 500%,
- постоянная времени 10 с.

3. Результаты экспериментальных исследований показали, что по большинству параметров экспериментальный образец ТПР соответствует требованиям ТЗ.

Однако, по некоторым важным параметрам, требования ТЗ не выполнены. К таким параметрам относятся резонансная частота и

**сопротивления нагревателей:**

- резонансная частота на 25% ниже требуемой по ТЗ, что снижает крутизну преобразования по мощности  $S_p$  по сравнению с теоретически возможной,

- сопротивление нагревателя имеет разброс  $\pm 35\%$  против  $\pm 5\%$ , требуемых по ТЗ, и недопустимо большую временную нестабильность (до 2% за 6 месяцев).

## 9.2. Экспериментальные исследования квадратирующего измерительного преобразователя.

### 9.2.1. Определение основной погрешности на постоянном токе.

Определение основной погрешности квадратирующего преобразователя на постоянном токе производилось по схеме, приведенной на рис.9.13. Постоянный ток от источника через опорный резистор подавался в нагреватель терморезонансного преобразователя В1 (см.рис.6.1.) и контролировался путем измерения напряжения на резисторе  $R_0$  с помощью потенциометра типа Р363-2.

Выходная частота квадратирующего преобразователя и опорная частота  $f_0$  измерялись частотомером типа 43-35 с точностью до 0,1 Гц. Результаты измерений приведены в таблице 9.5.

Там же приведены расчетные значения разностной частоты  $\Delta f_T$ , полученные путем умножения квадрата тока, подаваемого в нагреватель на постоянный коэффициент, вычисленный, в свою очередь, по формуле:

$$K = \frac{1848,6}{600} = 3,0810 \frac{\text{Гц}}{\text{мА}^2} \quad (9.3)$$

Тогда  $\Delta f_T = K \cdot I_H^2$

Абсолютная погрешность  $\delta \Delta f$  вычислена по формуле:

$$\delta \Delta f = \Delta f - \Delta f_T$$

Мультипликативная составляющая основной погрешности на постоянном токе вычислена по формуле

$$J_M = \begin{cases} 0 & \text{при } |\delta \Delta f| < 0,2 \text{ Гц} \\ \text{sign}(\delta \Delta f) \frac{|\delta \Delta f| - 0,2}{\Delta f} \cdot 100\% & \text{иначе} \end{cases}$$

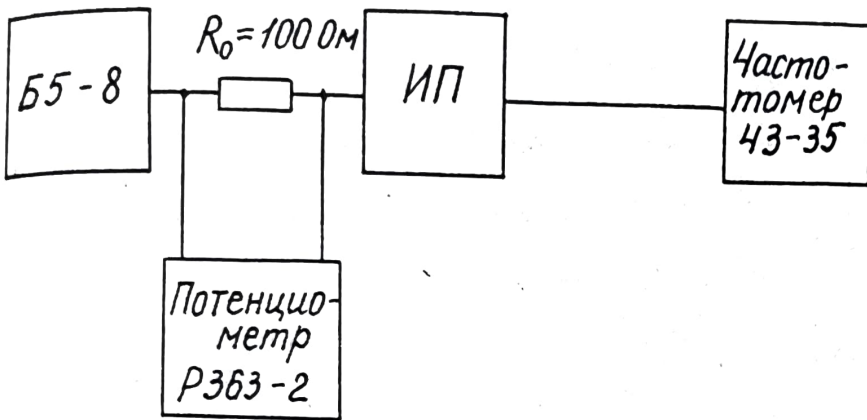


Рис. 9.13 Схема для определения основной погрешности квадратирующего измерительного преобразователя на постоянном токе.

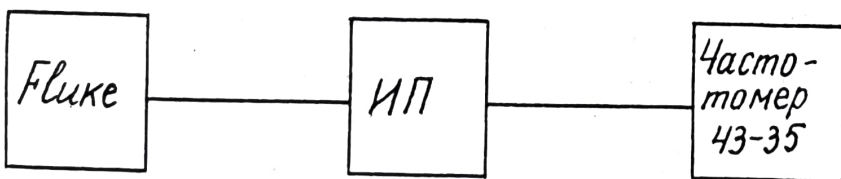


Рис. 9.14 Схема для испытания квадратирующего измерительного преобразователя на постоянном токе.

При анализе результатов эксперимента необходимо учитывать наличие погрешности определения выходной частоты квадратирующего преобразователя с помощью частотомера, которая из-за отсутствия синхронизации начала счета частотомера с выходной частотой преобразователя может достигать величины 0,2 Гц, при каждом измерении частоты. Т.к. производится два измерения частоты с последующим вычислением разности, максимальное абсолютное значение этой погрешности составит  $\pm 0,2$  Гц, что приведет к появлению аддитивной погрешности преобразования, приведенное значение которой равно:

$$\gamma_a = \pm \frac{0,2 \text{ Гц}}{\Delta f_{\text{ном}}} = \frac{0,2}{1848,6} = 0,01\%$$

Максимальное значение мультипликативной составляющей достигается при токе нагревателя равным  $\sqrt{\frac{I_H = 12 \text{ mA}}$  и составляет  $\gamma_M = 0,01\%$ . Таким образом, основная погрешность квадратирующего преобразователя по данным, приведенным в табл. 9.5 может быть оценена по формуле:

$$\gamma = \pm \left[ 0,02 + 0,01 \left( \frac{I_{\text{ном}}^2}{I_H^2} - 1 \right) \right] \%$$

### 9.2.2. Определение частотной погрешности.

Определение частотной погрешности квадратирующего измерительного преобразователя на переменном токе производится по схеме, приведенной на рис.9.14.

В качестве источника образцового напряжения переменного тока был применён калибратор напряжения (фирмы Fluke типа Б200 А.

**Результаты экспериментальных исследований  
квадратирующего измерительного преобразователя  
на постоянном токе**

Таблица 9.5.

$I_H$ мА	$U_H^2$ В	$I_H^2$ мА <sup>2</sup>	$f_x$ Гц	$f_0$ Гц	$\Delta f$ Гц	$\Delta f_T$ Гц	$\delta \Delta f$ Гц	$\gamma$ %
3,00000	0,21274	9	22646	2292,4	27,80	27,73	+0,080	+0,3
5,00000	0,35455	25	2215,3	2292,4	77,10	77,025	+0,075	+0,1
7,07107	0,50141	50	2138,6	2292,5	153,90	154,05	-0,15	-0,1
10,00000	0,70910	100	1984,4	2292,7	308,30	308,10	+0,20	+0,06
12,24744	0,86850	150	1830,4	2292,8	462,40	462,15	+0,25	+0,05
14,14213	1,00205	200	1676,9	2293,3	616,40	616,20	+0,20	0,03
17,32050	1,22826	300	1368,2	2292,6	924,40	924,30	+0,10	0,01
20,00000	1,41834	400	1060,2	2292,8	1232,60	1232,40	+0,20	0,02
22,36067	1,58577	500	752,5	2292,8	1540,30	1540,50	-0,20	0,01
24,49489	1,73711	600	444,3	2292,9	1848,60	1848,60	0	0



Напряжение переменного тока с выхода калибратора подавалось на вход квадратирующего измерительного преобразователя и поддерживалось на одном уровне при всех частотах с помощью образцового термоэлектрического преобразователя ПНТЭ-6 (ЗВ).

Результирующая погрешность установки выходного напряжения составляет  $\pm 0,01\%$  на частотах 20 Гц  $\div$  100 кГц и 0,05% при частотах до 1 МГц, что соответствует вариациям выходной частоты квадратирующего преобразователя на уровне 0,02% на частотах 20 Гц  $\div$  100 кГц и 0,1% на частотах 100 кГц  $\div$  1 МГц.

В результате экспериментов были получены следующие результаты. В диапазоне частот 20 Гц  $\div$  20 кГц частотная погрешность с помощью упомянутой аппаратуры не была обнаружена, а в диапазоне частот 20 кГц  $\div$  100 кГц не превышала 0,05%, т.е. находилась на уровне запаса метрологической надежности использованных образцовых средств.

## 10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В результате проведения НИР разработан и исследован новый тип теплового преобразователя - терморезонансный преобразователь на основе термочувствительного кварцевого резонатора с двумя нагревателями.

2. Проведенные исследования показали перспективность использования терморезонансных преобразователей для создания прецизионного квадратирующего преобразователя среднеквадратического значения напряжения переменного тока в широком частотном диапазоне.

3. Применение такого преобразователя позволяет построить цифровой вольтметр переменного тока среднеквадратического значения с погрешностью  $0,1 \pm 0,2\%$  в диапазоне частот  $20 \text{ Гц} \div 100 \text{ кГц}$ .

4. Результаты проведения НИР показали целесообразность проведения на ее основе опытно-конструкторской работы по созданию цифрового вольтметра среднеквадратического значения переменного тока с параметрами, приведенными в прилагаемом техническом задании на ОКР (см. приложение).

5. Проведению ОКР должна предшествовать работа по созданию базовой конструкции терморезонансных преобразователей с целью усовершенствования существующих и разработки новых технологических процессов их изготовления, а также организация серийного производства терморезонансных преобразователей на одном из предприятий Министерства электронной промышленности.

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Шляндин В.М., Пречестинский К.К., Сафронов В.П., Фокин В.Ф., Шахов Э.К., Шлыков Г.П. Современное состояние и перспективы развития аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей. Тезисы докладов У Всесоюзной научно-технической конференции "Перспективные направления развития электроприборостроения", Л., 1980.
2. Марлов В.В. Пьезорезонансные датчики, М., "Энергия", 1978, стр.248.
3. Кудряшов Э.А. Теоретическое и экспериментальное исследование некоторых возможностей применения пьезоэлектрических кристаллов в измерительной технике. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Л., 1974, ЛПИ, 161 стр.
4. Губарь В.И., Туз Ю.М., Володарский Е.Т. Аналого-цифровые измерительные преобразователи переменного тока. Киев, "Техника", 1979, 191 стр.
5. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы, Киев, 1973, 282 стр.
6. Волгин Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. М., "Советское радио", 1977, 240 стр.
7. Губарь В.И., Снина В.И., Чибриков С.И. Отбор и передача информации, Киев, "Наукова Думка", 1975.
8. Волгин Л.И. Линейные измерительные преобразователи для измерительных приборов и систем. М., "Сов.радио", 1971, 168 стр.
9. Таубе Б.С. Разработка и исследование методов и средств высокой точности для автоматического измерения действующего и среднего значения переменного напряжения. Диссертация на соискание ученой степени к.т.н., Л., ВНИИМ, 1972, 127 стр.
10. Таубе Б.С., Шапиро Е.С. Цифровые приборы для измерения основных электрических величин. Машиностроение, 1975, 83 стр.

II. Peter L. Richman. Thermal RMS converter with feedback to control operating point. *Тема на CUSA*

№ 3, 435, 319 от 25.03.1969.

12. Richman P. A new wideband true RMS/DC Converter. „IEEE Internat. Convert. Rec.“ - 1966,

14, № 10, 2-7.

13. P.L. Richman. RMS voltage measuring apparatus,

Патент США № 3, 521, 164, от 21.06.1970.

14. Инструкция по эксплуатации цифрового вольтметра AC-RMS

Ст-1204.500. Erfurt, DDR, 1976.

15. Бешкарев А.В. Теоретическое и экспериментальное исследование преобразователей действующего значения переменного напряжения повышенной точности. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. М., 1978, МЭИ, 18 стр.

16. Векслер М.С. Измерительные приборы с электростатическими преобразователями. Л., "Энергия", 1974.

17. Смолко Л.В., Фетисов М.М. Цифровой способ измерения действующего значения напряжений произвольной формы. А.с.№ 227447.

18. Мартяши А.И., Шалов Э.К., Шляндин В.М. Преобразователи электрических параметров для системы контроля и измерения, М., "Энергия", 1976.

19. Новицкий П.В., Кнорринг, Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками, Л., "Энергия", 1970, 423 стр.

20. Шляндин В.М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. М., "Высшая школа", 1973, 280 стр.

21. Пояснительная записка по опытно-конструкторской работе "Цифровой мультиметр переменного тока для измерения среднеквадратического значения переменного напряжения, тока, мощности Ф4852", СКБМІ, Львов, 1978, 26 стр.

22. Клисторин И.Ф. Способ компенсационного измерения напряжения переменного тока. Авт.свидетельство СССР № 201535.

23. Исследование методов построения и разработка цифрового вольтметра и измерителя коэффициента гармоник инфранизкого диапазона частот. Заключительный отчет по НИР, тема 04.01.9790.10, ВНИИЭП, Л., 1980.

24. Клисторин И.Ф. Цифровые вольтметры действующих значений. "Автометрия", Новосибирск, 1966.

25. Богут А.С. Преобразователь эффективных и средневыпрямленных значений случайных и периодических сигналов. Аналого-дискретное преобразование сигналов, Рига, 1979, № 4, 3+10 стр.

26. Билинский И.Я., Швецкий Б.И. Метод квазистохастического преобразования средней мощности сигналов. Аналого-дискретное преобразование сигналов. Рига, 1979, № 4, 3+4 стр.

27. Рождественская Т.Б. "Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности", Изд-во "Стандарты", М., 1964, 186 стр.

28. Анатъчук Л.И., Андрусак С.А., Боднарчук В.И., Гореликов Н.И., Лусте О.Я., Цыганюк Ю.С. Применение полупроводниковых анизотропных кристаллов для электрических измерений. Измерительная техника, 1972, № 2.

29. Геллер В.М. "Исследование и расчет подогревных терморезисторов из микропровода в стеклянной изоляции для автоматических измерительных устройств". Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. Киев, 1968.

30. Фюрстенберг А.И. "Лампа накаливания как индикатор равенства токов в двух цепях и применение ее для точных электрических измерений". Доклады АН СССР, 1945, т.48, № 1.

31. Перминов Б.А., Ройтман М.С., Цимбалист Э.И. "Компаратор переменного тока на фотоэлектрических преобразователях", Автометрия, № 5, 1965.

32. Источник калиброванных напряжений переменного тока Ф7090. Пояснительная записка технического проекта. ВНИИЭП, Л., 1980.

33. Ройтман М.С., Цибульский В.Р., Крамник А.И. "О возможности использования стержневых радиоламп для компарирования токов и напряжений". Известия ТПИ, том.194, Томск, 1972.

34. Аранштейн В.Л., Альянова Л.Г., Кузин В.Л., Строкач С.Н., Вольтметр среднеквадратического значения переменного напряжения. Положительное решение о выдаче а.с. от 13.05.80.

35. Кудряшов Э.А., Фетисов М.М. "Терморезонансный преобразователь". А.с. № 279217, опубл.21.8.70.

36. Технический отчет по НИР предприятия ц/я X-5332 "Исследование возможности создания термочувствительного кварцевого резонатора с нагревательным элементом для цифровых приборов переменного тока, Москва, 1980.

37. Снягин А.Г., Ярославский М.И. "Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы", М., "Энергия", 1970.

38. *Tinta F. C., Matistic A. S. and Lagasse B. A.*  
"Proc. AFCS", 24, 1970, 157-167.

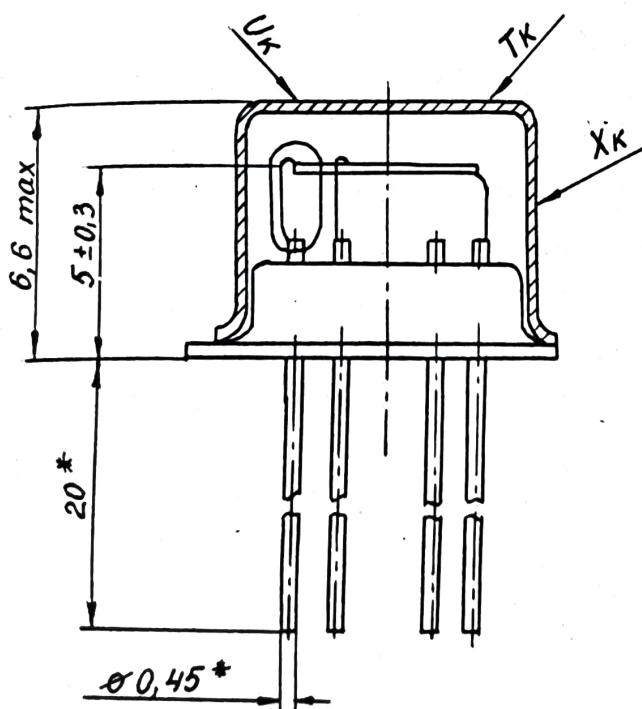
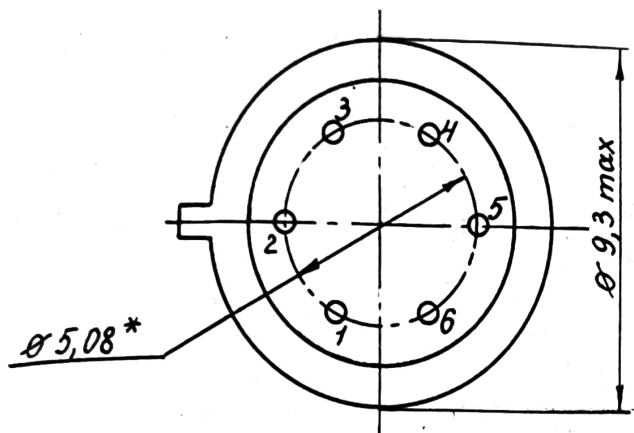
39. Хегнер Ф. "Крупносерийное производство никель-хромовых резисторов с определенным значением температурного коэффициента". Технология тонких пленок для электроники, материалы семинара фирмы "Лейбольд-Хереус", 1978.

40. Альтшулер Г.Б. Кварцевая стабилизация частоты, "Связь", М., 1974, 269 с.

41. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками, "Энергия", 1970, 421 с.

42. Кудряшов Э.А. "Высокоточный формирователь прямоугольных импульсов тока", Труды ЛПИ, № 355, 1976.

Приложение 1



Колпак не показан

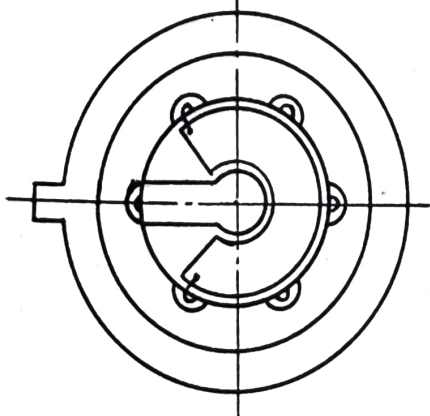
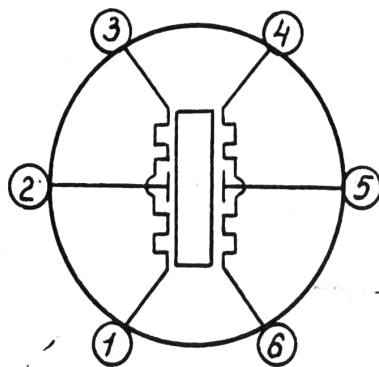
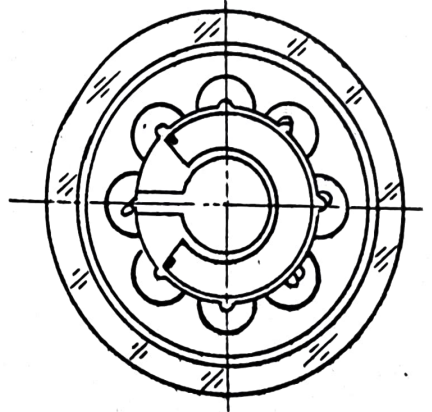
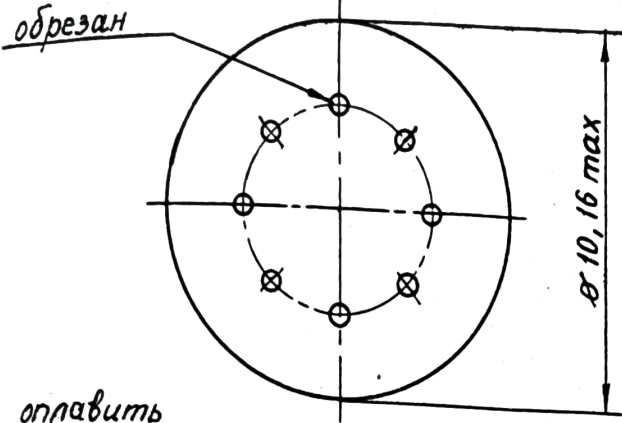


Схема соединения

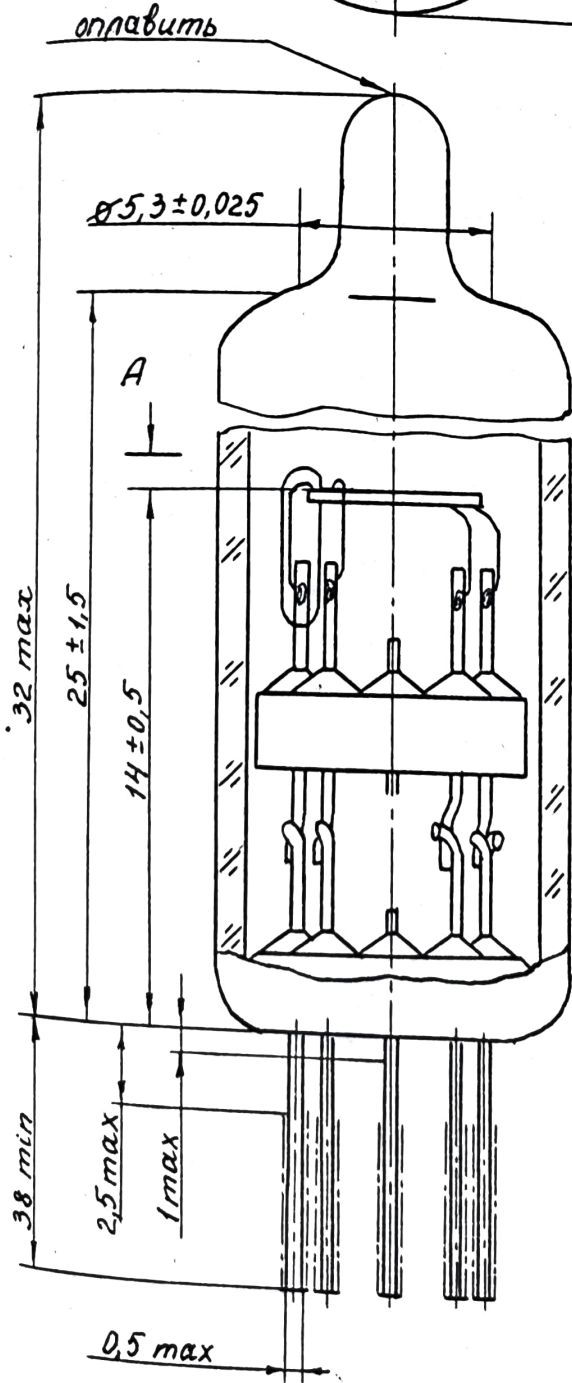


Приложение 2

A - A



A





## Приложение 3

