

**А.И. ФЕСЕНКО,  
И.Н. ИЩУК,  
В.В. ШТЕЙНБРЕХЕР**

**МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ  
ТЕПЛОВОЙ ЗАЩИТЫ И РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ  
АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

**МОСКВА  
«МАШИНОСТРОЕНИЕ»  
2008**

**А.И. ФЕСЕНКО,  
И.Н. ИЩУК,  
В.В. ШТЕЙНБРЕХЕР**

**МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ  
ТЕПЛОВОЙ ЗАЩИТЫ И РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ  
АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

Под общей редакцией доктора технических наук, профессора А.И. Фесенко

Москва  
«Машиностроение»  
2008

УДК 629.78  
ББК Ж.с36  
Ф44

Рецензенты:

Доктор физико-математических наук, профессор Московского государственного университета приборостроения и информатики

**Ю.И. Сазонов**

Доктор технических наук, профессор Тамбовского государственного технического университета

**А.А. Чуриков**

**Фесенко А.И., Ищук И.Н., Штейнбрехер В.В.**

Ф44 Методы и приборы технического диагностирования тепловой защиты и радиопоглощающих покрытий авиационно-космических аппаратов / Под общ. ред. д-ра техн. наук, проф. А.И. Фесенко. – М.: Машиностроение, 2008. – 200 с.  
ISBN 978-5-94275-417-4

Рассмотрены методы и реализующие их устройства для определения тепловых свойств (ТС) теплозащитных материалов для повышения эффективности и надежности авиационно-космических аппаратов. Приведены различные специализированные частотно-импульсные устройства для определения текущих параметров теплового эксперимента, системы комплексного технического диагностирования ТС. Рассмотрена зависимость коэффициента поглощения электромагнитной волны от тепловых свойств диэлектриков.

Для аспирантов, адъюнктов и инженеров-исследователей, занимающихся вопросами технического диагностирования изделий тепловыми методами.

УДК 629.78

ББК Ж.с36

*Издание осуществлено по гранту Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых по проекту МК-02.120.11.758.2007.10.*

ISBN 978-5-94275-417-4

© Фесенко А.И., Ищук И.Н., Штейнбрехер В.В.,  
2008

**Научное издание**

**Фесенко Александр Иванович,  
Ищук Игорь Николаевич,  
Штейнбрехер Валерий Васильевич**

**МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ТЕПЛОВОЙ ЗАЩИТЫ И  
РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

Редактор Т.М. Глинкина  
Корректор О.М. Ярцева  
Инженер по компьютерному макетированию Т.А. Сынкова

Сдано в набор 20.07.2008 г. Подписано в печать 5.09.2008 г.  
Формат 60×84/16. Бумага офсетная. Гарнитура Times New Roman.  
Печать офсетная. Усл. печ. л. 11,62. Уч.-изд. л. 12,0.  
Тираж 400 экз. Заказ 340

ООО «Издательство Машиностроение», 107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Подготовлено к печати и отпечатано в Издательско-полиграфическом центре  
Тамбовского государственного технического университета  
392000, Тамбов, Советская, 106, к. 14

По вопросам приобретения книги обращаться по телефону 8(4752)638108

Развитие техники за последнее столетие привело к соизмеримости человеческих потерь от техногенных катастроф и аварий с потерями от природных катаклизмов, что предъявляет все более высокие требования к надежности эксплуатируемых систем, устройств и технологий. В этой связи создание эффективных средств диагностики и контроля окружающей среды является основным направлением повышения безопасности и надежности функционирования технических систем.

Такие отрасли, как ракетостроение, приборостроение, атомная промышленность, характеризуются эксплуатацией своих изделий в широком интервале температур, а также воздействием на изделия значительных тепловых и механических нагрузок. Анализ нестационарных температурных полей и их воздействия на изделия при подобной эксплуатации, например, в системах внутренней теплоизоляции и внешней теплозащиты космических аппаратов невозможен без знания тепловых свойств (ТС) применяемых материалов. Необходимо отметить, что трагический итог эксплуатации системы «Space Shuttle» показал, что из шести построенных космических аппаратов два потерпели техногенную катастрофу. В частности, одной из основных причин катастрофы космического аппарата «Колумбия» является нарушение теплоизоляционных характеристик наружной тепловой защиты при вхождении аппарата в атмосферу [1]. Вследствие этого задача измерения ТС материалов является актуальной, а ее решение имеет важное практическое значение.

Определение ТС на основе способов с длительным временем проведения тепловых испытаний, а также обработка полученных экспериментальных данных без применения численных методов приводят к значительной диспропорции между синтезируемыми и изучаемыми материалами и практически полностью исключают оперативный контроль ТС при лабораторных или производственных испытаниях материалов. Необходимо также отметить, что в силу субъективных психофизических особенностей оператором не может быть обеспечена высокая объективность измерений при точном и надежном задании тепловых режимов эксперимента и оперативной обработке поступающей из измерительного комплекса информации.

Особо актуальной задачей является разработка неразрушающих косвенных методов измерения ТС материалов с малым временем проведения теплофизического эксперимента, простотой задания краевых условий и небольшим количеством проводимых прямых измерений.

Первыми автоматическими устройствами для определения ТС материалов в процессе теплового эксперимента были устройства аналогового действия, совмещенные с электромеханическими преобразователями. В настоящее время разрабатываются специализированные импульсные автоматические устройства, преимуществом которых является более высокая точность измерения и преобразования исходных сигналов с последующей обработкой информации ЭВМ.

Стремление конструкторов совместить положительные качества аналоговых устройств (простоту выполнения, высокое быстродействие, оперативность процесса подготовки и выполнения операций и т.д.) с импульсными привело к созданию комбинированных вычислительных устройств (КВУ). Подклассом КВУ являются частотно-импульсные вычислительные устройства, в которых входные величины (температура, тепловой поток) представлены в виде частотно-импульсных последовательностей, временных интервалов, кодов и т.д. При этом становится возможным производить обработку входной информации в реальном масштабе времени.

Актуальность и перспективность применения в системах теплофизического контроля частотно-импульсных вычислительных и преобразующих устройств объясняется широким использованием сигналов, модулированных по амплитуде, а по временным признакам – частоте и длительности.

Основными преимуществами частотных преобразователей и вообще использования частотно-импульсной модуляции являются:

1. Применение частотно-вычислительных устройств (ЧВУ) с высокими точностными показателями, метрологические характеристики которых в пределе определяются нестабильностью генераторов опорных частот. Известно, что девиация частоты у молекулярных и кварцевых генераторов составляет  $10^{-9}$  и  $10^{-12}$ .
2. Разработка коммутаторов и каналов связи для амплитудных датчиков с малыми вносимыми погрешностями представляет сложную проблему. Для частотно-импульсных сигналов коммутаторы и каналы связи могут быть выполнены по простейшим схемам без внесения каких-либо погрешностей за счет помех в конечные результаты.
3. Частотно-импульсные вычислительные устройства оперируют с входной информацией не только в виде потока импульсов, но и с кодами, а в случае использования аналого-цифровых преобразователей – с сигналами в виде напряжения и тока. При этом обработка информации ведется в реальном масштабе времени.
4. Суммирующие счетчики импульсов являются идеальными интеграторами для частотно-импульсных сигналов. Время интегрирования не ограничивается.
5. Высокая помехозащищенность частотно-модулированных систем предопределяет разработку и перспективность применения частотных датчиков.

Необходимо отметить, что унифицированные функциональные блоки КВУ, состоящие из стандартных узлов с нормированными характеристиками, позволяют создавать автоматические устройства для определения ТС материалов различной сложности для любых задач и любого назначения. Подобные системы автоматизации тепловых измерений наилучшим образом устраняют противоречие между техническим прогрессом и стандартизацией, так как позволяют совершенствовать отдельные узлы и блоки системы в рамках стандартных данных. В настоящее время в информационно-измерительной технике получили широкое распространение элементарные преобразователи – двоичные умножители и двоичные делители. На базе таких преобразователей могут быть созданы модульные функциональные преобразователи для автоматизации теплофизических измерений, использующие частотные и временные виды модуляции и реализующие практически любые функциональные зависимости.

Следует также учитывать, что «одной из современных тенденций в использовании испытательной техники является стремление сочетать разрушающие и неразрушающие методы контроля» [2] ввиду возможности измерений в процессе разрушающих испытаний дополнительных характеристик, определяющих эксплуатационную надежность изделия.

Работа над монографией распределена следующим образом: А.И. Фесенко, И.Н. Ищук и В.В. Штейнбрехер (гл. 1 совместно); А.И. Фесенко (гл. 2); А.И. Фесенко и И.Н. Ищук (гл. 3 совместно), А.И. Фесенко и В.В. Штейнбрехер (гл. 4 совместно); И.Н. Ищук (гл. 5, 6).

## 1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ МЕТОДАМИ МГНОВЕННОГО И ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКОВ ТЕПЛА

Методы мгновенного и импульсного источников тепла характеризуются малым временем проведения теплофизического эксперимента, простотой задания краевых условий и по праву относятся к экспресс-методам. Определенными недостатками классических методов мгновенного и импульсного источников тепла являются необходимость определения момента времени, соответствующего экстремуму температурной кривой, а также локальные нарушения целостности испытуемых материалов с целью введения датчиков температуры в определенные заранее заданные точки образца. Отсюда вытекает необходимость в разработке новых модифицированных методов мгновенного и импульсного источников тепла, позволяющих исключить определение только момента времени, соответствующего экстремуму температурной кривой, и осуществлять определение ТС без нарушения целостности испытуемых материалов [3].

При проведении теплофизического эксперимента на датчики температуры часто действуют случайные электрические и магнитные поля. В результате этого на полезный выходной сигнал датчика, например ЭДС термопары, накладывается случайная помеха. Измерение абсолютных значений температуры в этом случае может сопровождаться значительными погрешностями.

Известно, что интегрирующие системы обладают сглаживающими свойствами и отличаются высокой помехозащищенностью. Поэтому представляется целесообразной в случае действия на первичный измерительный преобразователь случайных помех разработка способов неразрушающего определения ТС материалов, в которых осуществляется регистрация не абсолютных, а интегральных значений температуры.

### 1.1. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ПОЛЯ В ПОЛУОГРАНИЧЕННЫХ ТЕЛАХ ПРИ ДЕЙСТВИИ ЛИНЕЙНОГО ИСТОЧНИКА ТЕПЛА

Рассмотрим распространение тепла в полубесконечном образце, на поверхности которого расположен линейный нагреватель. Верхняя поверхность полуграниченного тела теплоизолирована. В начальный момент времени линейный источник тепла в течение времени  $\tau^*$  выделяет энергию  $Q$ .

Определим температурное поле в плоскости соприкосновения теплоизолятора и испытуемого образца.

Получим решение следующей аналогичной задачи:

$$\frac{\partial T}{\partial \tau} = a \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + f(x, z, \tau)$$

$$(-\infty < x < \infty, \quad -\infty < z < \infty, \quad 0 < \tau < \infty);$$

$$f(x, z, \tau) = \frac{2aQ}{\lambda\tau^*} F(\tau) \delta(x) \delta(z);$$

$$F(\tau) = \begin{cases} 1 \quad \forall \tau \in [0, \tau^*]; \\ 0 \quad \forall \tau > \tau^*; \end{cases}$$

$$T(x, z, 0) = 0.$$

При  $\tau^* \rightarrow 0$

$$T(x, z, \tau) = \frac{Q}{2\pi\lambda\tau} \exp\left(-\frac{x^2 + z^2}{4a\tau}\right).$$

Отсюда температурное поле в плоскости контакта теплоизолятора и испытуемого тела ( $z = 0$ ) [4]

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\lambda\tau} \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau}\right). \quad (1.1)$$

Для сравнительно больших значений  $\tau^*$  при  $\tau > \tau^*$  температурное поле описывается выражением:

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\lambda} \int_0^{\tau^*} \frac{d\xi}{\tau - \xi} \exp\left(-\frac{x^2}{4a(\tau - \xi)}\right)$$

или в виде ряда

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\lambda\tau^*} \left\{ \ln \frac{\tau}{\tau - \tau^*} + \sum_{K=1}^{\infty} \frac{(-1)^K}{KK!} \left[ \frac{1}{(\tau - \tau^*)^K} - \frac{1}{\tau^K} \right] \left( \frac{x^2}{4a} \right)^K \right\} =$$

$$= \frac{Q}{2\pi\lambda\tau^*} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{(-1)^K}{K!} \left\{ \frac{1}{K!} \left( \frac{x^2}{4a} \right)^K \left[ \frac{1}{(\tau - \tau^*)^K} - \frac{1}{\tau^K} \right] - \left( \frac{\tau^*}{\tau - \tau^*} \right)^K \right\}. \quad (1.2)$$

Рассмотрим вторую физическую модель. Имеются два материала с тепловыми свойствами: теплопроводности  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  и температуропроводности, соответственно,  $a_1$ ,  $a_2$ . Также имеются граничная плоскость: полупространство по одну сторону от нее занято первым материалом, а по другую – вторым и источник тепла в виде прямой линии, лежащей в граничной плоскости. В момент времени  $\tau = 0$  источник импульсно выделяет (равномерно по своей длине) количество тепла  $Q$  (в расчете на единицу длины). Требуется найти температурное поле в граничной плоскости во все последующие моменты времени.

Сформулируем двумерную краевую задачу, как

$$\frac{\partial T}{\partial \tau} = a_1 \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right)$$

$$(z < 0, \quad -\infty < x < \infty, \quad \tau \geq 0);$$

$$\frac{\partial T}{\partial \tau} = a_2 \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \frac{a_2}{\lambda_2} f(x, z, \tau)$$

$$(z > 0, \quad -\infty < x < \infty, \quad \tau \geq 0);$$

$$T(x, +0, \tau) = T(x, -0, \tau);$$

$$T(x, z, 0) = 0.$$

При  $\tau > 0$

$$\lambda_1 \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=0} = \lambda_2 \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=+0};$$

$$T \rightarrow 0 \text{ при } |z| \rightarrow \infty$$

$$f(x, z, \tau) = \frac{Q}{\varepsilon} \delta(x) \delta(\tau) \chi(z[0, \varepsilon]),$$

где  $\delta(\xi)$  – дельта-функция Дирака;  $\chi(z, [0, \varepsilon])$  – характеристическая функция интервала  $[0, \varepsilon]$ , т.е.

$$\chi(z[0, \varepsilon]) = \begin{cases} 1 & \text{при } z \in [0, \varepsilon]; \\ 0 & \text{при } z \notin [0, \varepsilon]. \end{cases}$$

В дальнейшем будет сделан переход к пределу при  $\varepsilon \rightarrow 0$ . Выражение для температурного поля в граничной плоскости имеет вид [3]:

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\tau(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)} \left\{ \lambda_1 \exp\left(-\frac{x^2}{4a_1\tau}\right) - \lambda_2 \exp\left(-\frac{x^2}{4a_2\tau}\right) + \right.$$

$$+ \frac{x}{2\tau} \exp\left(-\frac{x^2}{4D\tau}\right) \left[ \lambda_1 \left( \frac{1}{a_1} - \frac{1}{D} \right) \int_0^x \exp\left(-\left( \frac{1}{a_1} - \frac{1}{D} \right) \frac{\xi^2}{4\tau}\right) d\xi - \right.$$

$$\left. \left. - \lambda_2 \left( \frac{1}{a_2} - \frac{1}{D} \right) \int_0^x \exp\left(-\left( \frac{1}{a_2} - \frac{1}{D} \right) \frac{\xi^2}{4\tau}\right) d\xi \right] \right\},$$

где

$$D = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}; \quad \frac{\lambda_1^2}{a_1} \neq \frac{\lambda_2^2}{a_2}.$$

Если  $\frac{\lambda_1}{\sqrt{a_1}} = \frac{\lambda_2}{\sqrt{a_2}} = E$ , то температурное поле в граничной плоскости можно записать как

$$T(x, \tau) = \frac{QE}{2(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)\sqrt{\pi\tau}} \left[ \frac{1}{\sqrt{\pi\tau}} \left( a_1 \exp\left(-\frac{x^2}{4a_1\tau}\right) - a_2 \exp\left(-\frac{x^2}{4a_2\tau}\right) \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{x}{2\tau} \left( \operatorname{erf} \frac{x}{2\sqrt{a_1\tau}} - \operatorname{erf} \frac{x}{2\sqrt{a_2\tau}} \right) \right].$$

Для случая  $D = 0$  получим:

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{\pi\lambda x^2} \frac{\exp(-x^2/4a_2\tau) - \exp(-x^2/4a_1\tau)}{1/a_1 - 1/a_2}.$$

Пусть  $G(x, \tau)$  – решение краевой задачи для мгновенного импульса при  $Q=1$  (функция Грина). В этом случае решение для импульса тепла длительностью  $\tau^*$  с энергией  $Q$  определяется соотношением  $\tau > \tau^*$ :

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{\tau^*} \int_0^{\tau^*} G(x, \tau - \tau^*) d\tau^*. \quad (1.4)$$

Для конкретных вычислений можно использовать различные аппроксимации интеграла вероятностей  $\text{erf}(x)$ .

## 1.2. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ПОЛЯ В ПОЛУОГРАНИЧЕННЫХ ТЕЛАХ ПРИ ДЕЙСТВИИ ТОЧЕЧНОГО И КРИВОЛИНЕЙНОГО ИСТОЧНИКОВ ТЕПЛА

Сформулируем трехмерную краевую задачу, в которой точечный источник тепла располагается в начале координат. Тогда температурное поле в рассматриваемой системе будет описываться следующими уравнениями [5, 6]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial T}{\partial \tau} &= a_1 \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) \\ (z < 0, -\infty < x < +\infty, -\infty < y < +\infty, \tau \geq 0); \\ \frac{\partial T}{\partial \tau} &= a_2 \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \frac{a_2}{\lambda_2} f(x, y, z, \tau) \\ (z > 0, -\infty < x < +\infty, -\infty < y < +\infty, \tau \geq 0); \\ f(x, y, z, \tau) &= \frac{Q}{\varepsilon} \delta(x) \delta(y) \delta(\tau) \chi(z[0, \varepsilon]); \\ T(x, y, 0+, \tau) &= T(x, y, 0-, \tau); \\ T(x, y, z, 0) &= 0. \end{aligned}$$

При  $\tau > 0$

$$\begin{aligned} \lambda_1 \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=0} &= \lambda_2 \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=+0}; \\ T &\rightarrow 0 \quad \text{при} \quad |z| \rightarrow \infty. \end{aligned}$$

Решение данной задачи имеет вид:

$$\begin{aligned} T(x, y, \tau) &= \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 (\lambda_1^2 - \lambda_2^2)} \left\{ \frac{\lambda_1}{a_1} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1\tau}\right) \left( \frac{D}{\sqrt{a_1}} + \frac{D-a_1}{8\sqrt{D}} \times \right. \right. \\ &\times \left[ \exp\left(\left(\frac{1}{a_1} - \frac{1}{D}\right) \frac{x^2}{4\tau}\right) + \exp\left(\left(\frac{1}{a_1} - \frac{1}{D}\right) \frac{y^2}{4\tau}\right) \right] - \frac{\lambda_{21}}{a_2} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_2\tau}\right) \times \\ &\times \left( \frac{D}{\sqrt{a_2}} + \frac{D-a_2}{8\sqrt{D}} \left[ \exp\left(\left(\frac{1}{a_2} - \frac{1}{D}\right) \frac{x^2}{4\tau}\right) + \exp\left(\left(\frac{1}{a_2} - \frac{1}{D}\right) \frac{y^2}{4\tau}\right) \right] \right) - \\ &- \frac{1}{8\sqrt{D}} \exp\left(-\frac{R^2}{4D\tau}\right) \left[ \lambda_1 \left(\frac{1}{a_1} - \frac{1}{D}\right) \left( x \int_0^x \exp\left(-\left(\frac{1}{a_1} - \frac{1}{D}\right) \frac{\omega^2}{4\tau}\right) d\omega + \right. \right. \\ &+ \left. y \int_0^y \exp\left(-\left(\frac{1}{a_1} - \frac{1}{D}\right) \frac{\sigma^2}{4\tau}\right) d\sigma \right) - \lambda_2 \left(\frac{1}{a_2} - \frac{1}{D}\right) \times \\ &\times \left( x \int_0^x \exp\left(-\left(\frac{1}{a_2} - \frac{1}{D}\right) \frac{\omega^2}{4\tau}\right) d\omega + y \int_0^y \exp\left(-\left(\frac{1}{a_2} - \frac{1}{D}\right) \frac{\sigma^2}{4\tau}\right) d\sigma \right) \right] \Big\}, \quad (1.5) \end{aligned}$$

где  $R^2 = x^2 + y^2$ .

На основании решения (1.5) можно получить выражение (1.3) путем интегрирования по координате  $y$ .

Если в выражении (1.5) перейти к пределу при  $a_2 \rightarrow 0$  и  $\lambda_2 \rightarrow 0$ , то получим решение аналогичной задачи для случая полупространства [4]:

$$T(R, \tau) = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda_1 \sqrt{a_1}} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1\tau}\right). \quad (1.6)$$

На основании принципа суперпозиции и с учетом равенства (1.6) запишем выражение для определения температуры в заданной точке поверхности полуограниченной среды после подачи  $n$  тепловых импульсов:



$$T_n(R, \tau) = \frac{1}{4\sqrt{\pi^3} \lambda_1 \sqrt{a_1}} \sum_{i=1}^n \frac{Q_i}{\sqrt{(\tau - \tau_i)^3}} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1(\tau - \tau_i)}\right), \quad (1.7)$$

где  $\tau_i$  – время подачи  $i$ -го теплового импульса;  $Q_i$  – энергия  $i$ -го теплового импульса ( $i = 1, 2, \dots, n$ );  $n$  – число поданных тепловых импульсов;  $\tau$  – текущее время ( $\tau > \tau_n$ ).

Если осуществляется подача тепловых импульсов с постоянным периодом  $\tau_0$ , то на основании (1.7) получим:

$$T(R, n, \tau_0) = \frac{1}{4\sqrt{(\pi\tau_0)^3} \lambda_1 \sqrt{a_1}} \sum_{i=1}^n \frac{Q_i}{\sqrt{i^3}} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1 i \tau_0}\right). \quad (1.8)$$

Если подаваемые импульсы обладают равной энергией  $Q$ , то (1.8) примет вид:

$$T = \frac{Q}{4\sqrt{(\pi\tau_0)^3} \lambda_1 \sqrt{a_1}} \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{i^3}} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1 i \tau_0}\right). \quad (1.9)$$

Используем в граничной плоскости тепловое условие [4]:

$$T_0 = T_2 + (T_1 - T_2) \frac{m}{m+1}, \quad (1.10)$$

где  $m = \frac{\lambda_1 \sqrt{a_2}}{\lambda_2 \sqrt{a_1}}$  – коэффициент тепловой активности первого полупространства по отношению ко второму;  $T_1, T_2$  – известные решения задачи теплопроводности для полуограниченного тела с точечным источником тепла [7]:

$$T_1 = \frac{Q_1}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \sqrt{a_1} \lambda_1} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1\tau}\right), \quad T_2 = \frac{Q_2}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \sqrt{a_2} \lambda_2} \exp\left(-\frac{R^2}{4a_2\tau}\right) \quad (1.11)$$

при  $Q_1 = Q \frac{m}{m+1}, \quad Q_2 = Q \frac{1}{m+1}$ .

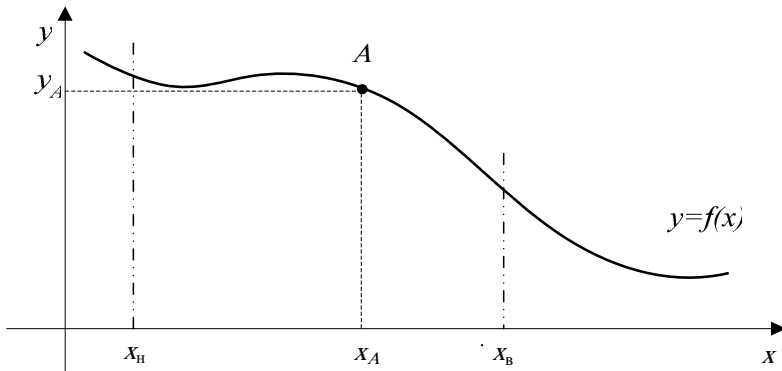


Рис. 1.1. Расчет избыточной температуры для криволинейного источника тепла

На основании (1.10) и (1.11) расчетная формула для распределения температурного поля на границе раздела двух тел примет вид [8]:

$$T(R, \tau) = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3} \frac{\frac{a_1}{\sqrt{a_2}} \lambda_2 \exp\left(-\frac{R^2}{4a_2\tau}\right) + \frac{a_2}{\sqrt{a_1}} \lambda_1 \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1\tau}\right)}{(\lambda_1 \sqrt{a_2} + \lambda_2 \sqrt{a_1})^2}. \quad (1.12)$$

При действии криволинейного источника тепла, описываемого некоторой функцией  $y = f(x)$ , значение избыточной температуры в точке  $A(x_A, y_A)$  (рис. 1.1) будет рассчитываться на основании выражения [9]:

$$T_A(x_A, y_A, \tau) = \frac{\tilde{Q}}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda_1 \sqrt{a_1}} \int_{x_H}^{x_B} \exp\left(-\frac{(x - x_A)^2 + (f(x) - y_A)^2}{4a_1\tau}\right) dx, \quad (1.13)$$

где  $\tilde{Q}$  – количество теплоты, выделяемое единицей длины источника тепла;  $x_B$  и  $x_H$  – пределы интегрирования.

### 1.3. СПОСОБЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ ПРИ РЕГИСТРАЦИИ АБСОЛЮТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Рассмотрим различные способы определения ТС материалов при измерении абсолютных значений температуры.

1. Решение уравнения теплопроводности на линии действия источника тепла на основании формулы (1.3) имеет вид:

$$T(0, \tau) = \frac{Q}{2\pi(\lambda_1 + \lambda_2)\tau}. \quad (1.14)$$

Отсюда получаем формулу для определения теплопроводности исследуемого материала [10]:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi\tau T(0, \tau)} - \lambda_3,$$

где  $\lambda_3$  – теплопроводность эталонного материала;  $\tau$  – заданный момент времени, когда производится регистрация температуры  $T(0, \tau)$ .

Для тепловых импульсов конечной длительности на основании (1.4) имеем:

$$T(0, \tau) = \frac{Q}{\tau^*} \int_0^{\tau^*} G(0, \tau - \xi) d\xi;$$

$$G(0, \tau) = \frac{1}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau};$$

$$T(0, \tau) = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau^*} \ln \frac{\tau}{\tau - \tau^*}. \quad (1.15)$$

В этом случае  $\lambda$  определяется по формуле [11]

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi\tau^* T(0, \tau)} \ln \frac{\tau}{\tau - \tau^*} - \lambda_3.$$

2. Если измерение температуры осуществляется в точке на расстоянии  $x$  от линейного источника тепла, то, разлагая правую часть формулы (1.3) в ряд и отбрасывая члены выше третьей степени относительно  $x$ , получим [11]:

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{4\tau} \right). \quad (1.16)$$

Регистрируя температуру в плоскости контакта исследуемого и эталонного материалов в моменты времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , запишем систему уравнений:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_1} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{4\tau_1} \right); \\ T_2 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_2} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{4\tau_2} \right). \end{cases}$$

Отсюда можно получить расчетные формулы для  $\lambda$  и  $a$ :

$$\lambda = M - \lambda_3; \quad a = \frac{\lambda}{KM - \frac{\lambda_3}{a_3}}, \quad (1.17)$$

$$\text{где } K = \frac{4(A_1 - A_2)}{x^2 \left( \frac{A_1}{\tau_2} - \frac{A_2}{\tau_1} \right)}; \quad M = \frac{1}{A_1} \left( 1 - K \frac{x^2}{4\tau_1} \right); \quad A_i = \frac{2\pi\tau_i T_i}{Q}; \quad i = 1, 2.$$

Для теплового импульса конечной длительности

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{\tau^*} \int_0^{\tau^*} G(x, \tau - \xi) d\xi,$$

с учетом

$$G(x, \tau) = \frac{1}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{4\tau} \right)$$

получим

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau^*} \left[ \ln \frac{\tau}{\tau - \tau^*} - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau - \tau^*} - \frac{1}{\tau} \right) \right]. \quad (1.18)$$

Отсюда расчетные формулы для  $\lambda$  и  $a$ :

$$\lambda = M - \lambda_3; \quad a = \frac{\lambda}{KM - \frac{\lambda_3}{a_3}}$$

$$\text{где } K = \frac{4(A_1 - A_2)}{x \left[ \frac{A_1}{\ln \tau_2 / (\tau_2 - \tau^*)} \left( \frac{1}{\tau_2 - \tau^*} - \frac{1}{\tau_2} \right) - \frac{A_2}{\ln \tau_1 / (\tau_1 - \tau^*)} \left( \frac{1}{\tau_1 - \tau^*} - \frac{1}{\tau_1} \right) \right]}$$

$$M = \frac{1}{A} \left[ 1 - K \frac{x^2}{4 \ln \tau_1 / (\tau_1 - \tau^*)} \left( \frac{1}{\tau_1 - \tau^*} - \frac{1}{\tau_1} \right) \right];$$

$$A_i = \frac{2\pi\tau^* T_i}{Q \ln \tau_i / (\tau_i - \tau^*)}, \quad i = 1, 2.$$

Можно получить соотношение более точное, чем формула (1.16), отбрасывая члены разложения выше пятой степени относительно  $x$ :

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\tau} \left\{ \frac{1}{\lambda + \lambda_3} - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{a_3}}{(\lambda + \lambda_3)^2} \frac{x^2}{4\tau} + \frac{1}{\lambda^2 - \lambda_3^2} \left[ \frac{2(\lambda - \lambda_3)}{D^2} - \frac{\lambda - \lambda_3}{D} - \frac{1}{4} \left( \frac{\lambda}{a^2} - \frac{\lambda_3}{a_3^2} \right) \right] \frac{x^4}{24\tau^2} \right\}. \quad (1.19)$$

Регистрируя температуру в точке  $x$  в моменты времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , получим на основании формулы (1.19) систему двух уравнений:

$$T_i = T(x, \tau_i), \quad i = 1, 2.$$

Решая эту систему каким-либо итерационным методом, можно определить  $\lambda$  и  $a$ .

3. При измерении температуры в двух точках, одна из которых находится на линии источника тепла, а другая на расстоянии  $x$  от него (соответственно точки 1 и 2), то с учетом (1.16) получим систему уравнений:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau}; \\ T_2 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{x^2}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4\tau} \right), \end{cases} \quad (1.20)$$

отсюда расчетные формулы для  $\lambda$  и  $a$ :

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi\tau T_1} - \lambda_3;$$

$$a = \frac{\lambda}{\frac{2a(T_1 - T_2)}{\pi x^2 T_1^2} - \frac{\lambda_3}{a_3}}.$$

4. Для повышения точности определения ТС исследуемого материала после подачи теплового импульса осуществляется регистрация температуры в заданный момент времени  $\tau_0$  в тех же точках 1 и 2 для системы из двух эталонных образцов. Тогда расчетные соотношения для ТС имеют вид [12]:

$$\lambda = \lambda_3 \left( \frac{2}{N} - 1 \right);$$

$$a = a_3 \left( \frac{2 - N}{2M - N} \right),$$

$$\text{где } M = \frac{(T_1(0, \tau_0) - T_1(x, \tau_0))T_2(0, \tau_0)}{(T_2(0, \tau_0) - T_2(x, \tau_0))T_1(0, \tau_0)}; \quad N = \frac{T_1(0, \tau_0)}{T_2(0, \tau_0)}.$$

Если момент времени  $\tau_0$  будет соответствовать моменту равенства между избыточной температурой  $T(x, \tau_0)$  и разностью избыточных температур  $T(0, \tau_0)$  и  $T(x, \tau_0)$  [13]:

$$T(x, \tau_0) = \Delta T = T(0, \tau_0) - T(x, \tau_0),$$

то на основании (1.1) запишем:

$$\frac{Q}{2\pi\lambda\tau_0} \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau_0}\right) = \frac{Q}{2\pi\lambda\tau_0} \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau_0}\right)\right].$$

Отсюда

$$a = \frac{0,36x^2}{\tau_0}; \quad \lambda = \frac{0,08Q}{\tau_0\Delta T}.$$

5. Если на теплоизолированную поверхность исследуемого материала поместить линейный мгновенный источник, то, регистрируя после подачи теплового импульса момент времени  $\tau_1$ , когда соотношение между температурами в двух точках  $x_1$  и  $x_2$  ( $0 < x_1 < x_2$ ) достигнет определенного, наперед заданного соотношения

$$T(x_1, \tau_1) = nT(x_2, \tau_1) \quad (n > 1),$$

получим [14]:

$$a = \frac{x_2^2 - x_1^2}{4\tau_1 \ln n}; \quad (1.21)$$

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi T(x_1, \tau_1)\tau_1} \exp\left(-\frac{x_1^2}{4a\tau_1}\right). \quad (1.22)$$

Для случая  $T(0, \tau_1) = nT(x_1, \tau_1)$  расчетная формула для теплопроводности определяется из выражения (1.14), а для температуропроводности при ограничении первыми двумя слагаемыми в фигурных скобках соотношения (1.3)

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\tau(\lambda^2 - \lambda_3^2)} \left[ \lambda \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau}\right) - \lambda_3 \exp\left(-\frac{x^2}{4a_3\tau}\right) \right]$$

можно записать [10]:

$$a = -\frac{x_1^2}{4\tau_1 \ln \left\{ \frac{1}{n} + \frac{\lambda_3}{\lambda} \left[ -\frac{1}{n} + \exp\left(-\frac{x_1^2}{4a_3\tau_1}\right) \right] \right\}}.$$

Оценим погрешность полученной формулы для температуропроводности в связи с ограничением соотношения (1.3). Перепишем выражение (1.3) в виде

$$T(x, \tau) = \frac{Q}{2\pi\tau(\lambda^2 - \lambda_3^2)} \left[ \lambda \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau}\right) - \lambda_3 \exp\left(-\frac{x^2}{4a_3\tau}\right) + \delta \right],$$

где

$$\delta \leq \frac{|x|}{2\tau} \exp\left(-\frac{x^2}{4D\tau}\right) \left[ \lambda \left| \frac{1}{a} - \frac{1}{D} \right| \left| \int_0^x \exp\left(-\frac{\xi^2}{4a\tau}\right) \exp\left(\frac{\xi^2}{4D\tau}\right) d\xi \right| + \right. \\ \left. + \lambda_3 \left| \frac{1}{a_3} - \frac{1}{D} \right| \left| \int_0^x \exp\left(-\frac{\xi^2}{4a_3\tau}\right) \exp\left(\frac{\xi^2}{4D\tau}\right) d\xi \right| \right].$$

Ввиду очевидных неравенств  $\exp\left(-\frac{\xi^2}{4a\tau}\right) \leq 1$  и  $\exp\left(\frac{\xi^2}{4a\tau}\right) \leq \exp\left(\frac{x^2}{4D\tau}\right)$  при  $\xi \in [0, x]$ ,  $x > 0$ , и  $\xi \in [x, 0]$ , если  $x < 0$ , получим

$$|\delta| \leq \frac{x^2}{2\tau} \left[ \lambda \left| \frac{1}{a} - \frac{1}{D} \right| + \lambda_3 \left| \frac{1}{a_3} - \frac{1}{D} \right| \right] = \frac{x^2}{2\tau} \left[ \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_3} \right].$$

Отсюда можно записать:

$$a = -\frac{x_1^2}{4\tau_1 \ln \left( A - \frac{\delta}{\lambda} \right)},$$

где

$$A = \frac{1}{n} + \frac{\lambda_3}{\lambda} = \left( -\frac{1}{n} + \exp\left(-\frac{x_1^2}{4a_3\tau_1}\right) \right),$$

или

$$a = -\frac{x_1^2}{4\tau_1 \ln A} + \alpha,$$

где

$$|\alpha| \leq \frac{x_1^4}{8\tau_1^2} \frac{1}{\lambda A \ln^2 A} \left| \frac{\frac{1}{a} - \frac{1}{a_3}}{\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_3}} \right|.$$

Соответственно, относительная погрешность

$$\delta_a \leq \frac{x_1^2}{2\tau_1} \left| \frac{\frac{1}{a} - \frac{1}{a_3}}{\lambda A \ln A \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_3}} \right|.$$

6. В случае действия точечного источника тепла на теплоизолированной поверхности, регистрируя после подачи теплового импульса момент времени  $\tau_0$ , когда соотношение между значением температуры и ее дифференциальным по времени значением в заданной точке контроля  $R$  достигнет наперед заданного соотношения, можно записать [15]:

$$T(R, \tau_0)k = \frac{dT(R, \tau_0)}{d\tau}, \quad (1.23)$$

где  $k$  – значение наперед заданного соотношения.

На основании (1.6) запишем дифференциальное значение температуры по времени:

$$\frac{dT(R, \tau)}{d\tau} = \frac{Q}{8\sqrt{\pi^3 \tau^5} \sqrt{a} \lambda} \left( \frac{R^2}{2a\tau} - 3 \right) \exp\left( -\frac{R^2}{4a\tau} \right). \quad (1.24)$$

Выражения для расчета ТС на основании (1.6), (1.24) и равенства (1.23) примут вид:

$$a = \frac{R^2}{2\tau_0(2k\tau_0 + 3)};$$

$$\lambda = \frac{Q\sqrt{2k\tau_0 + 3}}{2\sqrt{2\pi^3} RT(R, \tau_0)\tau_0} \exp\left( -\frac{2k\tau_0 + 3}{2} \right).$$

При действии линейного источника тепла производная температуры по времени на основании (1.1) описывается выражением:

$$\frac{dT(R, \tau)}{d\tau} = \frac{Q}{2\pi\tau^2\lambda} \left( \frac{R^2}{4a\tau} - 1 \right) \exp\left( -\frac{R^2}{4a\tau} \right). \quad (1.25)$$

Соответственно расчетная формула для теплопроводности:

$$a = \frac{R^2}{4\tau_0(k\tau_0 + 1)},$$

а для теплопроводности:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi\tau_0 T(R, \tau_0)} \exp(-k\tau_0 - 1).$$

7. Когда на теплоизолированной поверхности исследуемого материала размещены два точечных источника тепла  $Q_1$  и  $Q_2$  и датчики температуры 1 и 2 (рис. 1.2), причем первый датчик на расстоянии  $R$  от источника  $Q_1$  и на расстоянии  $\sqrt{3}R$  от источника  $Q_2$ , а второй датчик на одинаковых расстояниях  $\sqrt{2}R$  от источников  $Q_1$  и  $Q_2$ , то выражение, описывающее изменение избыточной температуры в первой точке контроля после подачи мгновенных тепловых импульсов, будет иметь вид [16]:

$$T_1(\tau) = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \exp\left( -\frac{R^2}{4a\tau} \right) + \frac{2Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \exp\left( -\frac{3R^2}{4a\tau} \right) =$$

$$= \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \left( \exp\left( -\frac{R^2}{4a\tau} \right) + 2 \exp\left( -\frac{3R^2}{4a\tau} \right) \right) \quad (1.26)$$

Во второй точке контроля

$$T_2(\tau) = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \exp\left(-\frac{2R^2}{4a\tau}\right) + \frac{2Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \exp\left(-\frac{2R^2}{4a\tau}\right) =$$

$$= \frac{3Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \exp\left(-\frac{2R^2}{4a\tau}\right). \quad (1.27)$$

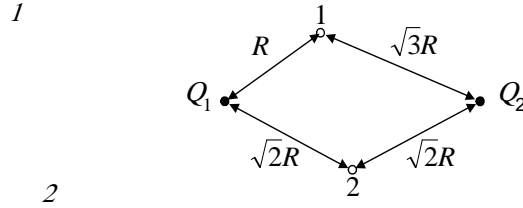


Рис. 1.2. Схема размещения источников тепла и датчиков температуры на поверхности исследуемого материала

Для случая равенства температур  $T_1(\tau)$  и  $T_2(\tau)$  в формулах (1.26) и (1.27), обозначив через  $x$  выражение  $\exp(-R^2/4a\tau)$ , получим уравнение

$$x + 2x^3 = 3x^2,$$

где  $x \in (0, 1)$ .

Корни этого уравнения  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = 1/2$ ,  $x_3 = 1$ , причем только один корень  $x = 1/2$  удовлетворяет условию  $x \in (0, 1)$ .

Учитывая, что  $x = \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau}\right)$ , получим:

$$\exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0}\right) = \frac{1}{2},$$

откуда

$$\tau_0 = \frac{R^2}{4a \ln 2}, \quad (1.28)$$

где  $\tau_0$  – время наступления равенства температур в двух точках контроля.

На основании (1.28) получим:

$$a = \frac{R^2}{4\tau_0 \ln 2}.$$

С учетом равенств (1.26), (1.27) и полученного выражения для теплопроводности можно записать:

$$T_1(\tau_0) = T_2(\tau_0) = T(\tau_0) = \frac{3Q\sqrt{\ln 2}}{8\sqrt{\pi^3} \tau_0 R \lambda},$$

откуда

$$\lambda = \frac{3Q\sqrt{\ln 2}}{8\sqrt{\pi^3} \tau_0 R T(\tau_0)}.$$

8. При регистрации максимальных значений температур в плоскости контакта двух тел (теплоизолятор и исследуемый материал) и действия точечного источника тепла выражение, описывающее скорость изменения температуры на основании (1.12), имеет вид:

$$\frac{dT(R, \tau)}{d\tau} = \frac{Q}{8(\sqrt{\pi\tau^2})^3} \left[ \frac{a_1^{3/2} \lambda_2 \left( \frac{R^2}{2a_2\tau} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R^2}{4a_2\tau}\right)}{(\lambda_1 \sqrt{a_2} + \lambda_2 \sqrt{a_1})^2 \sqrt{a_1 a_2}} + \frac{a_2^{3/2} \lambda_1 \left( \frac{R^2}{2a_1\tau} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R^2}{4a_1\tau}\right)}{(\lambda_1 \sqrt{a_2} + \lambda_2 \sqrt{a_1})^2 \sqrt{a_1 a_2}} \right].$$

Для точек контроля  $R_1, R_2$  при  $\frac{dT_i}{d\tau} = 0$  ( $i = 1, 2$ ) в моменты времени  $\tau_1, \tau_2$  справедливо:

$$\lambda_2 (\sqrt{a_1})^3 \left( \frac{R_1^2}{2a_2\tau_1} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_2\tau_1}\right) +$$

$$+ \lambda_1 (\sqrt{a_2})^3 \left( \frac{R_1^2}{2a_1\tau_1} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_1\tau_1}\right) = 0;$$

$$\lambda_2(\sqrt{a_1})^3 \left( \frac{R_2^2}{2a_2\tau_2} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a_2\tau_2}\right) + \lambda_1(\sqrt{a_2})^3 \left( \frac{R_2^2}{2a_1\tau_2} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a_1\tau_2}\right) = 0$$

или

$$\frac{\left( \frac{R_1^2}{2a_2\tau_1} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_2\tau_1}\right)}{\left( \frac{R_2^2}{2a_2\tau_2} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a_2\tau_2}\right)} = \frac{\left( \frac{R_1^2}{2a_1\tau_1} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_1\tau_1}\right)}{\left( \frac{R_2^2}{2a_1\tau_2} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a_1\tau_2}\right)}. \quad (1.29)$$

Выражение (1.29) можно упростить и записать в следующем виде [17]:

$$\frac{\frac{R_1^2}{\tau_1} \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_2\tau_1}\right)}{\frac{R_2^2}{\tau_2} \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a_2\tau_2}\right)} = \frac{\left( \frac{R_1^2}{2a_1\tau_1} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_1\tau_1}\right)}{\left( \frac{R_2^2}{2a_1\tau_2} - 3 \right) \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a_1\tau_2}\right)}. \quad (1.30)$$

Расчетная формула для температуропроводности с учетом (1.30) примет вид:

$$a_2 = a_1 \left[ 1 + \frac{4a_1 \ln \frac{R_2^2(R_1^2 - 6a_1\tau_1)}{R_1^2(R_2^2 - 6a_1\tau_2)}}{\frac{R_2^2}{\tau_2} - \frac{R_1^2}{\tau_1}} \right]^{-1}.$$

Используя выражение (1.12) для значения максимума температуры  $T_1 = T(R_1, \tau_1)$ , получим квадратное уравнение относительно  $\lambda_2$ , решение которого имеет вид:

$$\lambda_2 = \frac{\sqrt{b^2 - 4dc} - b}{2d},$$

где  $d = T_1 a_1 \sqrt{a_1 a_2}$ ;  $b = 2T_1 \lambda_1 a_1 a_2 - \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_1})^3} (\sqrt{a_1})^3 \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_2\tau_1}\right)$ ;

$$c = T_1 \lambda_1^2 a_2 \sqrt{a_1 a_2} - \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_1})^3} \lambda_1 (\sqrt{a_2})^3 \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a_1\tau_1}\right).$$

9. В случае теплового воздействия криволинейным источником тепла и измерения избыточных температур в двух точках контроля (точки 1 и 2, соответственно, рис. 1.3) до момента регистрации  $h$  наперед заданного соотношения [18] между этими температурами

$$h = \frac{e^{-\frac{\varepsilon}{2}}(1 - e^{-\varepsilon}) + 2\sqrt{2\pi\varepsilon}(1 - 2^{\frac{3}{2}} \operatorname{erf}(2\sqrt{\varepsilon}))}{\varepsilon + \sqrt{2\pi\varepsilon}}$$

на основании (1.13) ТС рассчитывают по формулам соответственно:

$$a = \frac{R^2}{2\varepsilon\tau_0};$$

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi\tau_0 T_1} \left( 1 + \sqrt{\frac{\varepsilon}{2\pi}} \right) \exp\left(-\frac{\varepsilon}{2}\right),$$

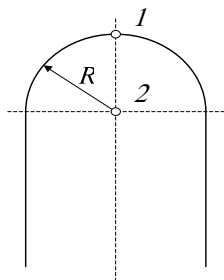


Рис. 1.3. Вид источника тепла

где  $h$  – наперед заданное соотношение;  $\varepsilon$  – наперед заданная постоянная;  $\tau_0$  – время регистрации наперед заданного соотношения.

При регистрации момента равенства температур в точках 1 и 2 формулы для  $a$  и  $\lambda$  примут вид [19]:

$$a = \frac{R^2}{C_2 \tau_0};$$

$$\lambda = \frac{Q}{\tau_0 T_1} C_1,$$

где  $C_1 = 0,0142$ ;  $C_2 = 12,43$ .

#### 1.4. СПОСОБЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ ПРИ РЕГИСТРАЦИИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

1. Определим интегральное значение температуры, описываемой формулой (1.14), на промежутке времени  $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$  [11]:

$$S = \int_{\tau_1}^{\tau_2} T(0, \tau) d\tau = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \ln \frac{\tau_2}{\tau_1}.$$

В результате получим выражение для теплопроводности:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi S} \ln \frac{\tau_2}{\tau_1} - \lambda_3.$$

При технической реализации данного способа возможны следующие два варианта:

- 1) заранее задаются моменты времени  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и производится определение величины  $S$ ;
- 2) заранее задаются значения  $\tau_1$ ,  $S$  и производится определение величины  $\tau_2$ .

С учетом конечной длительности  $\tau^*$  теплового импульса, интегрируя (1.15), получим

$$S = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau^*} \left( \tau_2 \ln \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau^*} - \tau_1 \ln \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau^*} - \tau^* \ln \frac{\tau_2 - \tau^*}{\tau_1 - \tau^*} \right).$$

Отсюда расчетная формула для теплопроводности [11]:

$$\lambda = \frac{QK}{2\pi\tau^* S} - \lambda_3,$$

где

$$K = \tau_2 \ln \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau^*} - \tau_1 \ln \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau^*} - \tau^* \ln \frac{\tau_2 - \tau^*}{\tau_1 - \tau^*}.$$

Определение теплопроводности по данной формуле может быть осуществлено двумя способами:

- 1) заранее задаются значения моментов времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  с последующим определением величины  $S$ ;
- 2) задаются значения величин  $\tau_1$ ,  $S$  с последующим определением момента времени  $\tau_2$ .

2. При измерении интегральных значений температуры  $S$  за промежутки времени  $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$  в точке, расположенной на расстоянии  $x$  от линии источника тепла, можно с учетом (1.16) записать для мгновенного теплового импульса

$$S = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \left[ \ln \frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{\lambda + \lambda_3}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2} \right) \right].$$

Пусть заданы три момента времени  $\tau_0$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и производится измерение интегральных значений температуры  $S_1$  и  $S_2$  соответственно за промежутки времени  $\Delta\tau_1 = \tau_1 - \tau_0$  и  $\Delta\tau_2 = \tau_2 - \tau_0$ . Тогда справедлива система уравнений для мгновенного теплового импульса:



$$\begin{cases} \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left[ 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau_1}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_1} \right) \right] = \frac{2\pi S_1}{Q \ln \frac{\tau_1}{\tau_0}}; \\ \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left[ 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau_2}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_2} \right) \right] = \frac{2\pi S_2}{Q \ln \frac{\tau_2}{\tau_0}}. \end{cases}$$

Решая эту систему уравнений, получим расчетные формулы для ТС:

$$\lambda = \frac{K_2 - K_1}{m_1 K_2 - m_2 K_1} - \lambda_3;$$

$$a = \frac{\lambda}{(\lambda + \lambda_3)^2 \frac{m_1 - m_2}{K_2 - K_1} - \frac{\lambda_3}{a_3}},$$

где

$$m_i = \frac{2\pi S_i}{Q \ln \tau_i / \tau_0}; \quad K_i = \frac{x^2}{4 \ln \tau_i / \tau_0} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_i} \right); \quad i = 1, 2.$$

При технической реализации данного способа возможен вариант, при котором задаются значения  $\tau_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  и производится измерение моментов времени  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ .

С учетом конечной длительности теплового импульса, интегрируя (1.18), получим

$$S = \int_{\tau_1}^{\tau_2} T(x, \tau) d\tau = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau^*} \left[ K - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4} \ln \frac{\tau_1(\tau_2 - \tau^*)}{\tau_2(\tau_1 - \tau^*)} \right],$$

где

$$K = \tau_2 \ln \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau^*} - \tau_1 \ln \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau^*} + \tau^* \ln \frac{\tau_2 - \tau^*}{\tau_1 - \tau^*}.$$

Пусть заданы три момента времени  $\tau_0$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и производится измерение интегральных значений температуры  $S_1$  и  $S_2$  соответственно за промежутки времени  $\Delta\tau_1 = \tau_1 - \tau_0$  и  $\Delta\tau_2 = \tau_2 - \tau_0$ .

Тогда имеем систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left[ 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4K_i} \ln \frac{\tau_0(\tau_i - \tau^*)}{\tau_i(\tau_0 - \tau^*)} \right] = \frac{2\pi\tau^* S_i}{QK_i}; \\ K_i = \tau_i \ln \frac{\tau_i}{\tau_i - \tau^*} - \tau_0 \ln \frac{\tau_0}{\tau_0 - \tau^*} + \tau^* \ln \frac{\tau_i - \tau^*}{\tau_0 - \tau^*}; \quad i = 1, 2. \end{cases}$$

Соответствующие расчетные формулы для тепловых свойств  $\lambda$  и  $a$  примут вид:

$$\lambda = M - \lambda_3; \quad a = \frac{\lambda}{LM - \lambda_3/a_3},$$

где

$$L = \frac{4(A_1 - A_2)}{x^2 \left[ \frac{A_1}{K_2} \ln \frac{\tau_0(\tau_2 - \tau^*)}{\tau_2(\tau_0 - \tau^*)} - \frac{A_2}{K_1} \ln \frac{\tau_0(\tau_1 - \tau^*)}{\tau_1(\tau_0 - \tau^*)} \right]};$$

$$M = \frac{1}{A_1} \left[ 1 - L \frac{x^2}{4K_1} \ln \frac{\tau_0(\tau_1 - \tau^*)}{\tau_1(\tau_0 - \tau^*)} \right];$$

$$K_i = \tau_i \ln \frac{\tau_i}{\tau_i - \tau^*} - \tau_0 \ln \frac{\tau_0}{\tau_0 - \tau^*} + \tau^* \ln \frac{\tau_i - \tau^*}{\tau_0 - \tau^*};$$

$$A_i = \frac{2\pi\tau^* S_i}{QK_i}; \quad i = 1, 2.$$

3. В случае проведения интегральных измерений температур  $S_1$  и  $S_2$  в двух точках, одна из которых расположена на линии действия источника тепла, а другая на расстоянии  $x$  от нее (соответственно точки 1 и 2), на интервале времени  $\Delta\tau = \tau - \tau_0$  можно записать для мгновенного теплового импульса:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \ln \frac{\tau}{\tau_0}; \\ S_2 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \left[ \ln \frac{\tau}{\tau_0} - \frac{\frac{\lambda}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau} \right) \right]. \end{cases}$$

Отсюда можно определить тепловые свойства  $\lambda$  и  $a$ :

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi S_1} \ln \frac{\tau}{\tau_0} - \lambda_3;$$

$$a = \frac{\lambda}{\frac{2\pi(S_1 - S_2)}{QK} (\lambda + \lambda_3)^2 - \frac{\lambda_3}{a_3}},$$

где  $K = \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau} \right)$ .

Если задаются момент начала интегрирования  $\tau_0$  и значение  $S$  и производится измерение моментов времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , в которые интегральные значения температуры в точках 1 и 2 достигают величины  $S$ , то можно записать систему в случае мгновенного теплового импульса:

$$\begin{cases} S = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \ln \frac{\tau_1}{\tau_0}; \\ S = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \left[ \ln \frac{\tau_2}{\tau_0} - \frac{\frac{\lambda}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_2} \right) \right]. \end{cases}$$

Решая эту систему, определим ТС:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi S} \ln \frac{\tau_1}{\tau_0} - \lambda_3; \quad a = \frac{\lambda}{\frac{m_1 - m_2}{K} (\lambda + \lambda_3)^2 - \frac{\lambda_3}{a_3}},$$

где

$$K = \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau_2}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_2} \right); \quad m_i = \frac{2\pi S}{Q \ln \frac{\tau_i}{\tau_0}}; \quad i = 1, 2.$$

4. Значения интегралов от температурной кривой  $T(x_1, \tau)$  на сравнительно малых промежутках времени  $[\tau_1, \tau_2]$  и  $[\tau_2, \tau_x]$  могут быть, например, определены как площади прямоугольников [11]:

$$S_1 = T(x_1, \tau_{1,2})(\tau_2 - \tau_1) = \frac{Q(\tau_2 - \tau_1)}{\pi\lambda(\tau_2 + \tau_1)} \exp\left(-\frac{x_1^2}{2a(\tau_2 + \tau_1)}\right); \quad (1.31)$$

$$S_2 = T(x_1, \tau_{2,x})(\tau_x - \tau_2) = \frac{Q(\tau_x - \tau_2)}{\pi\lambda(\tau_x + \tau_2)} \exp\left(-\frac{x_1^2}{2a(\tau_x + \tau_2)}\right); \quad (1.32)$$

где  $\tau_{1,2} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2}$ ;  $\tau_{2,x} = \frac{\tau_2 + \tau_x}{2}$ .

Приравняв соотношения (1.31) и (1.32), получим:

$$a = \frac{x_1^2}{2} \frac{(\tau_1 - \tau_x)}{(\tau_2 + \tau_x)(\tau_2 + \tau_1)} \left( \ln \frac{(\tau_2 + \tau_1)(\tau_x - \tau_2)}{(\tau_x + \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)} \right)^{-1};$$

$$\lambda = \frac{Q(\tau_x - \tau_2)}{\pi S(\tau_x + \tau_2)} \exp\left[ \frac{(\tau_2 + \tau_1)}{(\tau_x - \tau_1)} \ln \frac{(\tau_2 + \tau_1)(\tau_x - \tau_2)}{(\tau_x + \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)} \right].$$

Таким образом, регистрируя  $\tau_x$  и зная  $Q$ , определяем ТС.

Если регистрировать интегральные значения температуры на двух детерминированных промежутках времени  $\Delta\tau_1 = [\tau_1, \tau_2]$  и  $\Delta\tau_2 = [\tau_3, \tau_4]$ , то можно записать:

$$S_1 \equiv T(x_1, \tau_{1,2})\Delta\tau_1 = \frac{Q\Delta\tau_1}{2\pi\lambda\tau_{1,2}} \exp\left(-\frac{x_1^2}{4a\tau_{1,2}}\right); \quad (1.33)$$

$$S_2 \equiv T(x_1, \tau_{3,4})\Delta\tau_2 = \frac{Q\Delta\tau_2}{2\pi\lambda\tau_{3,4}} \exp\left(-\frac{x_1^2}{4a\tau_{3,4}}\right), \quad (1.34)$$

где  $S_1$  и  $S_2$  – интегральные значения температур соответственно на интервалах  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$ ;  $T(x_1, \tau_{1,2})$  и  $T(x_1, \tau_{3,4})$  – температуры в фиксированной точке  $x_1$  при  $\tau_{1,2} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2}$  и  $\tau_{3,4} = \frac{\tau_3 + \tau_4}{2}$ . С учетом (1.33) и (1.34)

$$a = \frac{x_1^2}{2} \frac{(\tau_1 + \tau_2) - (\tau_3 + \tau_4)}{(\tau_1 + \tau_2)(\tau_3 + \tau_4)} \left( \ln \frac{S_1(\tau_1 + \tau_2)(\tau_4 - \tau_3)}{S_2(\tau_2 - \tau_1)(\tau_3 + \tau_4)} \right)^{-1};$$

$$\lambda = \frac{Q(\tau_2 - \tau_1)}{\pi S_1(\tau_1 + \tau_2)} \exp\left[ \frac{(\tau_3 + \tau_4)}{(\tau_1 + \tau_2) - (\tau_3 - \tau_4)} \ln \frac{S_1(\tau_1 + \tau_2)(\tau_4 - \tau_3)}{S_2(\tau_2 - \tau_1)(\tau_3 + \tau_4)} \right].$$

Отсюда, регистрируя интегральные значения температурной кривой на двух детерминированных интервалах времени  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  в заданной точке  $x_1$  и зная  $Q$ , определяем  $a$  и  $\lambda$ .

5. Для  $x_1 = 0$  измерение температуры осуществляется на линии действия источника тепла. При интегрировании температуры в интервале времени от  $\tau_1$  до  $\tau_2$  с учетом (1.1) можно записать:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi S} \ln \frac{\tau_2}{\tau_1}, \quad (1.35)$$

где

$$S = \int_{\tau_1}^{\tau_2} T(0, \tau) d\tau. \quad (1.36)$$

Данный способ может быть реализован путем задания интервала  $\Delta\tau = (\tau_1, \tau_2)$  и измерения  $S$  или заданием величин  $S$  и  $\tau_1$  с последующим определением значения  $\tau_2$ .

6. Измерение избыточных значений температуры осуществляется в двух точках контроля (причем  $R_2 = 2R_1$ ) при действии точечного источника тепла. Запишем выражение для интегрального значения температуры с учетом (1.6):

$$S = \frac{Q}{4\sqrt{\pi^3}\lambda\sqrt{a}} \int_0^{\tau} \frac{1}{\sqrt{\tau^3}} \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau}\right) d\tau = \frac{Q}{4\pi\lambda R} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz =$$

$$= \frac{Q}{4\pi\lambda R} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz \right] = \frac{Q}{2\pi r\lambda} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{R}{2\sqrt{a\tau}}\right) \right]. \quad (1.37)$$

При наступлении наперед заданного соотношения интегральных значений температур в заданных точках контроля, равного числу  $e^n/2$ , ТС на основании (1.37) определяют по формулам [20]:

$$a = \frac{3}{4} \frac{R_1^2}{n\tau};$$

$$\lambda = \frac{Q}{4\pi S_1 R_1} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{n}{3}}\right) \right]. \quad (1.38)$$

Если регистрировать наперед заданное соотношение между избыточной температурой и ее интегральным значением

$$T(R, \tau_1)k_1 = \int_0^{\tau_1} T(R, \tau) d\tau, \quad T(R, \tau_2)k_2 = \int_0^{\tau_2} T(R, \tau) d\tau,$$

то на основании (1.37), используя разложение функции ошибок в ряд [21]

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp(-z^2) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2^n}{1 \cdot 3 \cdot \dots \cdot (2n+1)} z^{2n+1},$$

для первых двух членов ряда составим систему [22]:

$$\begin{cases} k_1 = \frac{Q}{2\pi\lambda r T(R, \tau_1)} - \frac{R^2}{3a} - 2\tau_1; \\ k_2 = \frac{Q}{2\pi\lambda r T(R, \tau_2)} - \frac{R^2}{3a} - 2\tau_2. \end{cases}$$

Из ее решения получим формулу для температуропроводности:

$$a = \frac{R^2}{3} \frac{1 - \beta}{\beta k_1 - k_2 + 2(\beta\tau_1 - \tau_2)},$$

где  $\beta = T(R, \tau_2)/T(R, \tau_1)$ .

Выражение для теплопроводности подобно (1.38).

7. Рассмотрим способ для случая регистрации момента времени при наступлении наперед заданного соотношения между температурой и скоростью ее изменения, а также определении интегрального значения температуры в точке  $R$ . Введем равенство, определяющее условие регистрации момента достижения наперед заданного соотношения  $k$ :

$$T(R, \tau_0)k = \frac{dT(R, \tau_0)}{d\tau}, \quad (1.39)$$

где  $\tau_0$  – время регистрации наперед заданного соотношения между избыточной температурой и скоростью ее изменения.

Скорость изменения температуры на основании (1.6) описывается выражением:

$$\frac{dT(R, \tau)}{d\tau} = \frac{Q}{2\pi\tau^2\lambda} \left( \frac{R^2}{4a\tau} - 1 \right) \exp\left( -\frac{R^2}{4a\tau} \right). \quad (1.40)$$

На основании (1.39) и (1.40) расчетное выражение для температуропроводности имеет вид [23]:

$$a = \frac{R^2}{4\tau_0(k\tau_0 + 1)}. \quad (1.41)$$

Интегрируя значение избыточной температуры на интервале времени  $[0, \tau_0]$  с учетом (1.37), теплопроводность рассчитывается по формуле:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi RS} (1 - \operatorname{erf}(k\tau_0 + 1)). \quad (1.42)$$

Время определения ТС предложенными способами не превышает 10 с.

## 1.5. СПОСОБЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ ПРИ МНОГОИМПУЛЬСНОМ ТЕПЛОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

1. При действии тепловых импульсов с периодом повторения  $\tau_0$ , в результате установившегося теплового потока, значения температур в момент подачи очередного теплового импульса  $n_i$  и каждого следующего  $n_j$  ( $n_i < n_j$ ) в точках контроля примут постоянные квазиустановившиеся значения  $T_1$  (в точке контроля на расстоянии  $R_1$ ) и  $T_2$  (на расстоянии  $R_2$ ), которые фиксируют. Воспользовавшись разложением экспоненциальной функции в ряд:

$$\exp(-Z) = 1 - Z + \frac{Z^2}{2!} - \frac{Z^3}{3!} + \dots + \frac{(-1)^n Z^n}{n!}, \quad (1.43)$$

где  $Z = \frac{R^2}{4a\tau_0 k}$ , и, ограничившись первыми двумя членами ряда, на основании (1.9) квазиустановившиеся значения температур в точках контроля можно описать системой [24]:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a\lambda}} \left[ \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} - \frac{R_1^2}{4a\tau} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5} \right]; \\ T_2 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a\lambda}} \left[ \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} - \frac{R_2^2}{4a\tau} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5} \right], \end{cases} \quad (1.44)$$

где  $n_{\max}$  – количество тепловых импульсов, поданных до момента регистрации квазиустановившегося значения температуры.

Отсюда расчетные формулы для ТС:

$$a = \frac{K}{4\tau_0} \frac{T_2 R_1^2 - T_1 R_2^2}{T_2 - T_1};$$

$$\lambda = \frac{Q K_1}{2\pi\tau_0 T_1} \sqrt{\frac{T_2 - T_1}{\pi K (T_2 R_1^2 - T_1 R_2^2)}} \left[ 1 - \frac{R_1^2 (T_2 - T_1)}{T_2 R_1^2 - T_1 R_2^2} \right],$$

где  $K_1 = \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3}$ .

2. Если измерения производить в двух точках, одна из которых находится в точке размещения источника тепла, то можно записать систему уравнений [25]:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\sqrt{k})^3}; \\ T_2 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \left[ \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\sqrt{k})^3} - \frac{R^2}{4a\tau_0} \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\sqrt{k})^5} \right]. \end{cases}$$

Соответственно расчетные формулы для  $a$  и  $\lambda$  примут вид:

$$a = \frac{R^2}{4\tau_0} \frac{KB}{B-1};$$

$$\lambda = \frac{Q\sqrt{(B-1)}}{2(\sqrt{\pi})^3 T_1 \tau_0 R \sqrt{KB}} \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\sqrt{k})^3},$$

где  $B = \frac{T_1}{T_2}$ ;  $K = \frac{\sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5}}{\sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3}}$ .

Разложив  $\exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0 k}\right)$  в функциональный ряд и ограничившись первыми тремя членами ряда, квазиустановившиеся значения температур в точках контроля будут определяться выражением [26]:

$$T_i = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \left[ \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} - \frac{R_i^2}{4a\tau_0} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5} + \frac{R_i^4}{32a^2\tau_0^2} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^7} \right], \quad i = 1, 2,$$

из которого

$$a = \frac{1}{4\tau_0} \sqrt{\frac{\left(\frac{T_1}{T_2} R_2^4 - R_1^4\right) K_3}{2\left(\frac{T_1}{T_2} - 1\right) K_1}},$$

где  $K_1 = \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3}$ ;  $K_3 = \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^7}$ .

С учетом (1.9)

$$\lambda = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 T_1 \sqrt{a}} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a\tau_0 k}\right).$$

3. Тепловое воздействие осуществляется с помощью двух точечных источников тепла, удаленных на расстояния  $R_1$  и  $R_2$  от заданной точки проведения измерений. При этом вначале осуществляется воздействие первым источником тепла до момента регистрации квазиустановившейся температуры  $T_1$  в данной точке, после чего действуют одновременно два источника тепла до момента регистрации квазиустановившейся температуры  $T_2$ . Тогда измеренные квазиустановившиеся значения температур можно описать системой [27]

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} \exp\left(-\frac{R_1^2}{4a\tau_0 k}\right); \\ T_2 = T_1 + \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} \exp\left(-\frac{R_2^2}{4a\tau_0 k}\right). \end{cases}$$

Отсюда расчетные формулы для  $a$  и  $\lambda$ :

$$a = \frac{K}{4\tau_0} \frac{R_2^2 - BR_1^2}{1-B};$$

$$\lambda = \frac{QK_1}{2\pi\tau_0 T_1} \sqrt{\frac{1-B}{\pi K(R_2^2 - BR_1^2)}} \left[ 1 - \frac{R_1^2(1-B)}{R_2^2 - BR_1^2} \right],$$

где  $B = \frac{T_2}{T_1} - 1$ .

4. В случае действия источников тепла разной энергии  $Q_1$  и  $Q_2$  и регистрации температур при условии  $T_2 = 2T_1$  измеренные квазиустановившиеся значения температур опишем системой [28]:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q_1}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \left[ \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} - \frac{R_1^2}{4a\tau} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5} \right]; \\ 2T_1 = T_1 + \frac{Q_2}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \left[ \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} - \frac{R_2^2}{4a\tau} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5} \right]. \end{cases}$$

Соответственно ТС рассчитывают по формулам:

$$a = \frac{K}{4\tau_0} \frac{Q_2 R_1^2 - Q_1 R_2^2}{Q_2 - Q_1};$$

$$\lambda = \frac{Q_1 K_1}{2\pi\tau_0 T_1} \sqrt{\frac{Q_2 - Q_1}{\pi K(Q_2 R_1^2 - Q_1 R_2^2)}} \left[ 1 - \frac{R_1^2(Q_2 - Q_1)}{Q_2 R_1^2 - Q_1 R_2^2} \right].$$

5. Если использовать два точечных источника тепла, выделяющих количество тепла  $Q$  и  $3Q$  соответственно, а измерение температуры производить в первой точке на расстояниях  $R$  и  $\sqrt{3}R$  и во второй точке на равных расстояниях  $\sqrt{2}R$  от источников тепла (рис. 1.2), то выражения (1.26) и (1.27) преобразуются к виду [29]:

$$T_1(\tau) = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} \left[ \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau}\right) + 3\exp\left(-\frac{3R^2}{4a\tau}\right) \right],$$

$$T_2(\tau) = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau})^3 \lambda \sqrt{a}} 4\exp\left(-\frac{2R^2}{4a\tau}\right).$$

При  $T_1(\tau) = T_2(\tau)$ , приняв  $x = \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau}\right)$ , получим уравнение

$$x + 3x^3 = 4x^2,$$

где  $x \in (0, 1)$ .

Корни этого уравнения  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = 1/3$ ,  $x_3 = 1$ , причем только один корень  $x = 1/3$  удовлетворяет условию  $x \in (0, 1)$ .

Учитывая, что  $x = \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau}\right)$ , получим:

$$\exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0}\right) = \frac{1}{3},$$

откуда

$$\tau_0 = \frac{R^2}{4a \ln 3},$$

где  $\tau_0$  – время наступления равенства температур  $T_1(\tau)$  и  $T_2(\tau)$ .

В момент времени  $\tau = \tau_0$  осуществляется вторая подача тепловых импульсов от точечных источников, причем количество тепла, выделяемое первым источником,  $3Q$ , а вторым –  $C_i Q$ , где  $C_i$  – заданный коэффициент;  $i$  – номер теплового импульса ( $i = 2$ ). Соответственно получим

$$\begin{aligned} T_1(\tau) = & \frac{Q}{4\sqrt{\pi^3} a \sqrt{\lambda}} \left\{ \frac{1}{\sqrt{(\tau - \tau_0)}} \left[ C_2 \exp\left(-\frac{R^2}{4a(\tau - \tau_0)}\right) + \right. \right. \\ & \left. \left. + 3\exp\left(-\frac{3R^2}{4a(\tau - \tau_0)}\right) \right] + \frac{1}{\sqrt{\tau^3}} \left[ \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau}\right) + 3\exp\left(-\frac{3R^2}{4a\tau}\right) \right] \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_2(\tau) = & \frac{Q}{4\sqrt{\pi^3} a \sqrt{\lambda}} \left[ \frac{1}{\sqrt{(\tau - \tau_0)}} (C_2 + 3) \exp\left(-\frac{2R^2}{4a(\tau - \tau_0)}\right) + \right. \\ & \left. + \frac{4}{\sqrt{\tau^3}} \exp\left(-\frac{2R^2}{4a\tau}\right) \right]. \end{aligned}$$

Наперед заданный коэффициент  $C_i$ , управляющий выделяемым количеством тепла, рассчитывается на основании выражения:

$$C_i = 1 + 4,5 \sum_{k=i}^N \left[ k^{-\frac{3}{2}} \left( 3^{\frac{2}{k}} (3 + C_{i+1-k}) - 3^{\frac{3}{k+1}} - 3^{-\frac{1}{k}} C_{i+1-k} \right) \right],$$

где  $C_1 = 1$ ,  $i$  – номер теплового импульса;  $N$  – общее число подаваемых тепловых импульсов.

Измеряя частоту следования тепловых импульсов, ТС рассчитывают по формулам

$$a = \frac{R^2}{4 \ln 3} F;$$

$$\lambda = \frac{Q \sqrt{\ln 3}}{2 \sqrt{\pi^3} RT(N\tau_0)} S_N F,$$

где  $S_N = \sum_{k=1}^N \left[ k^{-\frac{3}{2}} \left( 3^{\frac{3}{k+1}} + C_{N-k+1} 3^{-\frac{1}{k}} \right) \right]$ ;  $F = 1/\tau_0$  – частота следования тепловых импульсов.

6. В случае измерения интегральных значений температур в двух точках контроля на расстояниях  $R$  и  $\alpha R$ ,  $\alpha > 1$  от точечного источника тепла и подачи тепловых импульсов в момент равенства наперед заданного соотношения интегральных значений температур  $h$  по закону [30]

$$h_i = \alpha \frac{\sum_{k=1}^i (1/2 - \Phi_0(2/\sqrt{k}))}{\sum_{k=1}^i (1/2 - \Phi_0(2/\sqrt{k}))} \quad (1.45)$$

интегральные значения температур будут описываться выражениями:

$$S_1 = \frac{Q}{\pi \lambda R} \sum_{i=1}^N \left( \frac{1}{2} - \Phi_0 \left( \frac{R}{\sqrt{2ai\tau_0}} \right) \right); \quad (1.46)$$

$$S_2 = \frac{Q}{\pi \lambda \alpha R} \sum_{i=1}^N \left( \frac{1}{2} - \Phi_0 \left( \frac{\alpha R}{\sqrt{2ai\tau_0}} \right) \right), \quad (1.47)$$

где  $\Phi_0(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$  – функция Гаусса;  $i$  – номер теплового импульса.

С учетом (1.45) – (1.47) ТС рассчитываются по формулам:

$$a = \frac{R^2}{8} F;$$

$$\lambda = \frac{Q}{\pi R S_1} \sum_{i=1}^N (1/2 - \Phi_0(2/\sqrt{i})).$$

7. При регистрации отношения избыточных температур, измеряемых на линии действия источника тепла и на заданном расстоянии  $R$ , на основании (1.1) получают [31]:

$$\alpha = \frac{T(0, \tau)}{T(R, \tau)} = \exp\left(\frac{R^2}{4a\tau}\right), \quad (1.48)$$

при этом экстремум температурной кривой  $T(R, \tau)$  соответствует равенству:

$$\frac{R^2}{4a} = \tau_{\max},$$

где  $\tau_{\max}$  – время регистрации максимального значения температуры.

Подавая в момент времени  $\tau_{\max}$  очередной тепловой импульс в соответствии с (1.48), получим закон для наперед заданного соотношения температур [32]:

$$\alpha_N = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{1}{i}}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{i} \exp\left(-\frac{1}{i}\right)}.$$

Измеряя частоту следования тепловых импульсов  $F$ , ТС рассчитывают согласно выражениям:

$$a = \frac{R^2}{4} F ; \quad (1.49)$$

$$\lambda = \frac{QF}{2\pi eT(R, \tau_{\max})}. \quad (1.50)$$

8. Если производить измерение разности температур  $T_i$  и  $T_{i-1}$  в момент подачи тепловых импульсов с заданным периодом следования  $\tau_0$ , тогда на основании (1.9) запишем [8]:

$$\Delta T_i = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \frac{1}{(\sqrt{i})^3} \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0 n}\right).$$

Для  $k$ -го и  $m$ -го импульсов теплового воздействия можно записать систему уравнений:

$$\begin{cases} \Delta T_k = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0 k}\right); \\ \Delta T_m = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\lambda} \frac{1}{(\sqrt{m})^3} \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0 m}\right). \end{cases} \quad (1.51)$$

На основании (1.51) получим выражения для температуро- и теплопроводности:

$$a = \frac{R^2}{4\tau_0} \frac{\left(\frac{1}{m} - \frac{1}{k}\right)}{\ln\left(\frac{\Delta T_k}{\Delta T_m} \left(\sqrt{\frac{k}{m}}\right)^3\right)};$$

$$\lambda = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \sqrt{a}\Delta T_k} \frac{1}{(\sqrt{k})^3} \exp\left(-\frac{R^2}{4a\tau_0 k}\right).$$

В результате многоимпульсного теплового воздействия можно регистрировать избыточные значения температур, значения которых намного выше, чем при одноимпульсном тепловом воздействии.

## 1.6. АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

Представим систему измерений ТС в виде двух составляющих: подсистемы объекта контроля и подсистемы вычислительного устройства (ВУ), инструментальная погрешность которого равна нулю. Во временном интервале проводимых измерений формируется отклик ВУ как функция от нескольких переменных, которую принято называть математической моделью многофакторного эксперимента. В соответствии с ГОСТ 24026–80 независимые переменные принято называть факторами, коэффициенты, показатели степени и т.д. – параметрами, а зависимую переменную – откликом. В момент времени  $\tau$  отклик ВУ на основании решения прямой задачи теплопроводности определяется конкретным составом факторов и их абсолютными числовыми значениями [33]:

$$U_{\text{ВУ}} = F[f_1, f_2, \dots, f_n]_{\tau},$$

где  $U_{\text{ВУ}}$  – отклик вычислительного устройства;  $[f_1, f_2, \dots, f_n]_{\tau}$  –  $n$  факторов математической модели многофакторного эксперимента.

Данная зависимость для всех реализаций факторов на выбранных интервалах их изменений ( $b_i \leq f_i \leq d_i$ ;  $b_i < d_i$ ;  $i = 1, \dots, n$ ) описывается многофакторной функцией преобразования (МФП) измерительной системы [34]. Так, при тепловых измерениях откликом ВУ могут являться изменяющиеся значения температуры и времени, параметрами – постоянные значения координат, количества тепла и другие, факторами – ТС материала. При этом функция, показывающая взаимосвязь двух факторов – тепло- и температуропроводности от отклика ВУ – температуры или времени, является МФП 2-факторного косвенного измерения.

Погрешность результата косвенных измерений, которыми и являются многофакторные измерения, существенно зависит от сочетания значений непосредственно определяемых величин. Это обстоятельство подчеркивает важность расчета коэффициента чувствительности изменения значения одного фактора к изменению значения другого фактора. Для этого используется общий прием, заключающийся в определении частных производных [35]:

$$\frac{\partial f_i}{\partial f_j} = \frac{\partial(F[f_1, f_2, \dots, f_i])}{\partial f_j}, \quad i < j. \quad (1.52)$$

Полученные таким образом значения чувствительности можно рассматривать как веса, с которыми в суммарную абсолютную погрешность входят составляющие абсолютных погрешностей измерения каждого из  $f_i$ . Из этого следует, что если



$\frac{\partial f_i}{\partial f_j} = 0$ , то абсолютная погрешность определения фактора  $f_i$  не зависит от абсолютной погрешности  $f_j$  и ее величина бу-

дет иметь меньшее значение, чем при  $\frac{\partial f_i}{\partial f_j} \neq 0$ .

Однако расчет производной (1.52) не всегда возможен, в частности, если математическая модель, описывающая физический процесс, имеет сложную аналитическую зависимость, которая не позволяет в явном виде выразить один фактор через другой.

Предлагаемая методика заключается в следующем [34]:

- 1) производится графическое построение МФП как функции двух факторов от отклика ВУ;
- 2) на поверхности МФП отображается линия с одинаковыми значениями отклика ВУ (линия неопределенности), для которой строятся соответствующие ей интервалы значений факторов (интервалы неопределенности);
- 3) расчет коэффициента чувствительности производится как отношение интервалов неопределенности одного фактора к другому.

Далее представим методы определения ТС по следующей форме: точная и упрощенная математические модели, расчетные выражения для ТС, отклик ВУ, значения параметров и факторов модели, иллюстрации МФП, для которых произведен расчет коэффициентов чувствительности по предлагаемой методике.

На основании (1.3) зададим: первое полупространство – материал с известными ТС, а второе – исследуемый. Для дальнейших рассуждений присвоим следующие значения параметрам модели:  $a_1 = 1 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ ;  $\lambda_1 = 0,05 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$  (материалами с такими свойствами могут быть некоторые виды пенопластов, пластмасс);  $Q = 1000 \text{ Дж}/\text{м}$ ;  $R = 5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ . Полагаем, что искомые ТС исследуемого материала находятся в следующих диапазонах измерений:  $a_2 \in [1; 10] \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ ,  $\lambda_2 \in [0,2; 1,1] \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ .

Для данной физической модели большинство известных методов основано на существенном упрощении, предполагающем, что материал с известными ТС является идеальным теплоизолятором, а расчетные выражения тепловых свойств материалов получают на основании выражения для температурного поля полупространства (1.1).

При практической реализации методов в качестве теплоизолятора используется материал с низкой теплопроводностью (например, пенопласт или рипор). В этом случае исследуемый материал априорно должен иметь теплопроводность на порядок больше, чем материал с известными ТС [32]. Введенные значения факторов модели данному условию удовлетворяют.

На основании (1.3), относительно искомого ТС построим МФП ряда импульсных методов.

1. Метод абсолютных значений температур. На основании описанной физической модели и принятых значений ее параметров искомые ТС можно найти, произведя измерения значений температуры в точке контроля в два заданных момента времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ . Расчетные выражения для ТС на основании (1.1) имеют вид:

$$a = \frac{R^2}{4} \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_1 \tau_2 \ln \frac{T(r, \tau_1) \tau_1}{T(r, \tau_2) \tau_2}}; \quad \lambda = \frac{Q}{2\pi} \frac{\exp\left(-\tau_1 \frac{\ln \frac{T(r, \tau_1) \tau_1}{T(r, \tau_2) \tau_2}}{\tau_1 - \tau_2}\right)}{T(r, \tau_2) \tau_2}. \quad (1.53)$$

Подобный метод рассмотрен в работе [11] и представлен расчетными формулами (1.17), полученными на основании (1.3).

Пусть момент первого измерения  $\tau_1 = 15 \text{ с}$ , второго –  $\tau_2 = 25 \text{ с}$ , откликом ВУ являются значения температур в моменты времени  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ . Многофакторная функция преобразования на основании выражения (1.3) для  $T(R, \tau_1)$  представлена на рис. 1.4.

Допустим, в результате измерений  $T(R, \tau_1) = 4,0 \text{ }^\circ\text{C}$ , что соответствует линии неопределенности – кривой  $AB$ . Приведем расчет интервалов неопределенности с графической интерпретацией:

1. Произведем проекцию кривой  $AB$  на плоскость осей  $\lambda_2$ ,  $a_2$ , получив таким образом кривую  $CD$ .
2. Проекция кривой  $CD$  на ось  $a_2$  даст отрезок  $CE$  – интервал неопределенности, в котором находится искомая величина теплопроводности исследуемого материала.
3. Проекция кривой  $CD$  на ось  $\lambda_2$  даст интервал неопределенности, равный диапазону измерений теплопроводности.

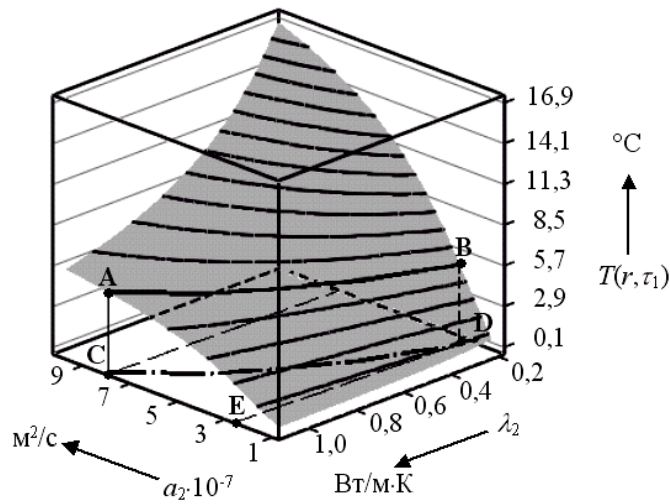


Рис. 1.4. Многофакторная функция преобразования в момент времени  $\tau_1$

В результате расчетов определены интервалы неопределенности тепловых свойств температуро- и теплопроводности:  $a_2 \in [2,5; 7,7] \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ ,  $\lambda_2 \in [0,2; 1,1] \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ . Коэффициент чувствительности изменения температуропроводности к теплопроводности равен:

$$\frac{\partial a}{\partial \lambda} \approx \frac{\Delta a}{\Delta \lambda} = \frac{(7,7 - 2,5) \cdot 10^{-7}}{1,1 - 0,2} = 5,8 \cdot 10^{-7}.$$

Вклад в абсолютную погрешность определения температуропроводности абсолютной погрешности теплопроводности, например равной  $\Delta = 0,01 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ , составит  $\frac{\partial a}{\partial \lambda} \Delta = 5,8 \cdot 10^{-7} \cdot 0,01 \approx 1 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}$ . Следовательно, пренебрегать данным слагаемым частной погрешности нецелесообразно.

МФП для  $T(R, \tau_2)$  будет иметь вид, подобный иллюстрации на рис. 1.4, следовательно,  $\frac{\partial \lambda}{\partial a} \neq 0$ , что вносит дополнительное слагаемое в абсолютную погрешность определения теплопроводности.

При расчете ТС по формулам (1.53) при  $T(R, \tau_2) = 5,0 \text{ }^\circ\text{C}$  получим:  $\hat{a}_2 = 2,3 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ ;  $\hat{\lambda}_2 = 0,42 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ , что указывает на методическую ошибку определения температуропроводности ( $\hat{a}_2$  не входит в интервал неопределенности температуропроводности) в связи с выводом расчетных соотношений на основании упрощенного выражения (1.1).

Приведенные расчеты показывают, что тепловые измерения в системе тел, состоящей из двух полуограниченных материалов, характеризуются сложной МФП с наличием линий неопределенности. Одному и тому же сигналу  $U_{\text{ВУ}}$  (в частности  $T(R, \tau)$ ) соответствуют определенные интервалы значений нескольких факторов (тепло- и температуропроводности исследуемого материала), что указывает на наличие дополнительных слагаемых в абсолютной погрешности определения ТС.

2. Метод максимальных значений температур. Метод определения ТС материалов состоит в измерении точки максимума температуры  $T_{\text{max}} = T(R, \tau_{\text{max}})$  [36]. Откликом ВУ являются: время наступления максимума температуры и значение этой температуры. Для расчета ТС используют выражения:

$$a = \frac{R^2}{4\tau_{\text{max}}}; \quad \lambda = \frac{Q}{2e\pi T_{\text{max}} \tau_{\text{max}}}. \quad (1.54)$$

Подобный способ рассмотрен в работе [17], однако расчетные выражения для ТС получены на основании (1.12). Многофакторная функция преобразования для  $\tau_{\text{max}}$  на основании (1.3) представлена на рис. 1.5.

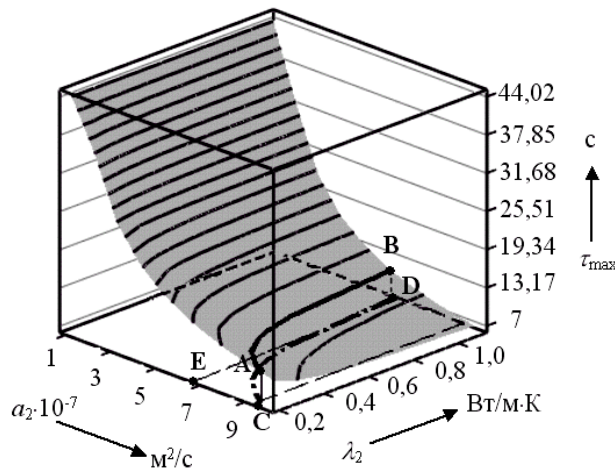


Рис. 1.5. Многофакторная функция преобразования для  $\tau_{\max}$

Допустим, в результате измерений  $\tau_{\max} = 10$  с, что соответствует линии неопределенности – кривой  $AB$ .

Произведем расчет коэффициента чувствительности изменения температуропроводности к изменению теплопроводности. Спроецировав кривую  $CD$  на ось  $a_2$ , получим отрезок  $CE$  – интервал неопределенности значений температуропроводности  $a_2 \in [6,9; 9,5] \cdot 10^{-7}$  м<sup>2</sup>/с. Интервал неопределенности теплопроводности равен диапазону измерений  $\lambda_2 \in [0,2; 1,1]$  Вт/(м · К). Коэффициент чувствительности равен:

$$\frac{\partial a}{\partial \lambda} \approx \frac{\Delta a}{\Delta \lambda} = \frac{(9,5 - 6,9) \cdot 10^{-7}}{1,1 - 0,2} = 2,9 \cdot 10^{-7},$$

что почти в два раза меньше, чем для метода абсолютных значений температур. МФП для  $T(R, \tau_{\max})$  будет иметь вид, подобный иллюстрации на рис. 1.4 и, следовательно,  $\frac{\partial \lambda}{\partial a} \neq 0$ .

При расчете ТС по формулам (1.54) при  $T(R, \tau_{\max}) = 6,6$  °С получим:  $\hat{a}_2 = 6,3 \cdot 10^{-7}$  м<sup>2</sup>/с;  $\hat{\lambda}_2 = 0,89$  Вт/(м · К), т.е. температуропроводность содержит дополнительную погрешность, так как  $\hat{a}_2$  не входит в интервал неопределенности  $\Delta a$ . Данная методическая погрешность связана с тем, что выражения (1.54) выведены на основании упрощенной математической модели (1.1).

Полученные результаты показывают, что по сравнению с абсолютным методом метод максимума температуры является более точным, так как в погрешность определения температуропроводности коэффициент влияния частной погрешности от теплопроводности имеет меньший вклад.

3. Метод наперед заданного отношения температур. Подобный способ рассмотрен в работе [14] и представлен расчетными формулами (1.21) и (1.22).

Пусть  $x_1 = 5 \cdot 10^{-3}$  м,  $x_2 = 7 \cdot 10^{-3}$  м,  $n = 5$ . Откликами ВУ являются: время наступления наперед заданного отношения температур и значение температуры в этот момент времени. Многофакторная функция преобразования для  $\tau_1$  представлена на рис. 1.6.

Допустим, в результате измерений  $\tau_1 = 5,5$  с, что соответствует линии неопределенности – кривой  $AB$ , а  $T(x_1, \tau_1) = 5,8$  °С. Интервал неопределенности температуропроводности составит  $a_2 \in [8; 9,5] \cdot 10^{-7}$  м<sup>2</sup>/с, а теплопроводности  $\lambda_2 \in [0,2; 1,1]$  Вт/(м · К), откуда коэффициент чувствительности равен:

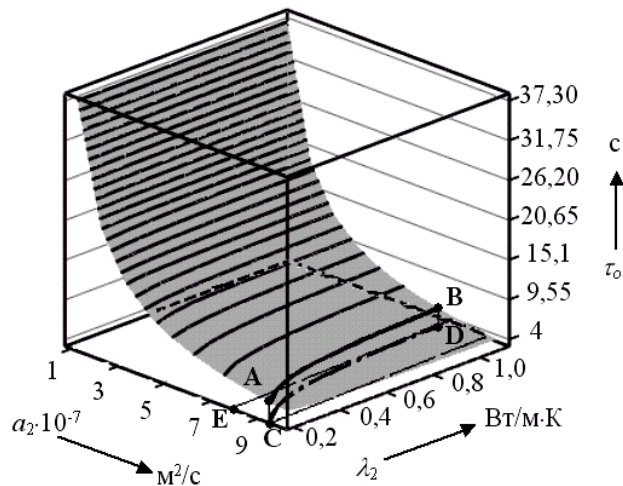


Рис. 1.6. Многофакторная функция преобразования для  $\tau_1$

$$\frac{\partial a}{\partial \lambda} \approx \frac{\Delta a}{\Delta \lambda} = \frac{(9,5-8) \cdot 10^{-7}}{1,1-0,2} = 1,7 \cdot 10^{-7}.$$

Для значений  $\tau_1 \in [20; 44]$  с коэффициент чувствительности  $\frac{\partial a}{\partial \lambda} \approx 0$ . Из этого следует, что абсолютная погрешность определения температуропроводности не зависит от абсолютной погрешности теплопроводности и ее величина будет иметь меньшее значение, чем для вышерассмотренных методов.

Однако МФП для  $T(x_1, \tau_1)$  будет иметь вид, подобный иллюстрации на рис. 1.4 и, следовательно,  $\frac{\partial \lambda}{\partial a} \neq 0$ .

На основании (1.21) и (1.22) получим:  $\hat{a}_2 = 6,8 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ ;  $\hat{\lambda}_2 = 0,93 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ . Так как  $\hat{a}_2$  не входит в интервал неопределенности  $\Delta a$ , следовательно, выражение для расчета температуропроводности содержит дополнительную методическую ошибку.

4. Метод интегральных значений температур. Одним из откликов ВУ может выступать значение температуры, интегрированное по времени. Сущность такого подхода заключается в регистрации в заданной точке контроля  $R$  значения температуры  $S$ , интегрированного на интервале времени  $[\tau_1, \tau_2]$ :

$$S = \int_{\tau_1}^{\tau_2} T(R, \tau) d\tau.$$

Подобный подход рассмотрен в работе [23] и представлен расчетными выражениями (1.41) и (1.42).

Пусть  $\tau_1 = 1 \text{ с}$ , а  $\tau_2 = \tau_{\max}$  (рис. 1.5). Многофакторная функция преобразования для  $S$  представлена на рис. 1.7, где кривая  $FG$  представляет собой линию неопределенности при  $S = 50 \text{ }^\circ\text{C} \cdot \text{с}$ .

Выражение для расчета теплопроводности имеет вид:

$$\lambda = \frac{Q}{2\pi S} \int_{\tau_1}^{\tau_{\max}} \frac{1}{\tau} \exp\left\{-\frac{R^2}{4a\tau}\right\} d\tau. \quad (1.55)$$

В результате проецирования кривой  $HI$  на ось  $\lambda_2$  интервал неопределенности теплопроводности составит  $\lambda_2 \in [0,59; 0,6] \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ , а температуропроводности  $a_2 \in [1; 10] \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ , откуда коэффициент чувствительности равен:

$$\frac{\partial \lambda}{\partial a} \approx \frac{\Delta \lambda}{\Delta a} = \frac{0,6-0,59}{(10-1) \cdot 10^{-7}} = 11111,1.$$

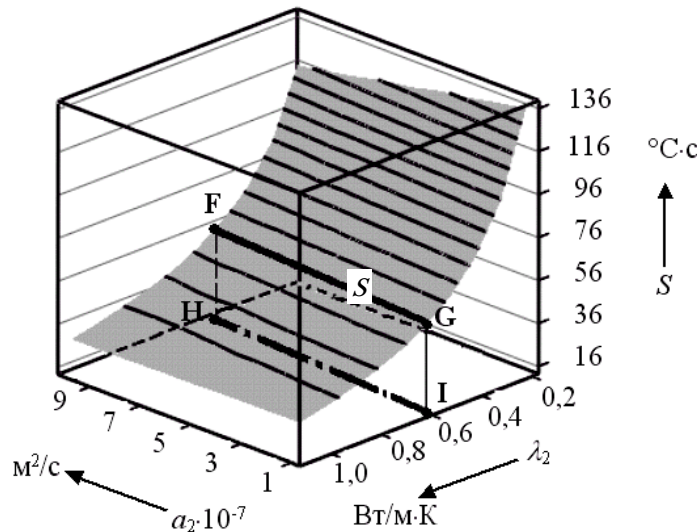


Рис. 1.7. Многофакторная функция преобразования для  $S$

Полученный результат показывает, что составляющая погрешности определения теплопроводности при абсолютной погрешности температуропроводности, например, равной  $\Delta = 10 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}$ , равна  $\frac{\partial \lambda}{\partial a} \Delta = 11111,1 \cdot 1 \cdot 10^{-8} \approx 0,0001 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ . Следовательно, данным слагаемым частной погрешности можно пренебречь.

Для выбранных значений  $\tau_{\max} = 10 \text{ с}$ ,  $\hat{a}_2 = 6,3 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$  на основании (1.55):  $\hat{\lambda}_2 = 0,93 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ .

Из полученных результатов следует, что интегральное значение температуры является эффективным параметром для определения теплопроводности, а расчетное выражение (1.55), полученное на основании упрощенной формулы (1.1), вносит дополнительную методическую погрешность.

Сравнительный анализ рассмотренных импульсных методов показывает, что для уменьшения абсолютной систематической погрешности определения ТС материалов выходными параметрами ВУ должны быть: время наперед заданного отношения температур и интегральное во времени значение температуры. Данным требованиям удовлетворяют метод, представленный в работе [23], и расчетные выражения для  $a$ ,  $\lambda$  (1.41) и (1.42), соответственно.

## 1.7. ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

Анализ предложенных расчетных формул для ТС материалов при регистрации абсолютных и интегральных значений температур показывает, что ТС материалов определяются системой уравнений [11]:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{a_3}{\lambda + \lambda_3}}{B_1} \right) + C_1; \\ A_2 = \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{a_3}{\lambda + \lambda_3}}{B_2} \right) + C_2, \end{cases} \quad (1.56)$$

причем  $A_i, B_i, i = 1, 2$  не зависят от  $\lambda, a$ ;  $C_i$  зависят от  $\lambda, a$ ;  $B_i > 0$ , а расчетные значения для  $\lambda$  и  $a$  определяются при  $C_1 = C_2 = 0$ , т.е. из системы

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{a_3}{\lambda + \lambda_3}}{B_1} \right); \\ A_2 = \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{a_3}{\lambda + \lambda_3}}{B_2} \right). \end{cases} \quad (1.57)$$

Отсюда можно получить расчетные формулы для  $\lambda$  и  $a$ :

$$\lambda = \frac{B_2 - B_1}{B_2 A_1 - B_1 A_2} - \lambda_3; \quad a = \frac{\lambda}{(\lambda + \lambda_3) K - \frac{\lambda_3}{a_3}}, \quad (1.58)$$

где  $K = (\lambda + \lambda_3) \frac{A_1 - A_2}{B_2 - B_1}$ .

Для оценки погрешностей полученных значений ТС составим вспомогательную систему:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{a_3}{\lambda + \lambda_3}}{B_1} \right) + C_1 h; \\ A_2 = \frac{1}{\lambda + \lambda_3} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} \frac{a_3}{\lambda + \lambda_3}}{B_2} \right) + C_2 h; \end{cases} \quad (1.59)$$

$$h \in [0, 1],$$

из которой система (1.56) получается при  $h = 1$ , система (1.57) – при  $h = 0$ .

Абсолютные погрешности определения ТС  $\lambda$  и  $a$  оценим дифференциалом функций  $\lambda(h)$  и  $a(h)$  в точке  $h = 0$  (приращение аргумента  $h$  равно 1). Получим [11]:

$$|\Delta\lambda| = \frac{B_2 |C_1| + B_1 |C_2|}{|B_2 - B_1|} (\lambda + \lambda_3)^2; \quad (1.60)$$

$$|\Delta a| = \frac{a}{\lambda} (|1 - aK| |\Delta\lambda| + |\lambda + \lambda_3| |\Delta K|),$$

где  $|\Delta K| = \frac{A_2 |C_1| + A_1 |C_2|}{|B_2 - B_1|} (\lambda + \lambda_3)^2$ .

На основании (1.16) и с учетом (1.3) запишем для моментов времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_1} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a + a_3} \frac{x^2}{4\tau_1}}{\lambda + \lambda_3} \right) + \Delta T_1; \\ T_2 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_2} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a + a_3} \frac{x^2}{4\tau_2}}{\lambda + \lambda_3} \right) + \Delta T_2, \end{cases} \quad (1.61)$$

где  $\Delta T_i = T(x, \tau_i) - \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_i} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a + a_3} \frac{x^2}{4\tau_i}}{\lambda + \lambda_3} \right)$ ,  $i = 1, 2$ ; значение  $T(x, \tau_i)$  определяется выражением (1.3).

Расчетные значения  $\lambda$  и  $a$  в (1.17) получены в предположении  $\Delta T_i = 0$ .

Система (1.61) приводится к системе (1.56), если ввести обозначения:

$$A_i = \frac{2\pi\tau_i T_i}{Q}; \quad B_i = \frac{x^2}{4\tau_i}; \quad C_i = \frac{2\pi\tau_i \Delta T_i}{Q}; \quad i = 1, 2.$$

Отсюда, с учетом (1.60), получим:

$$|\Delta\lambda| \leq 2\pi(\lambda + \lambda_3)^2 \frac{\tau_1^2 |\Delta T_1| + \tau_2^2 |\Delta T_2|}{|\tau_1 - \tau_2|};$$

$$|\Delta a| \leq \frac{a}{\lambda} (|1 - aK| |\Delta\lambda| + a |\lambda + \lambda_3| |\Delta K|),$$

$$\text{где } |\Delta K| \leq 2\pi(\lambda + \lambda_3)^2 \frac{A_2 \tau_1 |\Delta T_1| + A_1 \tau_2 |\Delta T_2|}{|B_2 - B_1|}.$$

Для способа, когда одна из двух точек контроля температуры находится на линии источника тепла, запишем систему (1.20) в виде:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_1}; \\ T_2 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)\tau_2} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a + a_3} \frac{x^2}{4\tau_2}}{\lambda + \lambda_3} \right) + \Delta T, \end{cases}$$

где  $\Delta T$  определяется аналогично системе (1.61). Расчетные формулы (1.60) позволяют получить выражения

$$\Delta\lambda = 0;$$

$$|\Delta a| \leq \frac{a^2}{\lambda} (\lambda + \lambda_3) \frac{4\tau Q |\Delta T|}{\lambda^2 T_1}.$$

Коэффициенты  $C_i$  ( $i = 1, 2$ ) являются функцией разности  $\Delta T$  действительного (1.3) и аппроксимированного (1.1) значений температур. При уменьшении абсолютных значений  $C_i$  в (1.56) или  $\Delta T_i$  в (1.61) точность данных способов возрастает.

Для оценки погрешностей расчетных выражений для ТС в способе при регистрации интегральных значений температуры за промежутки времени  $\Delta\tau_1 = \tau_1 - \tau_0$  и  $\Delta\tau_2 = \tau_2 - \tau_0$  в точке, расположенной на расстоянии  $x$  от линии источника тепла, запишем систему уравнений:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \left( \ln \frac{\tau_1}{\tau_0} - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a + a_3} \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_1} \right)}{\lambda + \lambda_3} \right) + \Delta S_1; \\ S_2 = \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \left( \ln \frac{\tau_2}{\tau_0} - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a + a_3} \frac{x^2}{4} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_2} \right)}{\lambda + \lambda_3} \right) + \Delta S_2, \end{cases}$$

$$\text{где } \Delta S_i = S(x, \tau_i) - \frac{Q}{2\pi(\lambda + \lambda_3)} \left( \ln \frac{\tau_i}{\tau_0} - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_i} \right) \right), \quad i = 1, 2.$$

Перепишем данную систему в виде:

$$\begin{cases} \frac{2\pi S_1}{Q \ln \frac{\tau_1}{\tau_0}} = \frac{1}{(\lambda + \lambda_3)} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau_1}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_1} \right) \right) + \frac{2\pi \Delta S_1}{Q \ln \frac{\tau_1}{\tau_0}}; \\ \frac{2\pi S_2}{Q \ln \frac{\tau_2}{\tau_0}} = \frac{1}{(\lambda + \lambda_3)} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau_2}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_2} \right) \right) + \frac{2\pi \Delta S_2}{Q \ln \frac{\tau_2}{\tau_0}}. \end{cases} \quad (1.62)$$

Система (1.62) приводится к системе (1.56), если ввести обозначения:

$$A_i = \frac{2\pi S_i}{Q \ln \frac{\tau_i}{\tau_0}}; \quad B_i = \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau_i}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_i} \right); \quad C_i = \frac{2\pi \Delta S_i}{Q \ln \frac{\tau_i}{\tau_0}}; \quad i = 1, 2.$$

Для способа, когда одна из двух точек контроля температуры находится на линии источника тепла, запишем систему (1.62) в виде:

$$\begin{cases} \frac{2\pi S_1}{Q \ln \frac{\tau}{\tau_0}} = \frac{1}{(\lambda + \lambda_3)}; \\ \frac{2\pi S_2}{Q \ln \frac{\tau}{\tau_0}} = \frac{1}{(\lambda + \lambda_3)} \left( 1 - \frac{\frac{\lambda + \lambda_3}{a} + \frac{\lambda_3}{a_3}}{\lambda + \lambda_3} \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau} \right) \right) + \frac{2\pi \Delta S_2}{Q \ln \frac{\tau}{\tau_0}}, \end{cases}$$

т.е. получим систему (1.56), если положить:

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{2\pi S_i}{Q \ln \frac{\tau}{\tau_0}}; \quad B_0 = 0; \quad B_2 = \frac{x^2}{4 \ln \frac{\tau}{\tau_0}} \left( \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau} \right); \\ C_1 &= 0; \quad C_2 = \frac{2\pi \Delta S_2}{Q \ln \frac{\tau}{\tau_0}}; \quad i = 1, 2. \end{aligned}$$

Для оценки методической составляющей погрешности при регистрации квазиустановившихся значений температур [24, 25, 27, 28] предположим, что ТС материалов определяются системой уравнений:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{D_1}{\lambda \sqrt{a}} \left( K - \frac{B_1}{a} + C_1 \right); \\ A_2 = \frac{D_2}{\lambda \sqrt{a}} \left( K - \frac{B_2}{a} + C_2 \right), \end{cases} \quad (1.63)$$

причем  $D_i, A_i, B_i (i = 1, 2), K$  не зависят от  $\lambda, a$ ;  $C_i$  зависит от  $\lambda, a$ ; расчетные значения для  $\lambda$  и  $a$  определяются при  $C_1 = C_2 = 0$ , т.е. из системы

$$\begin{cases} A_1 = \frac{D_1}{\lambda \sqrt{a}} \left( K - \frac{B_1}{a} \right); \\ A_2 = \frac{D_2}{\lambda \sqrt{a}} \left( K - \frac{B_2}{a} \right). \end{cases} \quad (1.64)$$

Решая систему (1.64) относительно ТС  $\lambda$  и  $a$ , получим расчетные значения для ТС:

$$\hat{a} = \frac{B_1 - \frac{A_1 D_2}{A_2 D_1} B_2}{K \left( 1 - \frac{A_1 D_2}{A_2 D_1} \right)}; \quad \hat{\lambda} = \frac{D_1}{A_1 \sqrt{\hat{a}}} \left( K - \frac{B_1}{\hat{a}} \right). \quad (1.65)$$

Аналогично (1.59), составив вспомогательную систему, абсолютные погрешности определения  $\lambda$  и  $a$  оценим дифференциалом функций  $\lambda(h)$  и  $a(h)$  в точке  $h = 0$  и опишем выражениями:

$$|\Delta a| \leq \left| \frac{C_1 - \gamma C_2}{K(1-\gamma)} \right| a; \quad (1.66)$$

$$|\Delta \lambda| \leq \frac{D_1}{A_1 \sqrt{a}} \left( \frac{|\Delta a|}{2\sqrt{a}} \left| \frac{3B_1}{(\sqrt{a})^3} - K \right| + |C_1| \right), \quad (1.67)$$

где

$$\gamma = \frac{A_1 D_2}{A_2 D_1}; \quad C_{1,2} \leq \frac{R_{1,2}^4}{32a^2 \tau_0^2} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^7} + \frac{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3 \Delta T_{1,2} \sqrt{a} \lambda}{Q};$$

$$D_{1,2} = \frac{Q_{1,2}}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3}; \quad K = \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^3}; \quad B_{1,2} = \frac{R_{1,2}^2}{4\tau_0}$$

$\Delta T_{1,2}$  – абсолютная методическая погрешность определения квазиустановившегося значения температуры в точке размещения термодатчика.

На основании (1.66) и (1.67) оценка абсолютной методической погрешности определения ТС метода [24] имеет вид:

$$|\Delta a| \leq \left| \frac{C_2 - BC_1}{K_1(1-B)} \right| a;$$

$$|\Delta \lambda| \leq \frac{Q}{4(\pi\tau_0)^3 T_1 \sqrt{a}} \left( \frac{|\Delta a|}{2\sqrt{a}} \left| \frac{3R_1^2 K_2}{4\tau_0 (\sqrt{a})^3} - K_1 \right| + |C_1| \right),$$

где

$$A_1 = T_1; \quad A_2 = T_2; \quad D_1 = D_2 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3};$$

$$B = \frac{T_1}{T_2}; \quad K_1 = K; \quad K_2 = \frac{R_{1,2}^2}{4\tau_0} \sum_{k=1}^{n_{\max}} \frac{1}{(\sqrt{k})^5}.$$

Для метода [27]

$$A_1 = T_1; \quad A_2 = T_2 - T_1; \quad D_1 = D_2 = \frac{Q}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3}; \quad B = \frac{T_2}{T_1} - 1.$$

Для метода [28] запишем:

$$A_1 = A_2 = T_1; \quad D_{1,2} = \frac{Q_{1,2}}{4(\sqrt{\pi\tau_0})^3}; \quad B = \frac{Q_1}{Q_2}.$$

Таким образом, методическая погрешность данных методов зависит от абсолютной погрешности прямых измерений квазиустановившихся значений температур  $T_1$  и  $T_2$  и количества тепла  $Q_1$  и  $Q_2$ , выделяемого точечными источниками.

## 2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ

Использование при теплофизическом контроле полупроводниковых терморезисторов, термосопротивлений и термопар предопределяет применение преобразователей с выходными сигналами, удобными для непосредственной регистрации или ввода в специализированные устройства. Сигналы могут быть представлены в непрерывной, непрерывно-дискретной и дискретной формах. В основу построения специализированных устройств для обработки «смешанного» характера информации положена элементная база аналого-цифровой техники, что позволило значительно упростить схемные решения специализированных устройств при обработке входной информации, представленной в виде напряжения постоянного тока, частоты следования импульсов или длительности импульсов. Специализированные устройства разомкнутого типа для обработки частотно-импульсной информации, выполненные на базе цифровой техники, не имеют инструментальной погрешности, но формируют свой выходной сигнал в виде дискретизированного частотно-импульсного потока импульсов.

В результате возникает необходимость определения статистических характеристик дискретизированного частотно-импульсного потока импульсов со средней частотой, прямо пропорциональной теплопроводности исследуемых материалов.

Классификация разработанных преобразователей температуры приведена на рис. 2.1.

### 2.1. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗНОСТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТЕМПЕРАТУР, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ В ЧАСТОТНЫХ ФОРМАХ

При обработке информации в процессе эксперимента, представленной в частотной и частотно-импульсной формах, час-



то приходится решать задачу вычитания двух частот.

Применяемые в настоящее время схемы вычитания частот условно разделены на две большие группы [37]: вычитающие устройства непрерывного и дискретного действия.

Под схемами непрерывного действия понимают устройства с выдачей разности частот также в виде частоты. Вычитающие устройства дискретного действия позволяют получить периодические цифровые отсчеты, пропорциональные разности частот входных сигналов.



Рис. 2.1. Классификация преобразователей температуры

Разработано [37, 38] большое количество вычитающих устройств на дискретных элементах. Как правило, они содержат различные элементы памяти: триггеры, феррит-транзисторные ячейки и т.д. и ряд логических элементов: схемы совпадения, антисовпадения, отрицания и др. Вычитающие устройства позволяют определить не только разность входных частот, но и дают информацию о знаке этой разности.

Интересны схемы вычитания частот, выполненные на интегральных логических элементах [46].

Рассмотрим схему вычитающего устройства, показанную на рис. 2.2 [47].

Вначале предположим, что импульсы из потока частот  $F_1$  и  $F_2$  не совпадают по времени.

Считаем, что в исходном состоянии триггер находится в единичном состоянии  $Q_1$ . Из потока импульсов частоты  $F_1$  первый импульс поступает через схему запрета И-НЕ1 на счетный вход триггера и второй вход схемы совпадения И1. При этом схема совпадения И1 закрыта для прохождения импульса на выход 1 устройства. Своим спадом импульс переключает триггер в нулевое состояние  $Q_0$ , который нулевым потенциалом, поступающим с единичного выхода, закрывает схему запрета И-НЕ1. Единичным потенциалом с выходов схем запрета

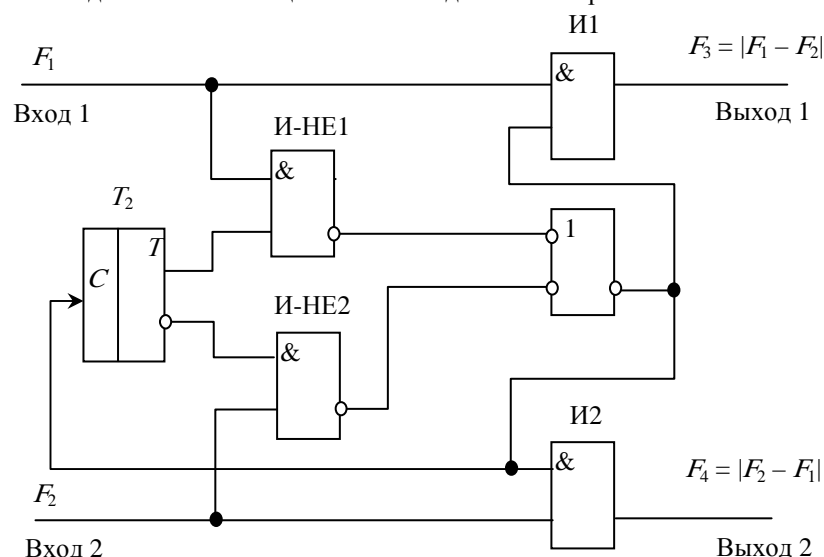


Рис. 2.2. Вычитающее устройство

поддерживается в открытом состоянии схема совпадения И1, открывающая доступ на выход 1 устройства последующим импульсам из потока частоты  $F_1$ , где регистрируется частота  $F_3$ .

При поступлении потока импульсов частоты  $F_2$  устройство работает аналогичным образом, но коммутация осуществляется схемой запрета И-НЕ2 и схемой совпадения И2 вместо соответствующих схем И-НЕ1 и И1. Первый импульс возвращает триггер в исходное состояние  $Q_1$ , закрывает схему запрета И-НЕ2 и открывает схему совпадения И2. Последующие импульсы потока частоты  $F_2$  поступают на выход 2 устройства, где регистрируются как частота  $F_4$ .

Если поочередно поступают единичные импульсы по входам 1 и 2, триггер переключается каждым импульсом, а нуле-

вой потенциал, формируемый на соответствующей схеме запрета, закрывает доступ импульсам на выходы устройства.

В случае совпадающих по времени импульсов из потока частот  $F_1$  и  $F_2$ , равных по длительности, устройство работает следующим образом.

При поступлении импульсов с частотами  $F_1$  и  $F_2$  на входы устройства на выходе одной из схем запрета, открытой в данный момент, формируется запрещающий импульс. Этот импульс блокирует поступление импульсов на выходы устройства, поочередно переключая триггер в состояние  $Q_1$  или  $Q_0$ . При этом триггер соответственно открывает одну и закрывает другую схему запрета.

Предполагаем, что импульсы потока частоты  $F_1$  опережают по фазе импульсы потока частоты  $F_2$ , а триггер находится в единичном состоянии  $Q_1$ . В этом случае на выходе схемы запрета И-НЕ1 формируется запрещающий импульс, который закрывает схемы совпадения И1 и И2. Причем импульсу из потока частоты  $F_2$  в этом случае запрещено прохождение как на схему запрета И-НЕ2, так и на выход 2 устройства. По окончании импульса из потока частоты  $F_1$  триггер переключается в нулевое состояние  $Q_0$ , блокируется схема запрета И-НЕ1 и открывается схема запрета И-НЕ2, на выходе которой также формируется запрещающий импульс, но уже импульсам из потока частоты  $F_2$ . Схемы совпадения И1 и И2 поддерживаются в исходном состоянии. Импульс из потока  $F_2$  задним фронтом возвращает триггер в исходное состояние  $Q_1$ . С поступлением следующей пары импульсов процесс повторяется, на выходах 1 и 2 устройства импульсы отсутствуют, т.е. выполняется равенство  $F_3 = F_4 = 0$ .

Если для данного режима работы схемы триггер находился в нулевом состоянии  $Q_0$ , то первый импульс из потока частоты  $F_1$  регистрируется на выходе 1 устройства, а первый импульс из потока частоты  $F_2$  переключает триггер в состояние  $Q_1$ . Работа схемы для следующей пары импульсов аналогична описанному.

Для импульсных последовательностей частоты  $F_1$ , отстающих по фазе, но частично совпадающих во времени с импульсами из потока частоты  $F_2$ , работа устройства идентична случаю опережения импульсов по фазе, а работа схемы запрета И-НЕ2 и схемы совпадения И2 аналогична работе элементов И-НЕ1 и И1, а схем И-НЕ1 и И1 – работе схем И-НЕ2 и И2.

Последовательное соединение вычитающих устройств позволяет определить разностную частоту следования двух неравномерно распределенных во времени, а также имеющих «пачечный» характер импульсных последовательностей. Это может быть достигнуто, например, введением двух JK-триггеров. Устройство для обработки информации, представленной в виде неравномерных импульсных потоков, а также имеющей пачечный характер импульсов, содержит (рис. 2.3) [48] реверсивный счетчик РСч, выполненный на  $n$ -триггерах и дешифраторах сложения ДшС и вычитания ДшВ.

Предполагается, что импульсы входных последовательностей частот  $F_1$  и  $F_2$  не совпадают во времени.

Основными элементами, определяющими логику работы устройства, являются два JK-триггера Тг1 и Тг2, в зависимости от состояния которых осуществляется коммутация импульсов входных частот. Состояние этих триггеров определяется состоянием реверсивного счетчика.

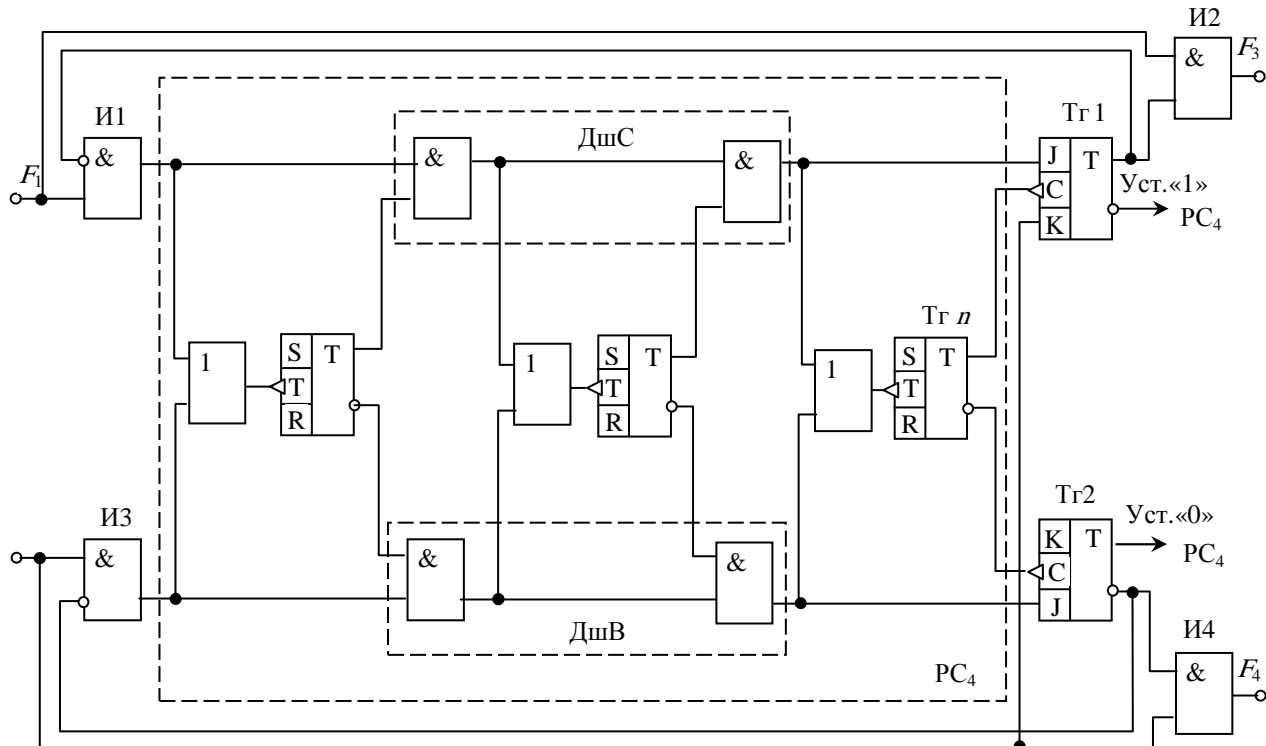


Рис. 2.3. Частотно-импульсное вычитающее устройство

При единичном состоянии  $Q_N$  счетчика в триггере Тг1 записана 1, поэтому импульсы потока частоты  $F_1$  поступают только на выход устройства через схему совпадения И2, образуя выходную импульсную последовательность  $F_3$ . Импульсам потока частоты  $F_2$  при этом разрешено прохождение только на вход дешифратора вычитания ДшВ счетчика через схему И3. При нулевом состоянии  $Q_0$  счетчика в триггере Тг2 записана 1, в результате чего импульсы потока частоты  $F_2$  поступают только на выход устройства через схему совпадения И4, формируя импульсную последовательность  $F_4$ . Импульсам потока частоты  $F_1$  при этом разрешено прохождение только на вход дешифратора сложения ДшС через схему И1.

При остальных состояниях счетчика в триггерах Тг1 и Тг2 записана 0, поэтому схемы совпадения И2 и И4 закрыты и импульсы частот  $F_1$  и  $F_2$  поступают через схемы И1, И3 на дешифраторы сложения и вычитания счетчика.

Устройство работает следующим образом.

Предполагаем, что в начальный момент времени состояние счетчика  $Q_i$  произвольно ( $i = 0, 1, 2, \dots, N = 2^n - 1$ ).

Пусть для средних значений входных частот выполняется соотношение  $F_{cp,1} > F_{cp,2}$ . Тогда по истечении времени

$$\tau_1 = \frac{i}{F_{cp,1} - F_{cp,2}}$$

счетчик переходит в исходное для данного соотношения входных частот состояние  $Q_N$ . Если в этом состоянии на вход устройства поступает импульс из потока частоты  $F_1$ , то он передним фронтом переключает триггер Тг2 в единичное состояние, при котором счетчик удерживается в исходном состоянии  $Q_i$ . При этом закрывается схема И1, а схема совпадения И2 открывается и импульсы из потока частоты  $F_1$  регистрируются на выходе  $F_3$  устройства. Если же поступает один или несколько импульсов частоты  $F_2$  на дешифратор вычитания ДшВ счетчика, то в триггер Тг1 записывается 0. Такое же число импульсов из потока частоты  $F_1$  устанавливает счетчик в исходное состояние  $Q_i$ , и последующие импульсы этой частоты проходят через схему совпадения И2 на выход  $F_3$  устройства.

Таким образом, выходная импульсная последовательность  $F_3$  имеет разностную частоту  $F_1 - F_2$ . Появление импульсов частоты  $F_4$  невозможно при данном соотношении входных частот. Для случая  $F_{cp,1} < F_{cp,2}$  по истечении времени

$$\tau_2 = \frac{N - i}{F_{cp,1} - F_{cp,2}}$$

счетчик 1 переходит в нулевое состояние  $Q_0$ . В дальнейшем устройство работает аналогично рассмотренному случаю с той разницей, что поступающие на выход  $F_4$  устройства импульсы из потока частоты  $F_2$  образуют выходную импульсную последовательность  $F_1$  с разностной частотой  $F_2 - F_1$ .

В случае равенства входных частот  $F_{cp,1} = F_{cp,2}$  счетчик работает в непрерывном режиме сложения и вычитания. В результате на выходы устройства импульсы не поступают ( $F_3 = F_4 = 0$ ).

В тех случаях, когда частоты  $f_{\psi_1}(\tau)$  и  $f_{\psi_2}(\tau)$  довольно высокие (порядка нескольких мегагерц и выше), преобразование частотных сигналов в частотно-импульсные становится затруднительным. Поэтому при высоких значениях частот значительно проще воспроизводить вычитание с использованием радиотехнических средств [49].

На рис. 2.4 приведена структурная схема устройства для измерения разности температур, которое работает следующим образом [50]. Терморезисторы  $R_{T1}$  и  $R_{T2}$  находятся в разных контролируемых точках исследуемого объекта, для которых осуществляется измерение разности температур. Терморезистор  $R_{T5}$  размещается в одной из двух контролируемых точек исследуемого объекта и может быть выполнен в едином корпусе с одним из терморезисторов  $R_{T1}$  или  $R_{T2}$ .

Разность температур терморезисторов  $R_{T1}$  и  $R_{T2}$  определяет напряжение в измерительной диагонали моста, которое усиливается усилителем У и через делитель напряжения ДН подается на вход селективируемого пикового детектора Д. Терморезистор 5 предназначен для автоматической компенсации нелинейности характеристик терморезисторов  $R_{T1}$  и  $R_{T2}$ , изменяя в зависимости от температуры коэффициент передачи делителя ДН. Степень компенсации зависит от соотношения сопротивлений терморезистора  $R_{T5}$  и резисторов 6 и 7, которые рассчитываются для заданного диапазона изменения температуры с учетом конкретного типа терморезисторов. Резистор 8 дополнительно шунтирует выход усилителя и используется только для усилителей с токовым

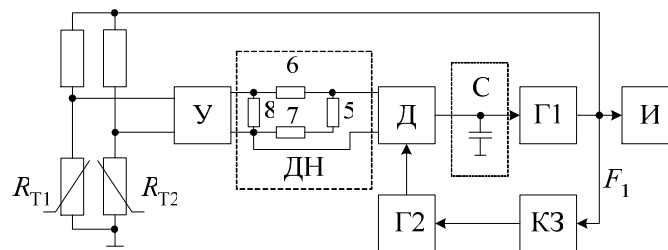


Рис. 2.4. Структурная схема устройства для измерения разности температур

выходом. Выходное напряжение ДН, снимаемое с резисторов 7 и 5, используется при работе с терморезисторами, сопротивление которых увеличивается с ростом температуры по квадратической зависимости с отрицательным нелинейным членом (платиновые терморезисторы). При использовании терморезисторов с положительным нелинейным членом температурной характеристики (например, никелевые терморезисторы) выходной сигнал ДН снимается с резисторов 6 или 7.

Детектор Д преобразует усиленное импульсное напряжение разбаланса моста, равное амплитуде импульса, которое запоминается емкостью С и управляет частотой Г1. Частота следования импульсов  $F_1$  прямо пропорциональна напряжению на С. Выходные импульсы Г1 подаются на диагональ питания моста, повышая чувствительность измерений в  $\sqrt{\Theta}$  раз ( $\Theta$  – скважность импульсов) и, одновременно, управляют работой селективируемого пикового детектора через каскад задержки КЗ и генератор строб-импульса Г2. Частота следования импульсов  $F_{вых}$  Г1 измеряется индикаторным прибором И.

## 2.2. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МАТЕРИАЛОВ С АНАЛОГОВЫМИ И ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМИ ВХОДНЫМИ СИГНАЛАМИ

С количественной стороны теплопроводность материалов определяется из соотношения

$$q = -\lambda \operatorname{grad} T, \quad (2.1)$$

где  $\operatorname{grad} T = \nabla T = i \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial x} + j \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial y} + k \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial z}$ ;  $q$  – плотность теплового потока.

Многообразие способов определения теплопроводности не позволяет создать одно универсальное устройство для технического обеспечения условий проведения эксперимента и обработки получаемой информации. Однако общим для всех способов является необходимость воспроизведения математических операций умножения и деления при обработке получен-

ной при проведении теплофизического эксперимента информации.

Так, например, для пластины при стационарном распределении температур формула (2.1) примет вид

$$\lambda = \Delta x \left( \frac{q}{\Delta T} \right), \quad (2.2)$$

где  $\Delta T$  – перепад температур;  $\Delta x$  – толщина пластины.

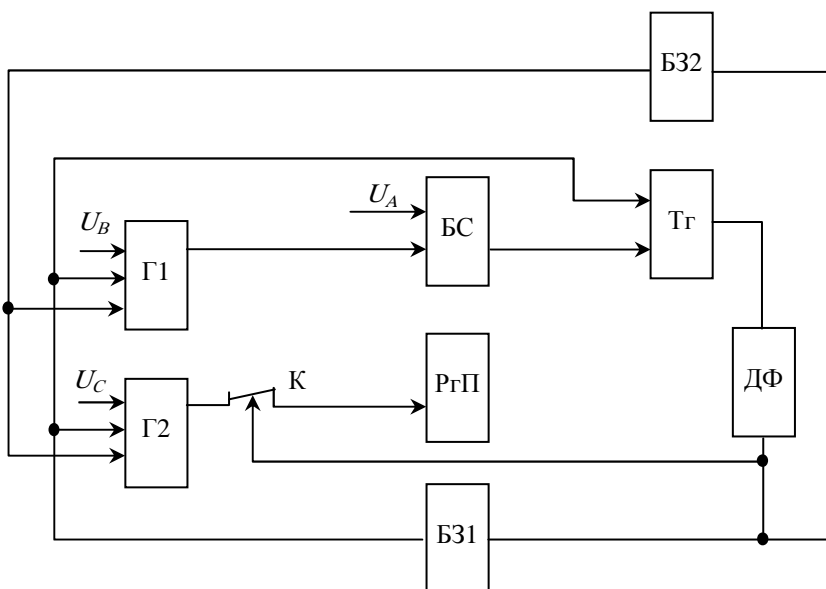
Значение  $\Delta x$  в формуле (2.2) в процессе проведения эксперимента может быть величиной постоянной или переменной. В зависимости от этого в специализированное устройство для определения теплопроводности вводятся в процессе проведения эксперимента две или три переменные величины для моделирования соотношения (2.2).

Рассмотрим некоторые устройства для воспроизведения операций умножения и деления сигналов, представленных уровнями напряжения постоянного тока или длительностью импульсов.

Аналоговое делительное устройство (рис. 2.5) работает следующим образом [51].

Импульсом с выхода блока задержки БЗ1 запускаются генераторы экспоненциального напряжения Г1 и Г2 и переключается триггер Тг. Напряжение  $U_A$ , пропорциональное делителю, подается на вход блока сравнения БС, напряжение  $U_B$ , пропорциональное делителю, подается для питания генератора Г1, а нормированное напряжение  $U_C$  поступает для питания генератора Г2. В момент равенства напряжений генератора Г1 и  $U_A$  блок сравнения БС переключает триггер Тг. Длительность выходного импульса триггера при этом определяется соотношением:

$$\tau = \ln \frac{U_B}{U_A}.$$



**Рис. 2.5. Аналоговое делительное устройство**

Одновременно напряжение с выхода генератора Г2 поступает в регистр памяти РгП через электронный ключ К. Ключом управляет поступающий с выхода дешифратора ДФ импульс, сформированный перепадом потенциалов на выходе триггера Тг. При срабатывании электронного ключа К на выходе генератора Г2 появляется напряжение  $U_C$ , пропорциональное частному  $U_A/U_B$ , так как

$$\tau = \ln \frac{U_B}{U_A} = \ln \frac{U_0}{U_C},$$

или

$$U_C = U_0 \frac{U_A}{U_B}.$$

Импульс с выхода дешифратора ДФ через блоки задержки БЗ1 и БЗ2 поступает на входы генераторов Г1 и Г2. Причем время задержки  $\tau_1$  блока БЗ1 больше времени задержки  $\tau_2$  БЗ2. Импульс выхода с блока задержки БЗ1 устанавливает в исходное состояние генераторы Г1 и Г2. В последующий момент времени импульс с блока задержки БЗ2 запускает вновь генераторы экспоненциального напряжения Г1 и Г2 и переключает в исходное состояние триггер Тг. Таким образом, описанный цикл работы устройства повторяется. Информация в регистре памяти РгП изменяется только после срабатывания электронного ключа К.

Множительное устройство [52] показано на рис. 2.6.

На вход ключевого модулятора М, управляемого прямоугольными импульсами со скважностью  $Q = 2$  с генератора ГИ, поступает входное напряжение  $U_1$ , которое преобразуется в поток импульсов положительной и отрицательной полярности, равных по длительности и амплитуде.

На выходе разделительной  $R_1 C_1$  цепи формируется суммарное напряжение с выхода модулятора 1 и второго входного напряжения  $U_2$ :

$$U_{R_1 C_1} = U_1 \text{sign} \sin \omega t + U_2 ,$$

где  $\omega$  – частота генератора ГИ.

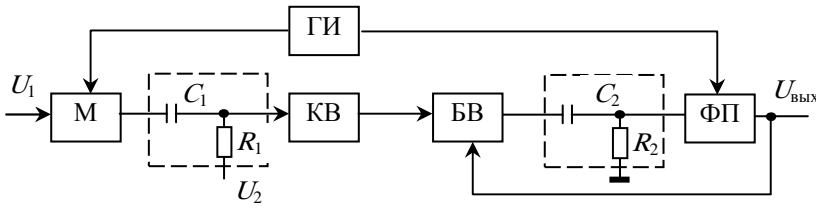


Рис. 2.6. Множительное устройство

Выходное напряжение квадратора КВ:

$$U_K = nU_{R_1 C_1}^2 = n \left[ (U_1 \text{sign} \sin \omega t)^2 + 2U_2 U_1 \text{sign} \sin \omega t + U_2^2 \right],$$

где  $n$  – постоянный коэффициент.

С учетом того, что

$$(\text{sign} \sin \omega t)^2 = 1 ,$$

получим

$$U_K = (U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \text{sign} \sin \omega t) n .$$

Напряжение  $U_K$  подается на первый вход блока вычитания БВ, на второй вход которого подано выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  устройства.

В блоке вычитания осуществляется операция вычитания из напряжения  $U_K$  модуля выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ .

Так как переменная составляющая  $2U_1 U_2 \text{sign} \sin \omega t$  выпрямляется фазочувствительным выпрямителем ФП, управляемым выходными импульсами генератора ГИ, и преобразуется в выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = 2S U_1 U_2 n ,$$

где  $S$  – коэффициент преобразования, установлен равным 1, то на выходе блока вычитания напряжение всегда равно:

$$U_B = \left[ (|U_1| - |U_2|)^2 + 2U_1 U_2 \text{sign} \sin \omega t \right] n .$$

Следует отметить, что выходное напряжение устройства всегда может быть установлено положительным, а знак произведения можно определять сигналом с дополнительного выхода фазочувствительного выпрямителя.

Четырехквадрантное множительное устройство (рис. 2.7) [53] работает следующим образом.

Внутренний генератор широтно-импульсного модулятора ШИМ1 формирует короткие прямоугольные импульсы для синхронного запуска модуляторов ШИМ1 и ШИМ2 (на схеме связь между модуляторами не показана), а также осуществляет через дополнительный выход модулятора ШИМ1 (выход непосредственно генератора) управление работой переключателя П. При появлении импульса на управляющем входе двухпозиционного переключателя П ко входу фазоинвертора ФИ подключается источник входного сигнала  $U_2$ . Одновременно разрешается запуск модуляторов ШИМ1 и ШИМ2, длительность импульсов на выходе которых прямо пропорциональна напряжению положительной полярности на выходе фазоинвертора ФИ. При напряжении отрицательной полярности модулятор ШИМ1 (или ШИМ2) на своем выходе

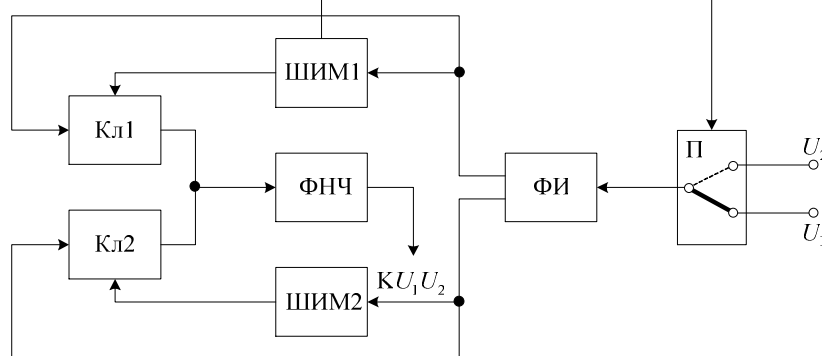


Рис. 2.7. Четырехквадрантное множительное устройство

импульс не формирует. Таким образом производится запуск только одного из двух модуляторов, которые открывают ключ Кл1 (или Кл2). Задним фронтом импульса с дополнительного выхода модулятора ШИМ1 ко входу фазоинвертора ФИ подключается источник второго входного сигнала  $U_1$ , который с выхода фазоинвертора (ФИ) через открытый ключ Кл1 (или Кл2) подключается ко входу фильтра низших частот (ФНЧ) в течение времени формирования широтно-модулированного импульса с выхода первого или второго модулятора. Источник второго входного сигнала  $U_1$  остается подключенным ко входу фазоинвертора ФИ в течение всей паузы между импульсами на управляющем входе переключателя П.

Таким образом, в зависимости от знака второго входного сигнала  $U_2$  работает только один из двух ключей (другой находится в разомкнутом состоянии). Площадь импульсов, полученных на общем выходе ключей, пропорциональна произведе-

дению входных сигналов, причем полярность импульсов определяется знаками обоих сигналов: если их знаки одинаковы, то полярность импульсов положительна, а если противоположные, то полярность импульсов отрицательна. Следовательно, напряжение, выделенное фильтром ФНЧ, пропорционально произведению входных сигналов и имеет соответствующий знак.

Широтно-импульсное делительное устройство [54] на основе управляемого генератора импульсов показано на рис. 2.8.

Входной сигнал-делимое проходит на один из входов сумматора СМ, на другой его вход поступает выходное напряжение усилительного блока У. Сигнал-делитель подается на первый вход управляемого генератора импульсов ГИ, на второй вход которого поступает напряжение с конденсатора  $C_2$ , соответствующее напряжению на выходе сумматора в

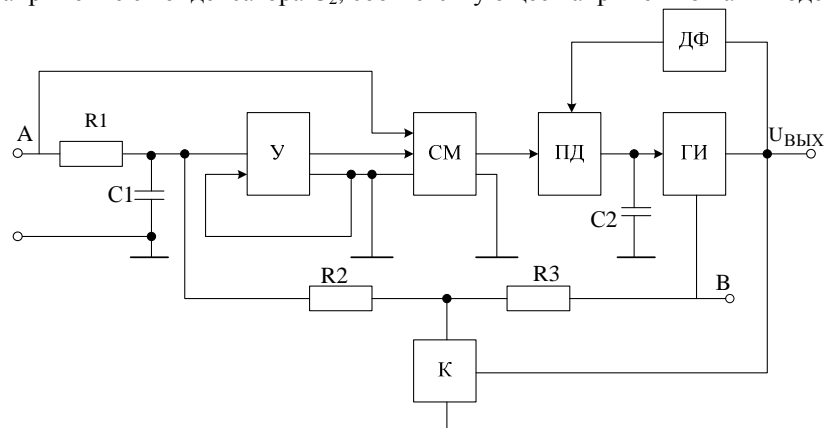


Рис. 2.8. Широтно-импульсное делительное устройство

момент появления переднего фронта импульсов на выходе устройства. Выходные импульсы ГИ имеют длительность, пропорциональную отношению входных сигналов. Выходной импульс генератора ГИ через дифференциатор импульсов ДФ своим передним фронтом открывает селективируемый пиковый детектор ПД, а конденсатор  $C_2$  осуществляет оперативное запоминание информации на выходе сумматора СМ. Одновременно выходные импульсы генератора ГИ управляют работой ключевого элемента К таким образом, что на время действия импульса ключевой элемент разомкнут, а в остальную часть периода замкнут. Напряжение делителя через последовательно соединенные масштабный  $R_2$  и дополнительный масштабный  $R_3$  резисторы, к точке соединения которых подключен ключевой элемент, подается на фильтрующий конденсатор  $C_1$ . На фильтрующем конденсаторе, осуществляющем подавление высших гармоник, появляется разностное напряжение, которое усиливается блоком У и поступает на сумматор СМ. Если выбрать параметры блоков СМ и ГИ такими, чтобы их результирующая характеристика точно совпала с требуемой выходной характеристикой всего делительного устройства, то при всех значениях входных сигналов напряжение на конденсаторе  $C_1$  и, следовательно, на втором входе сумматора СМ будет практически равно 0.

Повысить точность работы устройства можно введением дополнительного селективируемого детектора и конденсатора, включенных аналогичным образом между первым входом управляемого генератора и клеммой сигнала-делителя (на схеме не показано). Управление работой детектора также может быть осуществлено фронтом выходного импульса.

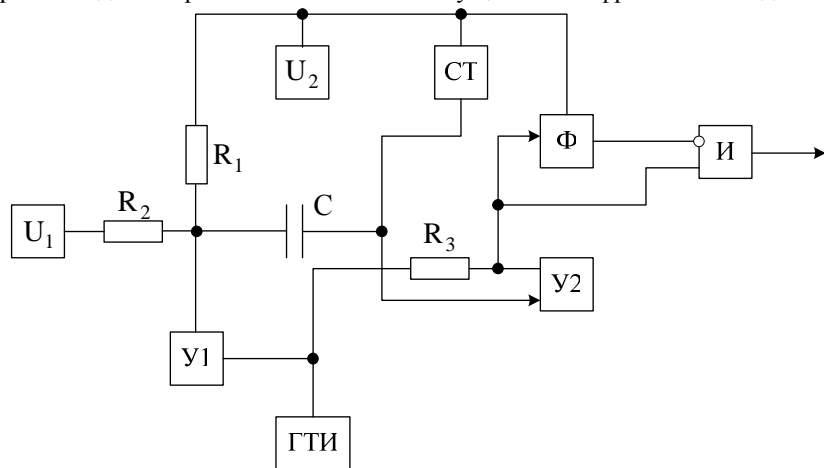


Рис. 2.9. Делительное устройство

Функциональная схема делительного устройства с широтно-импульсным выходным сигналом [55] приведена на рис. 2.9.

В исходном состоянии входной фазоинвертирующий усилительный элемент У1 закрыт напряжением с выхода выходного фазоинвертирующего усилительного элемента У2 через масштабирующий резистор  $R_3$ . Элемент У2 открыт током стабилизатора тока СТ. Напряжение на выходе закрытого элемента У1:

$$U = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2,$$

где  $U_1$  – напряжение источника сигнала-делимого;  $U_2$  – напряжение источника сигнала-делителя.

Накопительный конденсатор  $C$  заряжен до некоторого напряжения  $U_C = U - U_0$ , где  $U_0$  – напряжение на входе откры-

того фазоинвертирующего усилительного элемента У.

Сигналом с выхода генератора тактовых импульсов открывается элемент У1 и напряжение  $U_C$  конденсатора  $C$  прикладывается к входу выходного элемента У2, закрывая его. На выходе элемента У2 формируется импульс, который через масштабирующий резистор  $R_3$  удерживает элемент У1 в открытом состоянии. Этот импульс поступает на основной вход логической схемы совпадения импульсов И и одновременно своим передним фронтом запускает управляемый формирователь импульсов Ф.

Током стабилизатора тока СТ, значение которого прямо пропорционально напряжению источника сигнала-делителя, конденсатор  $C$  перезаряжается до напряжения, при котором открывается выходной элемент У2, а входной У1 закрывается. Длительность импульса на выходе элемента У2 определяется временем перезаряда конденсатора  $C$ :

$$\tau_{и} = \frac{C}{K} \left( \frac{U_1}{U_2} K_1 + K_2 - \frac{U_0}{U_2} \right),$$

где  $C$  – емкость конденсатора;  $K = \frac{I}{U_2}$  – коэффициент пропорциональности;  $I$  – ток стабилизатора тока СТ;

$$K_1 = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}; \quad K_2 = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}.$$

Импульс длительностью  $\tau_{и}$  поступает на основной вход схемы И, запустив своим передним фронтом управляемый формирователь импульсов Ф. Длительность импульса на выходе управляемого источником сигнала-делителя  $U_2$  формирователя Ф

$$\tau_{ф} = \left( K_2 - \frac{U_0}{U_2} \right) \frac{C}{K}.$$

В связи с тем, что выход формирователя Ф подключен к инверсному входу логической схемы И, на ее выходе появляется импульс длительностью

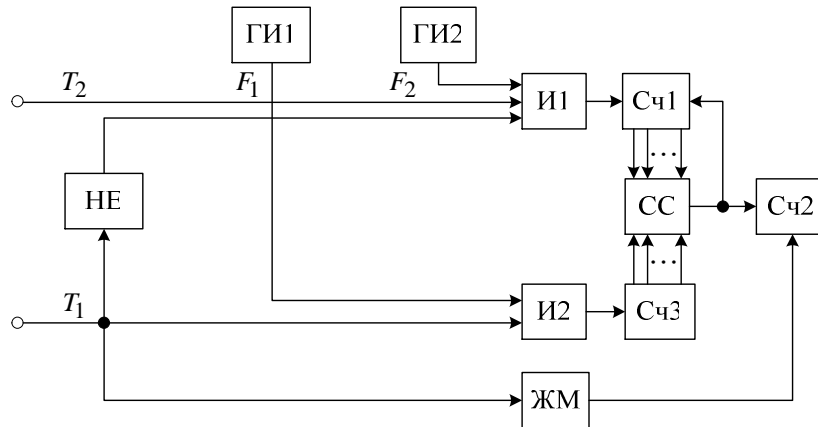
$$\tau = \tau_{и} - \tau_{ф};$$

$$\tau = \frac{CK_1}{K_1} \frac{U_1}{U_2} = \alpha \frac{U_1}{U_2},$$

где  $\alpha = \frac{CK_1}{K} = \text{const}$ .

Таким образом, на выходе схемы формируется поток импульсов с частотой, определяемой частотой источника тактовых импульсов ГТИ, и длительностью, прямо пропорциональной отношению двух независимых напряжений.

Устройство для вычисления отношения временных интервалов [56] (рис. 2.10) работает следующим образом. На первую и вторую входные шины устройства подаются импульсы, имеющие длительности, соответствующие временным интервалам  $T_1$  и  $T_2$ , отношение



**Рис. 2.10. Устройство для вычисления отношения временных интервалов**

которых требуется вычислить ( $T_2 > T_1$ ). Импульсы с частотой  $F_1$  с выхода генератора ГИ1 проходят через элемент И2 в течение временного интервала  $T_1$  на счетчик Сч3. В момент времени, соответствующий окончанию указанного интервала, код в счетчике становится равным  $N_3^* = T_1 F_1$ . Это значение кода в дальнейшем сохраняется неизменным в счетчике Сч3 в течение всего времени измерения.

Импульс с длительностью, соответствующей временному интервалу  $T_1$ , кроме того инвертируется схемой НЕ и подается на элемент И1, закрывая последний. В результате импульсы с частотой  $F_2$  с выхода генератора ГИ2 в течение указанного

временного интервала не проходят на счетчик импульсов Сч1. Соотношение между частотами  $\frac{F_2}{F_1} = 10^n$ , где  $n$  – целое число, определяющее точность вычисления.

В момент времени, соответствующий окончанию временного интервала  $T_1$ , ждущий мультивибратор ЖМ формирует короткий импульс, который переключает первый триггер десятичного разряда единиц двоично-десятичного счетчика Сч2 в единичное состояние. Это значит, что в больший временной интервал  $T_2$  уложился ровно один временной интервал  $T_1$ . Одновременно элемент И1 открывается, так как на выходе инвертора НЕ теперь высокий потенциал и тот же потенциал на втором входе устройства. Импульсы с выхода генератора ГИ2 начинают заполнять счетчик Сч1, код которого увеличивается до тех пор, пока не станет равным  $N_3^*$ . Момент равенства фиксируется схемой СС сравнения кодов. При этом импульсом с выхода схемы СС, во-первых, сбрасывается в нуль счетчик Сч1 и, во-вторых, заносится в счетчик результата Сч2. Это значит, что в больший временной интервал  $T_2$  уложился временной интервал  $10^{-n} \cdot T_1$ .

Содержимое счетчика Сч1 опять начинает увеличиваться, так как элемент  $U_1$  открыт и импульсы с выхода генератора ГИ2 продолжают поступать на счетчик Сч1, и увеличивается до тех пор, пока не станет равным  $N_3^*$ .

Дальнейшая последовательность операций аналогична рассмотренной выше – срабатывает блок сравнения кодов, импульс с выхода которого опять сбрасывает в нуль счетчик Сч1, заносится в счетчик результата Сч2 и т.д. Процесс вычисления заканчивается в момент времени, соответствующий окончанию временного интервала  $T_2$ . Описанное устройство вычисляет отношение временных интервалов с точностью до  $n$ -го знака после запятой.

В том случае, когда информация о контролируемых параметрах теплофизического эксперимента поступает в широтно-импульсной форме и возникает необходимость в осуществлении математической операции умножения двух переменных сигналов, можно использовать схему, показанную на рис. 2.11 [41].

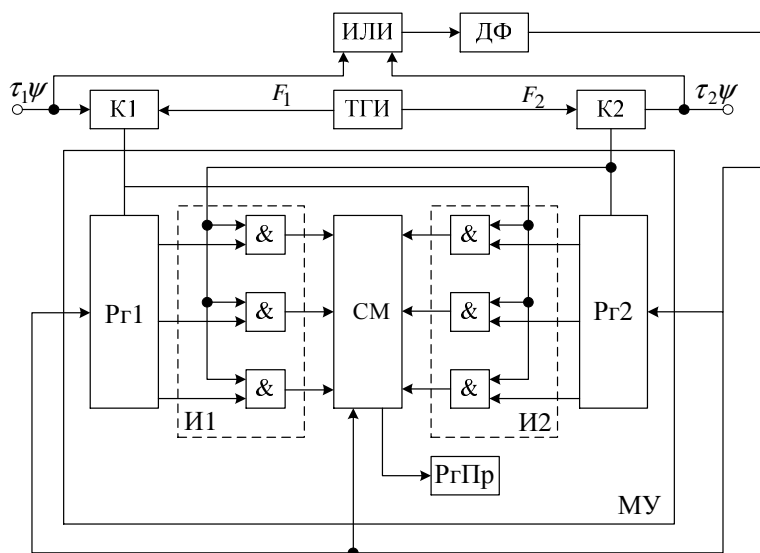


Рис. 2.11. Устройство умножения ШИМ сигналов

На сигнальные входы ключевых элементов  $K_1$  и  $K_2$  и схему ИЛИ поступают широтно-модулированные импульсы длительностью  $\tau_{1\psi}$  и  $\tau_{2\psi}$ , синхронизированные по переднему фронту. При этом от генератора тактовых импульсов ГТИ через управляющие входы элементов  $K_1$  и  $K_2$  на входы умножителя МУ для частотно-импульсных сигналов начинают поступать импульсы с частотами  $F_1$  и  $F_2$ , равными по величине, но сдвинутыми по фазе на  $180^\circ$ .

Импульсы входной частоты  $F_1$  поступают на вход регистра  $R_{г1}$  и на входы групп элементов И2. Импульсы с частотой  $F_2$  поступают на вход регистра  $R_{г2}$  и на входы группы элементов И1. В регистрах  $R_{г1}$  и  $R_{г2}$  импульсы частот  $F_1$  и  $F_2$  накапливаются за время цикла, определяемого длительностью импульса на выходе схемы ИЛИ. При этом с каждым импульсом содержимое регистра  $R_{г2}$  в двоичном коде переносится в накапливающий сумматор СМ с помощью группы элементов И2, а с каждым импульсом  $F_2$  содержимое регистра  $R_{г1}$  переносится в накапливающий сумматор СМ с помощью группы элементов И1. В конце каждого цикла в накапливающем сумматоре СМ образуется двоичный код произведения

$$\tau_{1\psi} F_1 \tau_{2\psi} F_2 = \tau_{1\psi} \tau_{2\psi} F_1^2,$$

где  $F_1 = F_2$ . Этот код импульсом с выхода дифференциатора Д (по спаду) импульсов переносится в регистр  $R_{гПр}$  произведения, а регистры  $R_{г1}$ ,  $R_{г2}$  и сумматор СМ устанавливаются в нулевое положение.

Значение  $F_1^2$  можно подобрать равным  $10^n$  ( $n$  – целое число), а в регистре  $R_{гПр}$  использовать фиксированную запятую.

### 2.3. УСТРОЙСТВО С ЦИФРОВЫМ ВЫХОДОМ И ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ПЕРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПЕРИМЕНТА В ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНУЮ ФОРМУ

Устройство для определения теплопроводности материала [57], рассматриваемое в данном параграфе, имеет следующие характеристики (рис. 2.12):

- температурный перепад  $\Delta T$  по исследуемому образцу, выполненному в виде пластины, от 5 до 10 °С;



- тепловой поток контролируется первичным измерительным преобразователем теплового потока в диапазоне от 5 до 100 Вт/м<sup>2</sup>;
- толщина испытуемых образцов  $\Delta x$  изменяется в пределах 1 – 10 мм.

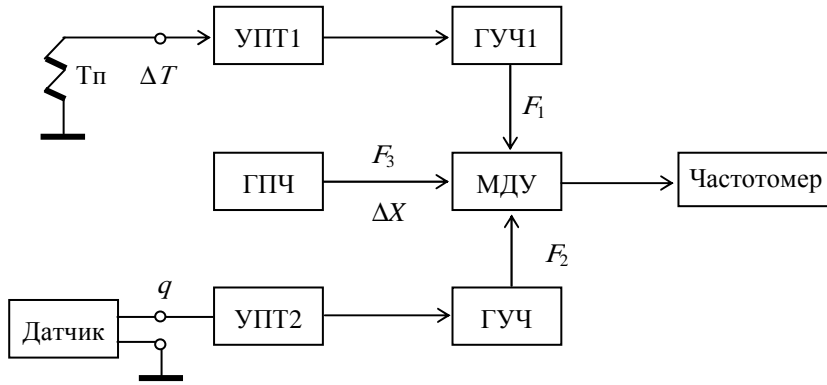


Рис. 2.12. Устройство для определения теплопроводности

Принцип работы устройства основан на моделировании расчетной формулы (2.2). При этом учтено, что величина  $\Delta x$  в процессе проведения теплофизического эксперимента может не только оставаться постоянной, но и изменяться в сравнительно широком диапазоне. Для моделирования толщины исследуемых образцов применяется генератор перестраиваемой частоты (ГПЧ) в диапазоне частот 1 – 10 кГц.

Толщина образца 1 мм соответствует частоте 1 кГц ГПЧ. Частота ГПЧ устанавливается оператором перед началом эксперимента и может корректироваться в процессе проведения теплового испытания. Перепад температур  $\Delta T$  моделируется частотой с помощью линейного генератора управляемой частоты ГУЧ1 в диапазоне 0 – 1 кГц, а значения теплового потока  $q$  моделируются частотой  $F_2$  линейного генератора управляемой частоты ГУЧ2 в диапазоне 0 – 10 кГц.

Частоты  $F_1 - F_3$  поступают на входы множительно-делительного устройства МДУ, в котором происходит перемножение и деление частот согласно моделируемой формуле (2.2).

На выходе МДУ формируется дискретизированный поток импульсов, усредненная частота которого соответствует теплопроводности  $\lambda$ . Измерение усредненного значения частоты  $F_{\text{вых}}$  осуществляется частотомером, работающим в режиме счета числа импульсов за достаточно большой фиксированный промежуток времени. В описываемом устройстве время счета импульсов (интегрирования) устанавливалось равным 10 и 100 с.

Функциональная схема устройства показана на рис. 2.13.

Дифференциальная термопара Тп предназначена для подачи термоЭДС, пропорциональной  $\Delta T$ , на вход усилителя постоянного тока УПТ1. Усилитель УПТ1 выполнен на модуляторе М1, усилителе переменного напряжения УПН1 и демодуляторе ДМ1. Выходной сигнал с

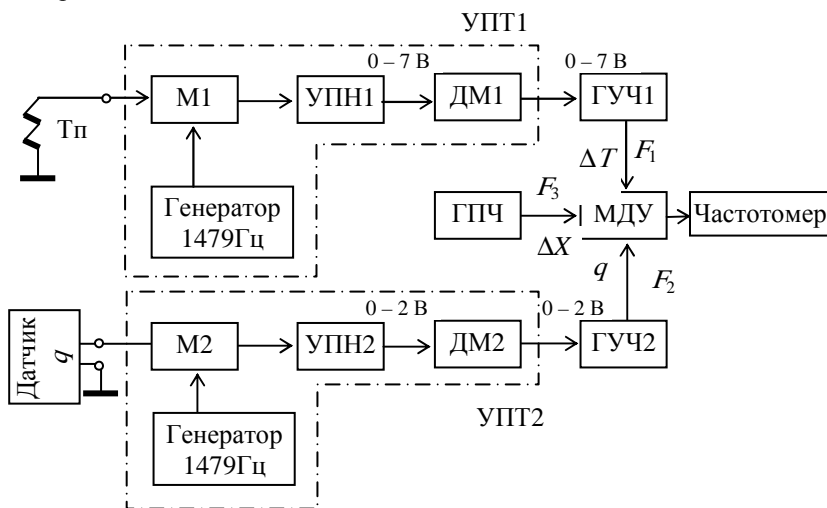


Рис. 2.13. Функциональная схема устройства

термопары поступает на модулятор М1, в котором осуществляется преобразование постоянного напряжения в напряжение переменного тока с частотой 1479 Гц. Переменное напряжение усиливается УПН1. Демодулятор ДМ1, преобразующий переменное напряжение в постоянное, является нагрузкой усилителя УПН1. Напряжение постоянного тока с выхода ДМ1 управляет работой генератора управляемой частоты ГУЧ1. Частота следования импульсов на выходе генератора прямо пропорциональна входному напряжению [58]. Импульсы с выхода ГУЧ1 с частотой  $F_1$  поступают на вход множительно-делительного устройства МДУ. Аналогичное выходное напряжение с первичного измерительного преобразователя теплового потока через модулятор М2 с частотой модуляции 1479 Гц, усилитель УПН2 и демодулятор ДМ2 управляет частотой ГУЧ2. Частота следования импульсов на выходе ГУЧ2 также прямо пропорциональна напряжению на его входе. Импульсы с выхода ГУЧ2 подаются на другой вход МДУ. На третий вход МДУ поступают импульсы из потока с частотой  $F_3$  от генератора перестраиваемой частоты.

Рассмотрим схему множительного делительного устройства МДУ (рис. 2.14). Частоты  $F_1, F_2$  и  $F_3$  с выходов ГУЧ и ГПЧ поступают на входы МДУ для воспроизведения согласно моделирующей формуле (2.2) математических операций умно-

жения и деления. Поток импульсов с частотой  $F_1$  поступает на вход счетчика Сч1, с частотой  $F_2$  – на вход счетчика Сч2, а с частотой  $F_3$  – на вход элемента И2.

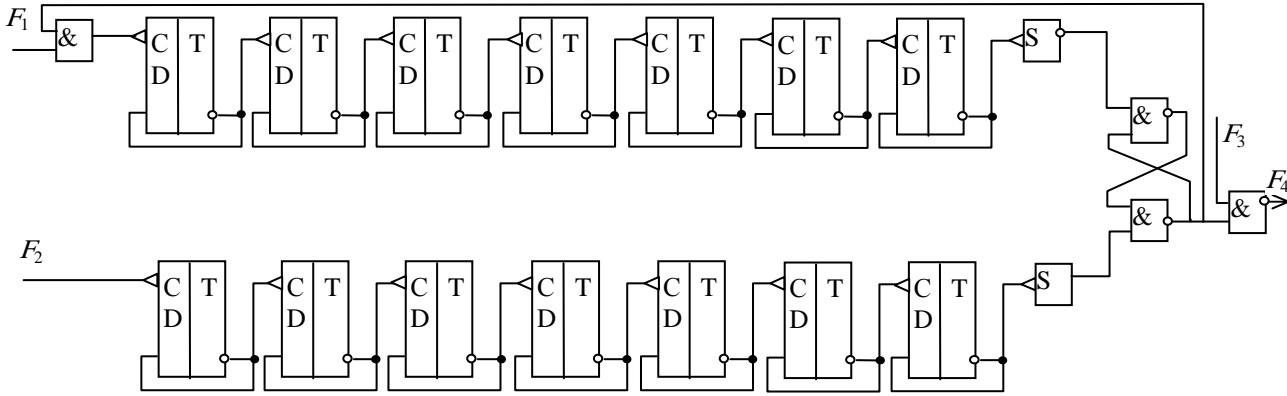


Рис. 2.14. Схема множительного делительного устройства

При одинаковой емкости счетчиков в трактах преобразования МДУ частот  $F_1$  и  $F_2$  правильная работа устройства будет только при выполнении неравенства  $F_1 > F_2$ . На рис. 2.14 приведены два семиразрядных счетчика. Так как  $F_1 > F_2$ , то заполнение первого счетчика импульсов осуществляется быстрее. При появлении логической единицы на выходе счетчика Сч1 происходит переключение триггера Тг в состояние, при котором на его выходе появляется логический ноль. Этим нулем по первому входу элемента И1 закрывается, и счет импульсов из потока с частотой  $F_1$  прекращается. Первый счетчик не считает импульсы до тех пор, пока не произойдет заполнение второго семиразрядного счетчика частотой  $F_2$ . При появлении 1 на выходе счетчика Сч2 происходит переключение триггера Тг в состояние, при котором на его выходе появляется 1. Одновременно на выходе элемента И2 начинает формироваться поток импульсов с частотой  $F_4$ , а по первому входу схемы И1 сигналом логической единицы разрешается счет первому семиразрядному счетчику. Этот счетчик вновь заполняется и при появлении 1 на выходе Сч1 переключает триггер Тг в состояние, при котором на его выходе появится 0.

С появлением 0 на выходе Тг по первому входу схема И1 запрещает счет первому семиразрядному счетчику, и поток импульсов с частотой  $F_4$  (выходной частотой) прекращает поступать на выход схемы И2. Схема И2 остается закрытой логическим нулем с выхода Тг. После заполнения второго семиразрядного счетчика появляется 1 на выходе счетчика Сч2, которая переключает триггер Тг. В этом случае разрешается счет первому семиразрядному счетчику по первому входу элемента И1 и формированию потока импульсов с частотой  $F_4$ . Указанный цикл работы МДУ повторяется.

Умножение и деление частот в МДУ осуществляется следующим образом (рис. 2.15).

Период частоты  $F_1$  в пачке импульсов за период частоты  $F_2$  равен  $n/F_1$ , а частота следования импульсов на выходе схемы Сч1  $f = F_1/n$ . Число периодов частоты  $F_3$  за время существования пачки импульсов длительностью  $n/F_1$

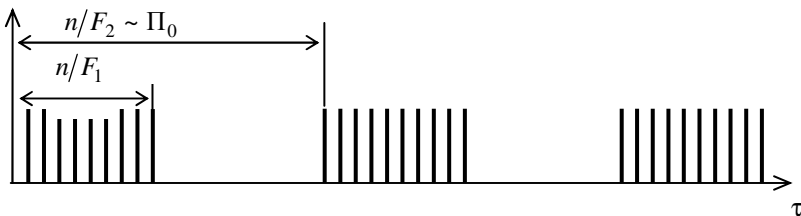


Рис. 2.15. Умножение и деление частот в МДУ

$$\frac{n}{F_1} \cdot \frac{1}{F_3} = \frac{nF_3}{F_1},$$

что и определяет число импульсов в пачке.

Период следования пачек импульсов с частотой  $F_1$  равен  $n/F_2$ . Обозначим через  $F_4$  число импульсов в периоде:

$$П_{F_4} \rightarrow \frac{n}{F_2} \cdot \frac{nF_3}{F_1} = \frac{F_1}{F_2 F_3}.$$

Соответственно значение усредненной частоты  $F_4$  на выходе МДУ

$$F_4 = \frac{F_2 F_3}{F_1},$$

что и моделирует расчетную формулу (2.2) для теплопроводности при стационарном тепловом режиме исследуемых материалов.

Определим статистические характеристики дискретизированного частотно-импульсного сигнала на выходе МДУ. Считаем, что разность температур  $\Delta T$  и тепловой поток  $q$  являются случайными функциями времени. При этом частоты  $F_1(\tau)$  и  $F_2(\tau)$  также будут являться случайными функциями, а частота  $F_3$ , моделирующая толщину испытываемых образцов – случайная функция времени. Дискретизированный поток импульсов на выходе МДУ представляет собой случайную функцию

со средней частотой  $F_4(\tau)$ , которая случайным образом с вероятностью  $\ell = \frac{n_1 F_2(\tau)}{n_2 F_1(\tau)}$  (в общем случае  $n_1 \neq n_2$ ) принимает неслучайное значение  $\chi_1 = F_3(\tau)$  и с вероятностью  $1 - \ell$  – значение  $\chi_1 = 0$ . Определим с вероятностной точки зрения математическое ожидание, корреляционную функцию и спектральную плотность случайной функции, представленной дискретизированным потоком импульсов со средней частотой следования импульсов  $F_4(\tau)$ .

Математическое ожидание определяется известным соотношением:

$$m_x = \int_{-\infty}^{+\infty} X f_x(X) dX,$$

где  $X$  – случайная величина;  $f_x(X)$  – одномерный дифференциальный закон распределения.

Дискретизированный поток импульсов  $F_4(\tau)$  представляет собой случайную функцию  $X(\tau)$ , показанную на рис. 2.16, с дифференциальным законом распределения в общем виде [59].

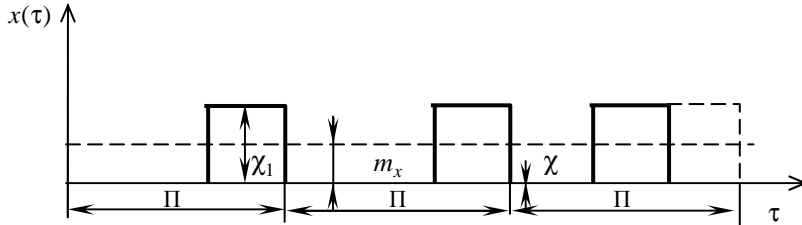


Рис. 2.16. Дискретизированный поток импульсов  $F_4(\tau)$

$$f_x(X) = \sum_{\ell=1}^N P_\ell \delta(X - X_\ell),$$

где  $\delta(X)$  – функция Дирака;  $P_\ell$  – вероятность того, что случайная величина примет значение  $X_\ell$ .

Дифференциальный закон распределения с учетом значений вероятностей  $P_\ell = \ell$  и  $P_2 = 1 - \ell$  примет вид

$$f_x(X) = \ell \delta(X - \chi_1) + (1 - \ell) \delta(X - \chi_2).$$

Отсюда

$$m_x = \int_{-\infty}^{+\infty} X \ell \delta(X - \chi_1) dX + \int_{-\infty}^{+\infty} X (1 - \ell) \delta(X - \chi_2) dX$$

или

$$m_x = \ell \chi_1; \quad \ell = \frac{n_1 F_2(\tau)}{n_2 F_1(\tau)}; \quad \chi_1 = F_3(\tau).$$

Корреляционная функция случайной функции  $F_4(\tau)$  определяется как

$$K_{xx}(\xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (X_1 - m_x)(X_2 - m_x) f_x(X_1, X_2, \xi) dX_1 dX_2.$$

На рис. 2.17 представлен график центрированной случайной функции  $\dot{X}(\tau) = X(\tau) - m_x$ . Предположим, что на любом интервале времени  $(\tau, \tau + \xi)$  вероятность изменения знака центрированной функции  $\dot{X}(\tau)$  зависит только от величины  $\xi > 0$ . Тогда дифференциальный закон распределения изменения знака  $Z$  функции  $\dot{X}(\tau)$  примет вид:

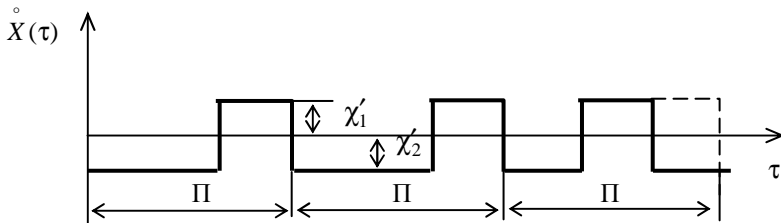


Рис. 2.17. Центрированная случайная функция  $\dot{X}(\tau)$

$$f_z(Z, \xi) = \sum_{K=1}^{\infty} P(K, \xi) \delta(Z - K),$$

где  $P(K, \xi)$  не зависит от времени, а величины  $\chi'_1$  и  $\chi'_2$  имеют неслучайные значения.

Составим табл. 2.1 возможных случайных величин  $X_1$  и  $X_2$  для начала и конца отрезка времени  $[\tau, \tau + \xi]$  и определим вероятность  $P_1$  того, что они примут эти значения.

Полученные значения для вероятностей приведены в табл. 2.2, где вероятности принятия равных значений величин  $X_1$  и  $X_2$  равны соответственно  $\ell$  и вероятности  $P(\xi)$  четного числа изменения знака центрированной функции  $\dot{X}(\tau)$ . Вероятность  $P(\xi)$  может быть определена как сумма вероятностей того, что число изменений знака функции  $\dot{X}(\tau)$  равно  $2d$  ( $d = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) на интервале времени  $(\tau, \tau + \xi)$ , а вероятность  $\bar{P}(\xi)$  – как сумма вероятностей  $2d + 1$  числа изменений знака функции  $\dot{X}(\tau)$  на этом же интервале:

Таблица 2.1

№	$X_1$	$X_2$
1	$\chi'_1$	$\chi'_1$
2	$\chi'_1$	$\chi'_2$
3	$\chi'_2$	$\chi'_1$
4	$\chi'_2$	$\chi'_2$

Таблица 2.2

№	$X_1, X_2$	$P$
1	$\chi'_1, \chi'_1$	$\ell P(\xi)$
2	$\chi'_1, \chi'_2$	$\ell \bar{P}(\xi)$
3	$\chi'_2, \chi'_1$	$(1 - \ell) \bar{P}(\xi)$
4	$\chi'_2, \chi'_2$	$(1 - \ell) P(\xi)$

$$P(\xi) = \sum_{d=0}^{\infty} P(2d, \xi); \quad (2.3)$$

$$\bar{P}(\xi) = \sum_{d=0}^{\infty} P(2d + 1, \xi). \quad (2.4)$$

Функция  $P(d, \xi)$  определена в работе [60] и имеет вид:

$$P(d, \xi) = \frac{(d\xi)^d}{d!} \exp(-\alpha\xi); \quad \alpha > 0. \quad (2.5)$$

Соответственно дифференциальный закон распределения количества изменений знака  $Z$  функции  $\dot{X}(\tau)$  можно определить соотношением:

$$f_z(z, \xi) = \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\alpha^d \xi^d}{d!} \exp(-\alpha\xi) \delta(z - K); \quad \alpha > 0. \quad (2.6)$$

Отсюда известным способом получим математическое ожидание количества изменений знака случайной функции на интервале  $(\tau, \tau + \xi)$ :

$$m_z = \int_{-\infty}^{+\infty} z \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\alpha^d \xi^d}{d!} \exp(-\alpha\xi) \delta(z - d) dz$$

или

$$m_z = d \exp(-\alpha\xi) \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\alpha^d \xi^d}{d!}. \quad (2.7)$$

Двумерный дифференциальный закон распределения на основании результатов, приведенных в табл. 2.2, может быть записан как

$$f_x(X_1, X_2, \xi) = \ell P(\xi) \delta(X_1 - \chi'_1) \delta(X_2 - \chi'_1) + \ell \bar{P}(\xi) \delta(X_1 - \chi'_1) \delta(X_2 - \chi'_2) + (1 - \ell) \bar{P}(\xi) \delta(X_1 - \chi'_2) \delta(X_2 - \chi'_1) + (1 - \ell) P(\xi) \delta(X_1 - \chi'_2) \delta(X_2 - \chi'_2). \quad (2.8)$$

Корреляционная функция  $K_{xx}(\tau)$  с учетом соотношений (2.3), (2.4) и (2.8) примет вид:

$$\begin{aligned}
K_{xx}(\xi) = & \sum_{d=0}^{\infty} P(2d, \xi) \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [\ell \delta(X_1 - \chi'_1) \delta(X_2 - \chi'_1) + \\
& + (1 - \ell) \delta(X_1 - \chi'_2) \delta(X_2 - \chi'_2)] X_1 X_2 dX_1 dX_2 + \\
& + \sum_{d=0}^{\infty} P(2d + 1, \xi) \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [\ell \delta(X_1 - \chi'_1) \delta(X_2 - \chi'_2) + \\
& + (1 - \ell) \delta(X_1 - \chi'_2) \delta(X_2 - \chi'_1)] X_1 X_2 dX_1 dX_2. \quad (2.9)
\end{aligned}$$

С учетом результатов, полученных в работе [61], формулу (2.9) можно переписать как:

$$K_{xx}(\xi) = \sum_{d=0}^{\infty} P(2d, \xi) \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [\ell \chi_1 + (1 - \ell) \chi_2] - \sum_{d=0}^{\infty} P(2m + 1, \xi) \chi'_1 \chi'_2. \quad (2.10)$$

Обозначим длительность пачки импульсов на рис. 2.16 через  $\tau_1$ . В этом случае будет справедливым соотношение

$$\chi'_1 \tau_1 = \chi'_2 (\Pi - \tau_1)$$

или с учетом  $\ell = \frac{\tau_1}{\Pi}$  и  $\chi'_1 = \chi_1 - \chi_2$

$$\chi'_2 = \chi_1 \ell; \quad \chi'_1 = \chi_1 (1 - \ell). \quad (2.11)$$

На основании (2.11) преобразуем (2.10) к виду:

$$K_{xx}(\xi) = \ell(1 - \ell) \chi_1^2 \sum_{d=0}^{\infty} [P(2d, \xi) - P(2d + 1, \xi)]$$

и, учитывая (2.6), получим окончательное выражение:

$$K_{xx}(\xi) = \ell(1 - \ell) \chi_1^2 \exp(-2\alpha\xi). \quad (2.12)$$

Полагая в формуле (2.12)  $\xi = 0$ , можно определить дисперсию случайной величины  $\dot{X}(\tau)$ :

$$D_x = \ell(1 - \ell) \chi_1^2. \quad (2.13)$$

Дифференцируя по  $\ell$  соотношение (2.13) и приравнявая результат к нулю, получим при  $\ell = 0,5$ :

$$D_{\max} = 0,25 \chi_1^2.$$

Спектральная плотность

$$S_{xx}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} K_{xx}(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau$$

случайной величины  $X$  может быть с учетом (2.12) записана в виде:

$$S_{xx}(\omega) = \frac{\ell(1 - \ell)^2 \chi_1^2}{\pi} \frac{2\alpha}{4\alpha^2 + \omega^2}. \quad (2.14)$$

Отношение  $\frac{\xi}{\Delta\tau}$  при  $\Delta\tau \rightarrow 0$  определяет количество временных отрезков на интервале  $(\tau, \tau + \xi)$ , где происходят однократные переключения изменения знака функции  $\dot{X}(\tau)$ , а произведение  $\alpha\Delta\tau$  характеризует вероятность одного переключения функции  $\dot{X}(\tau)$  на отрезке  $\Delta\tau$ . Отсюда можно записать:

$$d = \alpha\xi.$$

С учетом того, что

$$\exp(\alpha\xi) = \sum_{d=0}^{\infty} \frac{\alpha^d \xi^d}{d!},$$

соотношение (2.7) упрощается:

$$m_z = \alpha\xi.$$

Физический смысл коэффициента  $\alpha$  заключается в математическом ожидании числа переключений централизованной функции  $\dot{X}(\tau)$  за 1 с. В приведенном множителе-делителе устройстве  $\alpha = F_1(\tau)/n_1$ .

#### 2.4. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МАТЕРИАЛОВ МЕТОДАМИ МГНОВЕННОГО И ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКОВ ТЕПЛА

Для расчета ТС материалов рассмотренными импульсными методами необходимо знание энергии  $Q$ , рассеиваемой ис-

точником тепла. Схема включения линейного (проволочного) нихромового нагревателя  $R_n$  в электрическую цепь показана на рис. 2.18). Нажатием кнопки  $K_2$  замыкается цепь заряда от стабилизированного источника питания конденсатора  $C$  и размыкается ключ  $K_1$ . После заряда конденсатора замыкается ключ  $K_1$  и размыкается ключ  $K_2$ . Электрическая энергия конденсатора, определяемая соотношением  $W = CU^2/2$ , при разряде через нагреватель  $R_n$  преобразуется в тепловую. Величина  $Q$  при этом может быть определена как:

$$Q = \frac{W}{l} = \frac{CU^2}{2l},$$

где  $l$  – длина линейного нагревателя.

В связи с зарядом конденсатора от стабилизированного источника питания величина  $Q$  считается в дальнейшем постоянной и не требует дополнительных измерений.

При замыкании ключа  $K_1$  (рис. 2.18) на вход счетчика-регистра Сч-Рг (рис. 2.19) также начинают поступать импульсы с постоянной частотой  $F_\tau$ , а на вход делителя частоты – импульсы с частотой  $F_T$ ,

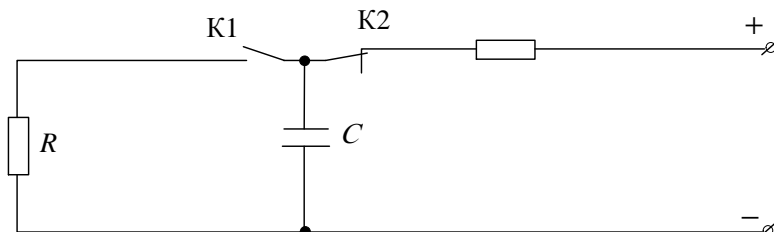


Рис. 2.18. Схема включения линейного нагревателя

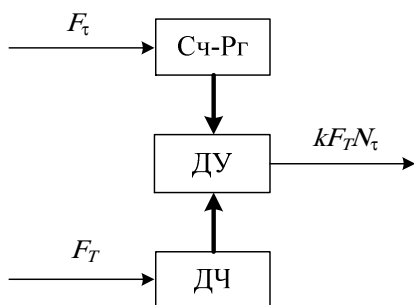


Рис. 2.19. Схема двоичного умножителя частоты

прямо пропорциональной измеряемой температуре. На выходе двоичного умножителя частоты ДУ (рис. 2.19) формируется поток импульсов с частотой

$$F_{T\tau} = kF_T N_\tau,$$

где  $k$  – постоянный коэффициент;  $N_\tau$  – код в счетчике-регистре Сч-Рг.

Если в регистр памяти РгП занести код

$$N_y = \left\{ \frac{Q}{2\pi}, F_T [T(0, \tau)] k, F\tau \right\},$$

а на вход подать выходную частоту ДУ (рис. 2.19), т.е.  $F_\psi = kF_T N_\tau$ , то на выходе двоичного делителя будет формироваться поток импульсов, пауза между которыми, соответственно, равна  $\lambda + \lambda_s$  (1.14). Необходимо отметить, что измерения должны проводиться в режиме охлаждения испытуемых материалов. В работе [14] описан способ определения теплопроводности материалов (расчетные выражения для ТС (1.21) и (1.22)), где необходимым условием для расчета ТС является регистрация момента времени  $\tau_1$ , когда соотношение между температурами  $T(x_1, \tau_1)$  и  $T(x_2, \tau_1)$  будет удовлетворять условию

$$T(x_1, \tau_1) = nT(x_2, \tau_1), \quad n > 1. \quad (2.3)$$

Простейшим методом определения величины  $\tau_1$  является применение дифференциальных схем включения:

- 1) первой термопары с выходом усилителя постоянного тока, подключенного своим входом ко второй термопаре;
- 2) ЭДС первой термопары, уменьшенной в  $n$  раз, например, с помощью потенциометра и второй термопары, с визуальной регистрацией выполнения соотношения (2.3). Однако этот метод характеризуется низкой чувствительностью и субъективными ошибками экспериментатора. Известная классификация электронных сравнивающих устройств с достаточно высокой чувствительностью приведена, например, в работе [41].

Рассмотрим варианты технической реализации интегральных способов определения ТС материалов:

- 1) при заданных моментах времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  определение величины  $S$ ;
- 2) при заданных значениях  $\tau_1$  и  $S$  определение момента времени  $\tau_2$ .

В первом варианте в момент времени  $\tau_1$  на вход схемы И1 подается импульс длительностью  $\tau_2 - \tau_1$ , а на второй вход

сигнал о температуре в виде частоты  $F_T$  с выхода схемы И1 поступает на счетчик Сч1. На отрезке времени  $[\tau_1, \tau_2]$  схема И1 для импульсов из потока  $F_T$  открыта. При линейном преобразовании температуры в частоту  $F_T$  счетчик импульсов Сч1 осуществляет интегрирование с регистрацией величины  $S$  в виде кода или в цифровом виде.

Для определения момента времени  $\tau_2$  в счетчике Сч1 (рис. 2.20) перед началом эксперимента записывается код числа  $S$ .

Одновременно с подачей теплового импульса на вход счетчика Сч2 через схему И2 начинают поступать импульсы с постоянной частотой  $F_0$ , моделирующей текущее время  $\tau$ . В момент времени, когда код в счетчике Сч2 будет соответствовать значению  $\tau_1$ , импульс на выходе дешифратора ДШ2 переключает  $RS$ -триггер в единичное состояние, разрешая прохождение импульсам из потока с частотой  $F_T$  через схему И1 на вход счетчика Сч1. Счетчик Сч1 работает в режиме вычитания. Импульсами из потока  $F_T$  счетчик Сч1 устанавливается в нулевое состояние и через дешифратор ДШ1 закрывает схему И2, запрещая прохождение импульсам из потока с частотой  $F_0$  на вход счетчика Сч2, и переключает триггер в нулевое состояние.

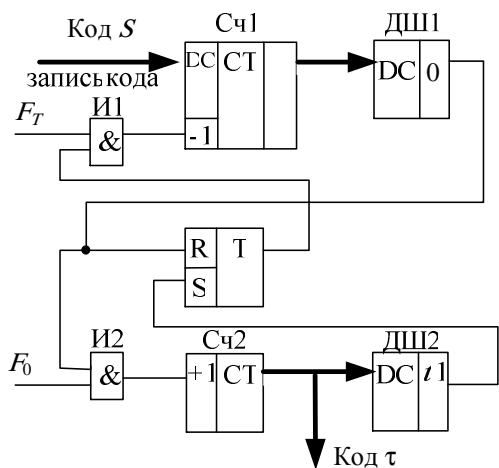


Рис. 2.20. Схема определения момента времени  $\tau_2$

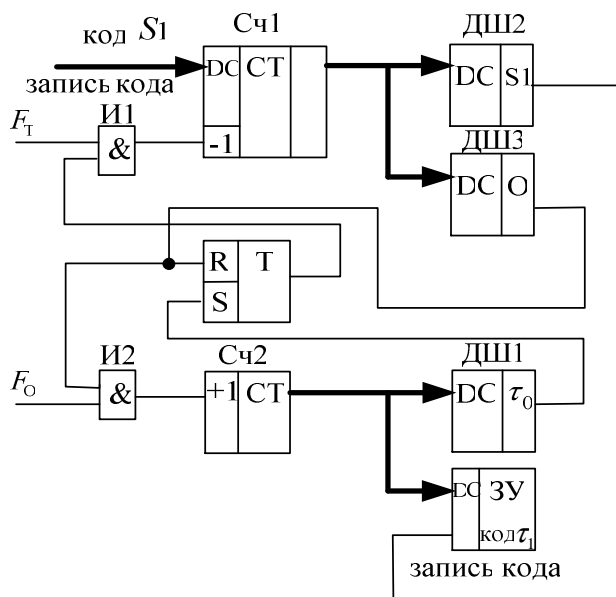
В счетчике Сч2 остается записанным число  $N = F_0 \tau$ , что соответствует коду момента времени  $\tau_2$ .

Если задаются три момента времени  $\tau_0, \tau_1$  и  $\tau_2$  и производится измерение интегральных значений температуры  $S_1$  и  $S_2$  на временных отрезках  $[\tau_0, \tau_1]$  и  $[\tau_0, \tau_2]$ , то достаточно в момент времени  $\tau_1$  из Сч переписать код величины  $S_1$  в буферное запоминающее устройство. Дальнейшая работа счетчика аналогична ранее описанному варианту.

При задании величины  $S_1, S_2$  и момента времени  $\tau_0$  значения  $\tau_1$  и  $\tau_2$  можно определить следующим образом.

Импульсы с частотой  $F_0 = \text{const}$  через схему И2 (рис. 2.21) поступают на суммирующий счетчик Сч2.

В счетчик Сч2 записывается код числа  $N'' = F_0 \tau$ . Если  $N'' = F_0 \tau_0$ , то дешифратор ДШ1 переключает  $RS$ -триггер и открывает схему И1 для прохождения импульсов с частотой  $F_T$  на вход счетчика Сч1. Счетчик Сч1 работает в режиме вычитания импульсов. Перед началом эксперимента в него записывается код числа  $S_2$  ( $S_2 > S_1$ ).



**Рис. 2.21. Схема определения заданного момента времени  $\tau$**

Текущее значение кода в счетчике Сч1 определяется соотношением

$$N' = S_2 - \int_{\tau_0}^{\tau} F_T(\tau) d\tau.$$

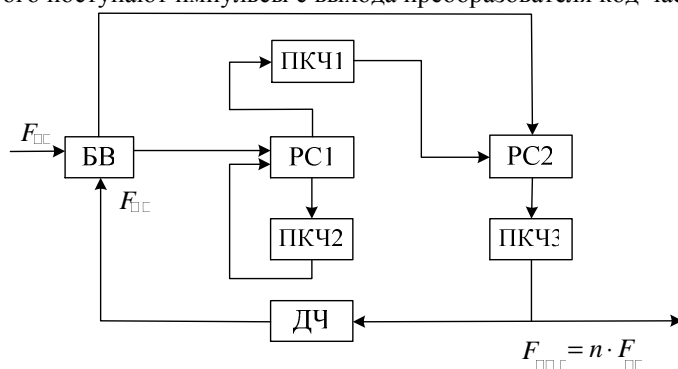
В момент времени, соответствующий выполнению равенства  $N' = S_1$ , дешифратор ДШ2 из счетчика Сч2 переписывает в запоминающее устройство ЗУ код  $N = F_0 \tau_1$ . В дальнейшем работа схемы продолжается до установки счетчика Сч1 в нулевое состояние, что закрывает схему И2 через дешифратор ДШ3. Таким образом, в счетчике Сч2 остается записанным код временного интервала  $[0, \tau_2]$ , а в запоминающем устройстве – код интервала  $[0, \tau_1]$ .

Следует отметить, что для повышения чувствительности преобразователей с аналоговым выходным сигналом применяются усилители, а для частотных сигналов эквивалентным является использование умножителей. В умножителе частоты (рис. 2.22) [62] блок вычитания на частотном выходе формирует разностный поток импульсов.

$$\Delta F = F_{\text{вх}} - F_{\text{ос}},$$

где  $F_{\text{вх}}$  – входная частота;  $F_{\text{ос}}$  – частота на выходе делителя частоты ДЧ обратной связи.

Знак разностной частоты  $\Delta F$ , формируемой на знаковом выходе блока вычитания БВ, управляет режимом суммирования реверсивного счетчика РС2. Поток импульсов с частотой  $\Delta F$  поступает на суммирующий вход реверсивного счетчика РС1, на вычитающий вход которого поступают импульсы с выхода преобразователя код-частота



**Рис. 2.22. Схема умножителя частоты**

ПКЧ2. Счетчик РС1 и преобразователь ПКЧ2 образуют следящую систему, которая выполняет функции сглаживающего звена первого порядка. Код в счетчике РС1 преобразуется пропорционально в частоту следования импульсов преобразователем ПКЧ1, выходная частота которого интегрируется реверсивным счетчиком РС2.

Код счетчика РС2 пропорционально преобразуется в выходную частоту  $F_{\text{вых}}$  преобразователей ПКЧ3, которая через делитель частоты ДЧ с коэффициентом деления  $n$  поступает на второй вход блока вычитания.

В установившемся режиме частота на выходе умножителя

$$F_{\text{вых}} = nF_{\text{вх}}.$$

При этом последовательное соединение следящей системы, образованной счетчиком РС1 и преобразователем ПКЧ2 через преобразователь ПКЧ1 с входом счетчика РС2, позволяет существенно повысить помехозащищенность умножителя частоты за счет сглаживания высокочастотных помех апериодическим звеном второго порядка. Кроме того, возможно получение одновременно с умноженной частотой сглаженного значения входной частоты на выходе делителя частоты.

Для частотных сигналов, представленных гармоническим напряжением, умножитель частоты описан в работе [63].

Для повышения помехоустойчивости двоичного умножителя целесообразно применять пересчетное устройство [64].

На основании рассмотренных схемных решений в работе [65] описано устройство измерения теплопроводности (рис. 2.23). Исследуемый образец материала прикладывается к плате 1, выполненной из эластичного материала, например резины. На плате укреплены плоский круглый нагреватель 2 и многослойная термопара с размещенными по двум концентрическим окружностям горячими 3 и холодными 4 спаями. Реле времени РВ замыкает нормально разомкнутые контакты. На нагреватель 2 подается импульс постоянной мощности. Одновременно переключается RS-триггер и включается электронный секундомер ЭС. По истечении заданного промежутка времени электроннагреватель отключается. Сигнал дифференциальной термопары через усилитель У поступает на суммирующий вход дифференциального усилителя ДУ и через электронный ключ ЭК на запоминающую емкость С. Напряжение на емкости С дискретно изменяется во времени с частотой, определяемой генератором импульсов ГИ. На входы дифференциального усилителя поступает разность потенциалов между постоянно растущим напряжением, снимаемым с дифференциальной термопары, и напряжением на запоминающей емкости С. В момент времени, когда эти напряжения станут равны между собой, что соответствует максимуму температурной кривой, дифференциальный усилитель, выполняющий функ-



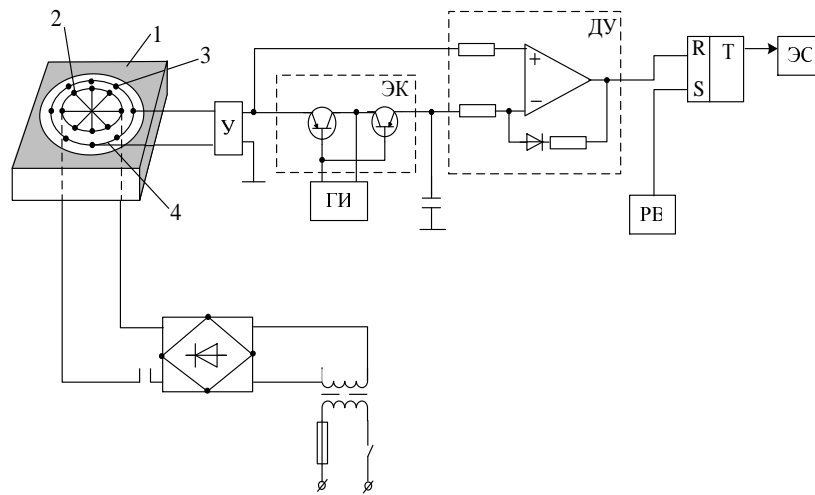


Рис. 2.23. Схема устройства для измерения теплопроводности

ции компаратора, переключает *RS*-триггер. В электронном секундомере остается записанной длительность прямоугольного импульса на выходе *RS*-триггера в цифровом виде. Зная длительность этого импульса и электрическую энергию, потребляемую нагревателем, по известной формуле рассчитывают значение теплопроводности.

При применении микропроцессора с автоматическим вводом и выводом информации может быть достигнута высокая степень автоматизации определения ТС материалов.

Экспериментальное определение тепловых свойств материалов проводится после предварительной калибровки измерительного зонда. Измерительный зонд представляет собой материал-подложку, на котором размещены нагреватель и термопара (расположены параллельно на расстоянии  $x$ ).

1. Режим калибровки измерительного зонда.

В момент времени  $\tau = 0$  источник импульсно выделяет (равномерно по своей длине) количество тепла  $Q$  (в расчете на единицу длины), а в момент времени  $\tau_1$  осуществляют измерение температуры на линии действия источника тепла  $T_3(0, \tau_1)$  и в точке на расстоянии  $x$  от линейного источника тепла  $T_3(x, \tau_1)$  для двух одинаковых материалов с известными тепловыми свойствами тепло- и температуропроводности (эталоны).

2. Режим определения тепловых характеристик материалов.

В режиме определения тепловых характеристик материалов измерительный зонд приводится в тепловой контакт с испытуемым материалом. После подачи теплового импульса (в момент времени  $\tau = 0$ ) осуществляют регистрацию температур в плоскости соприкосновения двух материалов по линии действия источника тепла  $T(0, \tau_1)$  и на расстоянии  $x$  от нее  $T(x, \tau_1)$  в момент времени  $\tau_1$ .

Приведенная разность температур на линии действия источника тепла  $T(0, \tau_1)$  и на расстоянии  $x$  от нее  $T(x, \tau_1)$  относительно температуры на линии действия источника тепла  $T(0, \tau_1)$  определяется выражением на основании (1.6):

$$A_1 = \frac{T(0, \tau_1) - T(x, \tau_1)}{T(0, \tau_1)} = \alpha_1 \frac{x^2}{4\tau_1}, \quad (2.4)$$

где

$$\alpha_1 = \frac{\lambda(a + \lambda_3)a_3}{\lambda + \lambda_3}.$$

По аналогии с формулой (2.4) на основании калибровки измерительного зонда получим

$$A_3 = \frac{T_3(0, \tau_1) - T_3(x, \tau_1)}{T_3(0, \tau_1)} = \alpha_3 \frac{x^2}{4\tau_1},$$

где  $\alpha_3 = \frac{1}{a_3}$ .

Тогда

$$M = \frac{A_1}{A_3} = \frac{\alpha_1}{\alpha_3} = a_3 \alpha_1 = \frac{a_3 \lambda + \lambda_3}{\lambda + \lambda_3}. \quad (2.5)$$

Учитывая, что

$$N = \frac{T(0, \tau_1)}{T_3(0, \tau_1)} = \frac{2\lambda_3}{\lambda + \lambda_3},$$

а также используя выражение (2.5), получим формулы для расчета тепло- и температуропроводности материалов:

$$\lambda = \lambda_0 \left( \frac{2}{N} - 1 \right); \quad (2.6)$$

$$a = a_0 \left( \frac{2 - N}{2M - N} \right). \quad (2.7)$$

Таким образом, измерив в заранее заданный момент времени  $\tau_1$  после подачи теплового импульса температуры на линии действия источника тепла  $T(0, \tau)$  и в точке на расстоянии  $x$  от нее  $T(x, \tau_1)$ , можно по формулам (2.6) и (2.7) рассчитать тепло- и температуропроводности материалов. Момент времени  $\tau_1$  может выбираться достаточно малым для сохранения высокого быстродействия способа и необходимой чувствительности измерений.

Для уменьшения погрешностей измерения необходимо создавать надежный тепловой контакт между испытуемым материалом и подложкой (материалом с известными ТС). Для этого можно использовать пневматические средства создания и измерения давления, а также применять вакуумные камеры [66, 67].

### 3. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ИССЛЕДУЕМЫХ МАТЕРИАЛОВ

Для определения температуропроводности исследуемых материалов по экспериментально полученным термограммам нагрева необходимо определять скорость нагрева исследуемого образца. Поэтому существенный интерес вызывают устройства для непосредственного определения скорости нагрева материалов в процессе проведения теплофизического эксперимента. Задача построения таких устройств возникает при тепловых измерениях методами регулярных тепловых режимов 1-го и 2-го родов, мгновенного источника тепла, последовательных интервалов [68 – 71].

В том случае, когда информация о ходе теплофизического эксперимента искажается случайными помехами (как правило, с нулевым математическим ожиданием), для определения скорости изменения температуры или теплового потока необходимо применять дифференцирующе-сглаживающие устройства (ДСУ). Последние, в свою очередь, выполняются в виде последовательно соединенных замкнутого или разомкнутого дифференциатора и фильтра или в виде параллельно включенных блоков из частотно-импульсных сглаживающих устройств. Весьма интересным является тот факт, что при синтезе ДСУ для частотно-импульсных сигналов может быть успешно использована методика проектирования электромеханических и аналоговых устройств [72] с использованием цифроаналоговых интеграторов частотно-импульсных сигналов.

#### 3.1. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ПРИРАЩЕНИЙ

Устройство для определения скорости изменения термоЭДС термопар (рис. 3.1), принцип работы которого основан на аппроксимации производной  $dE(\tau)/d\tau$  первой конечной разностью  $\Delta E = E(\tau_i) - E(\tau_{i-1})$ , описано в работе [73].

После включения прибора устанавливается исходное состояние, при котором к входу микровольтметра  $V$  через переключающее устройство ПУ подключается термопара  $Tn1$ .

Реле времени РВ формирует импульсы, период следования которых устанавливается оператором перед началом эксперимента или в процессе его проведения.

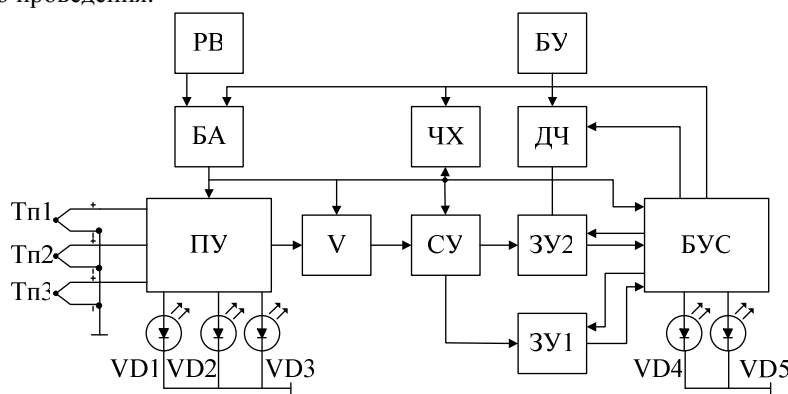
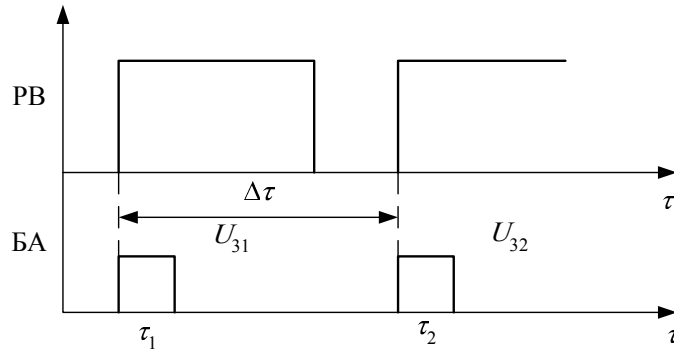


Рис. 3.1. Структурная схема устройства для определения скорости изменения температуры

При подаче импульсов с выхода РВ на вход блока алгоритма БА последний генерирует в моменты времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  сигналы записи информации  $U_{31}$  и  $U_{32}$  (рис. 3.2).

Импульс  $U_{31}$  дает разрешение на измерение вольтметром ЭДС термопары  $E_{Tn1}(\tau_1)$ , значение которой в коде 8-4-2-1 переписывается с выхода  $V$  в запоминающее устройство ЗУ1 (рис. 3.1) через согласующее устройство СУ. При появлении импульса  $U_{32}$  аналогично измеряется ЭДС  $E_{Tn1}(\tau_2)$ , но код переписывается в запоминающее устройство ЗУ2.

Измеренные значения ЭДС представлены в ЗУ1 и ЗУ2 кодами чисел  $N_1$  и  $N_2$ , соответственно.



**Рис. 3.2. Сигналы записи информации в запоминающие устройства**

Для определения разности чисел  $\Delta N = |N_2 - N_1|$  спадом импульса, действующего в момент времени  $\tau_2$ , в БА формируется команда на одновременное считывание информации (вычитание импульсов) из ЗУ1 и ЗУ2 потоком импульсов с частотой  $F_3$ . Разность  $\Delta N$  прямо пропорциональна измерению температуры  $\Delta T$ . Частота  $F_3$  поступает на входы запоминающих устройств с частотомера-хронометра через блок управления счетом БУС.

Если температура  $T(\tau_1) \neq T(\tau_2)$ , то в процессе считывания импульсов из запоминающих устройств раньше произойдет обнуление одного из них. Сигнал, соответствующий обнулению одного из запоминающих устройств, поступает в БУС, который формирует импульс, открывающий входы частотомера-хронометра ЧХ и делителя частоты ДЧ (начало вычисления отношения  $\Delta T/\Delta\tau$ ). Коэффициент деления  $K_1$  делителя частоты устанавливается оператором на блоке управления БУ пропорциональным периоду  $\Delta\tau$ ,  $\Delta N$  импульсов через ДЧ поступают на вход ЧХ до обнуления второго запоминающего устройства.

Сигналы обнуления ЗУ1 и ЗУ2 являются достаточным условием для формирования БУС команды отключения входов ДЧ и ЧХ (конец вычисления отношения  $\Delta T/\Delta\tau$ ).

Число импульсов  $\Delta N/K_1 = N_3$ , измеренное частотомером ЧХ, пропорционально отношению  $\Delta T/\Delta\tau$ .

После каждого вычисления отношения  $\Delta T/\Delta\tau$  БА формирует импульс для подключения к входу вольтметра следующей термопары в последовательности Тп1, Тп2, Тп3. Таким образом, процесс измерения непрерывно повторяется.

Информация об отношении  $\Delta T/\Delta\tau$  регистрируется в цифровом виде ЧХ в течение интервалов времени  $\Delta\tau$ ; номер термопары, подключенной к вольтметру V, индицируется соответствующим светодиодом VD1, VD2 или VD3. Знак отношения  $\Delta T/\Delta\tau$  также индицируется светодиодами VD4 (+) или VD5 (-) и соответствует знаку  $\Delta N$ .

Инструментальная погрешность устройства определяется погрешностями  $\delta V$  ампервольтметра ФЗО и реле времени ВЛ-17  $\delta\tau = 1\%$ :

$$\delta\left(\frac{\Delta T}{\Delta\tau}\right) = \sqrt{(\delta V)^2 + (\delta\tau)^2},$$

где  $\delta V = \frac{\sqrt{\Delta E_i^2 + \Delta E_{i-1}^2}}{\Delta E_i - \Delta E_{i-1}}$ ;  $E_i, E_{i-1}$  – значения термоЭДС термопар в моменты времени  $\tau_2$  и  $\tau_1$ , соответственно.

Рассмотрим методическую погрешность данного способа дифференцирования.

Разность чисел  $\Delta N = N_2 - N_1$  является разностью ЭДС термопары

$$\Delta E(p) = E(p)[1 - \exp(-p\Delta x)]$$

или в виде ряда

$$\Delta E(p) = E(p)\left[\Delta\tau p - \frac{1}{2!}\Delta\tau^2 p^2 + \dots\right] = E(p)\Delta\tau p + \bar{\Delta}(p).$$

Соответственно,

$$\Delta E(p) \Rightarrow \frac{dE(\tau)}{d\tau}\Delta\tau + \bar{\Delta}(\tau),$$

где

$$\bar{\Delta}(p) = E(p)\sum_{i=2}^n (-1)^{i+1} \frac{1}{i!} p^i \Delta\tau^i \Rightarrow \sum_{i=2}^n (-1)^{i+1} \frac{d^i E(\tau)}{d\tau^i} \frac{\Delta\tau^i}{i!}.$$

Таким образом, методическая погрешность может быть представлена соотношением

$$\delta(\tau) = \frac{\bar{\Delta}(p)}{E'(p)\Delta\tau} = \frac{\sum_{i=2}^n (-1)^{i-1} \frac{d^i E(\tau)}{d\tau^i} \frac{\Delta\tau^{i-1}}{i!}}{E'(\tau)},$$

где  $n$  – номер старшей производной термоЭДС  $E(\tau)$ .

Если  $E(\tau)$  аппроксимировать с высокой степенью точности полиномом  $n$ -й степени

$$E(\tau) = \sum_{i=0}^n a_i \tau^i,$$

то относительная методическая погрешность определения скорости изменения температуры определится выражением:

$$\delta(\tau) = \frac{\bar{\Delta}(p)}{E'(p)\Delta\tau} = \frac{\sum_{k=2}^n (-1)^{k-1} \frac{\Delta\tau^{k-1}}{k!} \sum_{i=2}^n \frac{i!}{(i-k)!} a_i \tau^{i-k}}{\sum_{i=1}^n i a_i \tau^{i-1}}.$$

Отсюда следует, что при регулярном тепловом режиме 2-го рода методическая погрешность определения скорости нагрева исследуемых материалов отсутствует.

### 3.2. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С АНАЛОГОВЫМ ВХОДНЫМ СИГНАЛОМ И ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ ВЫХОДОМ

Для определения скорости изменения термоЭДС термопар без преобразования сигналов в код предложены устройства, описанные в работах [74, 75].

Структурная схема дифференцирующего устройства с аналоговым блоком вычисления приращений приведена на рис. 3.3.

На выходе блока вычисления приращений (БВП) формируется разностное напряжение:

$$\Delta U(\tau) = U_{\text{вх}}(\tau) - U_{\text{вх}}(\tau - \tau^*),$$

где  $\tau^*$  – пауза между импульсами на основном входе порогового устройства ПУ.

Напряжение  $\Delta U(\tau)$  усиливается и вызывает срабатывание ПУ при выполнении соотношения:

$$K|\Delta U(\tau)| = U_{\text{ср}},$$

где  $K$  – коэффициент усиления усилителя;  $U_{\text{ср}}$  – порог срабатывания ПУ.

На дополнительных выходах ПУ формируется импульс в зависимости от знака разности  $\Delta U(\tau)$ , т.е. осуществляется регистрация знака разностного напряжения. Импульсом соответствующего дополнительного выхода ПУ переключается триггер Тг, фиксируя знак производной и работу определенного квадранта ПУ.

Выходные импульсы ПУ управляют частотой работы блока вычисления приращений. Частота следования импульса с выхода ПУ пропорциональна величине производной.

Схема устройства для определения скорости изменения температуры с частотно-импульсным выходом приведена на рис. 3.4 [75].

Устройство работает следующим образом.

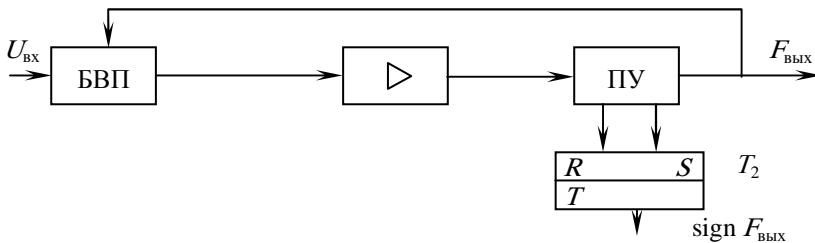


Рис. 3.3. Структурная схема дифференцирующего устройства

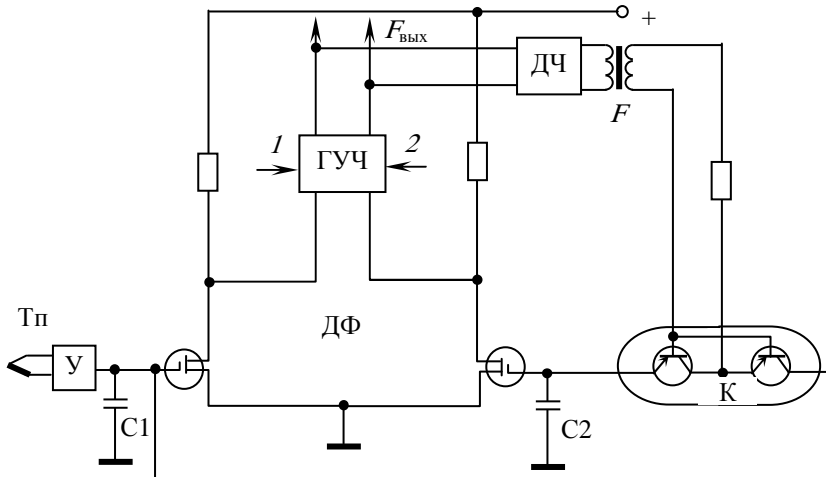


Рис. 3.4. Схема дифференцирующего устройства с частотно-импульсным выходом

На выход дифференциального каскада, выполненного на двоярном МОП-транзисторе, подается через усилитель У термоЭДС, развиваемая термопарой Тп. Конденсаторы С1 и С2 осуществляют оперативное запоминание информации. При нулевом напряжении на входе генератора управляемой частоты ГУЧ частота его равна 0 [74], что соответствует равенству

напряжений на запоминающих конденсаторах С1, С2 и, соответственно, нулевой скорости изменения температуры. Частота переключения ключа К также равна 0. Появление напряжения на выходе дифференциального каскада ДФ свидетельствует о разности напряжений на запоминающих конденсаторах С1, С2, что вызывает изменение частоты, генерируемой генератором ГУЧ и изменяет частоту переключения электронного ключа К. Таким образом, линейный генератор управляемой частоты ГУЧ изменяет свою частоту так, чтобы ликвидировать разностное напряжение между стоками МОП-транзисторов и поддерживать их в одинаковых режимах. Частота переключения электронного ключа равна  $F_{\text{вых}}/n$ , где  $n$  – емкость делителя частоты ДЧ. Кроме основного выхода, управляющего работой электронного ключа К через делитель частоты ДЧ, генератор управляемой частоты ГУЧ имеет два дополнительных выхода – 1, 2. Появление импульсов на выходе 1 или 2 определяется знаком входного напряжения генератора и зависит от знака скорости изменения температуры.

Предположим, что в момент времени  $\tau_0$  ключ К закрывается и напряжения на конденсаторах С1 и С2 равны. На ключ К поступает импульс управления через промежуток времени  $\Delta\tau$ , который определяется из соотношения:

$$n \frac{dU}{d\tau} \Big|_{\tau_0} \Delta\tau = U_{\text{ср}},$$

где  $U$  – выходное напряжение усилителя У;  $U_{\text{ср}}$  – напряжение срабатывания генератора ГУЧ.

Отсюда частота генератора

$$F = \frac{n}{U_{\text{ср}}} \frac{dU}{d\tau} \Big|_{\tau_0}, \quad \text{так как} \quad \frac{1}{\Delta\tau} = F.$$

Выходная частота устройства  $F_{\text{вых}}$  связана прямо пропорциональной зависимостью со скоростью изменения температуры при линейном преобразовании в ЭДС последней.

Введение в схему устройства делителя частоты ДЧ позволило повысить чувствительность измерений в  $n$  раз [75].

### 3.3. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫМИ ВХОДНЫМИ И ВЫХОДНЫМИ СИГНАЛАМИ

При частотно-импульсном представлении информации об измеряемой температуре  $T(x, \tau)$  представляет интерес разработка дифференцирующего устройства, непосредственно воспроизводящего математическую операцию дифференцирования над переменной величиной  $F(\tau)$ . Для определения скорости нагрева исследуемого образца необходимо определять производную от температуры по времени, которая может быть выражена общеизвестным соотношением:

$$\frac{\partial T(x, \tau)}{\partial \tau} = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \frac{T(x, \tau + \Delta\tau) - T(x, \tau)}{\Delta\tau}.$$

Аналогичное определение производной для переменной, представленной в частотно-импульсной форме:

$$\frac{\partial F(\tau)}{\partial \tau} = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \frac{F(\tau + \Delta\tau) - F(\tau)}{\Delta\tau},$$

строго говоря, теряет всякий физический смысл, так как при  $\Delta\tau \leq 1/F(\tau)$  разность в числителе всегда равна нулю. Последнее обстоятельство обусловлено непрерывно-дискретным характером представления функции  $T(x, \tau)$ . Поэтому для частотно-импульсных сигналов нужно говорить о стремлении  $\Delta\tau$  не к нулю и не к величине, сравниваемой с периодом  $1/F(\tau)$ , а к некоторой величине  $\tau_K \leq 1/F(\tau)$ .

Следует отметить, что время задержки  $\tau_K$  необходимо выбирать из условия некоторого отличия частот  $F(\tau + \Delta\tau)$  и  $F(\tau)$ .

В этом случае разностная частота

$$\Delta F(\tau) = F(\tau + \Delta\tau) - F(\tau) \approx \frac{dF(\tau)}{d\tau} K \quad (K = \text{const}), \quad (3.1)$$

определяется производной  $\frac{\partial T(x, \tau)}{\partial \tau}$  при постоянном значении величины  $\tau_K$ .

Теоретически построение частотно-импульсного дифференцирующего устройства в соответствии с формулой (3.1) не вызывает затруднений. Устройство должно включать линию задержки (ЛЗ) и блок вычитания. Импульсы с частотой следования  $F(\tau + \tau_K)$  подаются на один из входов блока вычитания и через линию задержки на второй вход. В результате на вход блока вычитания поступают потоки импульсов, сдвинутые относительно друг друга на время  $\tau_K$ , равное времени задержки ЛЗ. Блок вычитания формирует разностный поток импульсов  $\Delta F(\tau)$ , частота следования которых в соответствии с (3.1) является мерой производной  $\frac{dF(\tau)}{d\tau}$ .

При практической реализации подобного дифференцирующего устройства наибольшие трудности возникают при обеспечении требуемой длительности времени задержки  $\tau_K$ , минимальное значение которого выбирают из условия:

$$\tau_K > \frac{1}{F_{\text{min}}(\tau)}.$$

В работе [76] описано дифференцирующее устройство для обработки непосредственно частотной информации, а в [77] приведен анализ погрешности работы этого дифференциатора.

В данном случае  $\Delta\tau$  принимается как сумма половин интервалов соседних периодов  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  (рис. 3.5):

$$\Delta\tau = \Pi_{\text{ср}} = \frac{\Pi_1 + \Pi_2}{2}, \quad (3.2)$$

а приращение частоты за время между соседними периодами определяется соответственно из выражения (3.1):

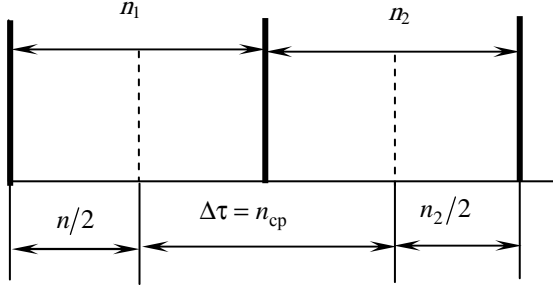


Рис. 3.5. Частотная информация

$$\Delta f = \frac{1}{\Pi_1} - \frac{1}{\Pi_2} = \frac{\Pi_2 - \Pi_1}{\Pi_1 \Pi_2}. \quad (3.3)$$

Производная  $\frac{dF}{d\tau}$  определяется из выражений (3.2) и (3.3):

$$\frac{dF}{d\tau} \approx \frac{\Delta F}{\Delta\tau} = \frac{F_1 - F_2}{\Delta\tau} = \frac{\frac{1}{\Pi_1} - \frac{1}{\Pi_2}}{\Delta\tau} = \frac{\Pi_2 - \Pi_1}{\Pi_1 \Pi_2 \Pi_{\text{ср}}} = \frac{\Delta\Pi}{\Pi_1 \Pi_2 \Pi_{\text{ср}}}.$$

При различном изменении частоты  $F_{\text{вх}}(\tau)$  значение соответствующих  $\Pi_{\text{ср}}$  может находиться в следующих соотношениях:

$\Pi_1 < \Pi_{\text{ср}} < \Pi_2$  – для убывающей частоты;

$\Pi_1 > \Pi_{\text{ср}} > \Pi_2$  – для возрастающей частоты;

$\Pi_1 = \Pi_{\text{ср}} = \Pi_2$  – для неизменяющейся частоты.

При медленном изменении частоты  $F_{\text{вх}}(\tau)$  принимается [76]  $\Pi_{\text{ср}} = \Pi_{\text{вых}}$ , т.е.  $\Pi_1 = \Pi_2 = \Pi_{\text{ср}}$ , тогда

$$\frac{dF}{d\tau} = \frac{\Delta\Pi}{\Pi_{\text{ср}}^3} = \Delta\Pi f_{\text{вх}}^3.$$

Величина абсолютной погрешности  $\Delta$  от замены произведения  $\Pi_1 \Pi_2 \Pi_{\text{ср}}$  на  $\Pi_{\text{ср}}^3$  определяется разностью

$$\Delta = \frac{\Delta\Pi}{\Pi_1 \Pi_2 \Pi_{\text{ср}}} - \frac{\Delta\Pi}{\Pi_{\text{ср}}^3}.$$

Разность периодов  $\Delta\Pi$  можно выразить через коэффициент  $\nu$  относительного изменения периода:

$$\Pi_2 = \nu \Pi_1;$$

$$\Delta\Pi = \Pi_2 - \Pi_1 = \Pi_1(\nu - 1),$$

а абсолютная погрешность  $\Delta$  может быть записана как:

$$\Delta = \frac{\Pi_1}{\Pi_1 \nu \Pi_1} - \frac{\Pi_1(\nu - 1)}{\Pi_1^3 (\nu + 1)^3} = \frac{2(\nu - 1)^3}{\Pi_1 \nu (\nu + 1)^3}.$$

Относительная погрешность  $\delta$  определяется выражением:

$$\delta = \frac{\Delta}{\frac{\Delta\Pi}{\Pi_1 \Pi_2 \Pi_{\text{ср}}}} = 1 - \frac{\Pi_1 - \Pi_2}{\Pi_{\text{ср}}^2} = \frac{(\nu - 1)^2}{(\nu + 1)^2}. \quad (3.4)$$

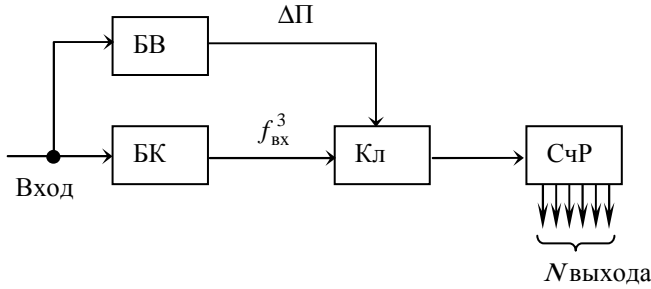
На основании (3.4) можно получить погрешность  $\delta = 25\%$  при изменении периода дифференцируемой частоты на  $10\%$  за время между двумя соседними периодами.

Дифференцирующее устройство [77] состоит из блока выделения разности периодов БВ, блока возведения входной частоты в куб БК, клапана Кл счетчика результата СчР (рис. 3.6).

Устройство работает следующим образом. На его вход подаются сигналы дифференцируемой частоты  $f_{\text{вх}}$ . Блок выделения разности периодов БВ открывает клапан Кл на время, равное разности длительности предыдущего и последующего

периодов, в течение которого на СчР поступают импульсы входной частоты, возведенные в куб. В СчР формируется код  $N$ , пропорциональный абсолютному значению производной частотного сигнала.

Выходной величиной является двоичный код, с которым удобно оперировать при дальнейшей обработке сигнала.



**Рис. 3.6. Дифференцирующее устройство**

Устройство возведения входной частоты  $f_{вх}$  в куб может быть выполнено на схеме, представленной на рис. 3.7. Схема состоит из трех последовательно соединенных двоичных умножителей, причем используется только один регистр. В регистр заносится код, соответствующий частоте  $f_{вх}$ .

Работа устройства основана на следующих соотношениях:

$$f_1 = \frac{f_0}{2^n} N_p; \quad f_2 = \frac{f_1}{2^n} N_p; \quad F = \frac{f_2}{2^n} N_p$$

или

$$F = \frac{f_2}{2^{3n}} N_p^3.$$

При

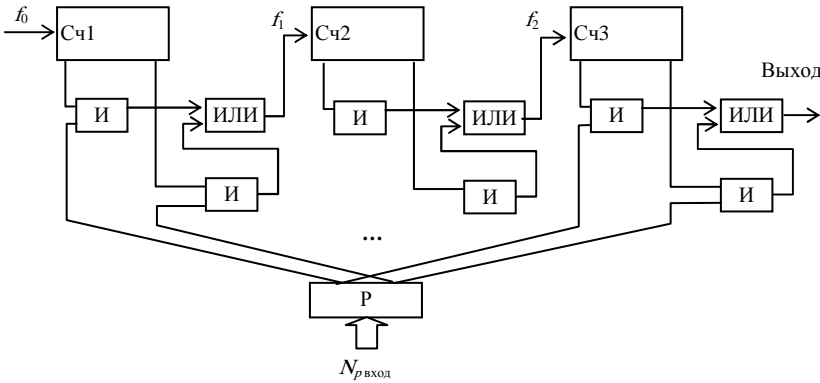
$$N_p = K_1 f_{вх}; \quad F = A f_{вх}^3; \quad A = 1; \quad f_0 = \frac{K_2}{K_1^3} \cdot 2^{3n},$$

где  $n$  – число разрядов Сч1 – Сч2;  $K_1, K_2$  – постоянные размерные коэффициенты.

Следовательно, на выходе устройства получаем импульсную последовательность, частота которой  $F$  пропорциональна кубу входной частоты:

$$F = f_{вх}^3.$$

Необходимо отметить, что устройство дифференцирования, построенное по описанному методу, отличается высоким быстродействием. Оно позволяет вычислить производную частоты по времени за два соседних периода. Это является пределом скорости вычисления производной для частотно-импульсного сигнала.



**Рис. 3.7. Устройство возведения входной частоты в куб**

Проведен анализ погрешности подобного дифференцирующего устройства при работе с реальным частотно-импульсным модулятором, собственная быстрая нестабильность частоты которого не превышает  $\alpha$  [77].

Считаем, что входной сигнал модулятора (температура, тепловой поток и т.д.) является постоянным, а его выходная частота  $f_{ср}$ . Минимальное значение частоты модулятора в этом случае равно  $f_{ср}(1-\alpha)$ , а максимальное  $f_{ср}(1+\alpha)$ . Наибольшая разность между соседними периодами  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  в этом случае

$$\Delta_{\max} = [f_{ср}(1-\alpha)]^{-1} - [f_{ср}(1+\alpha)]^{-1} \approx \frac{2\alpha}{f_{ср}}.$$

Величина абсолютной погрешности определяется производной на основании (3.2) и (3.3):

$$\beta_{\max} = \frac{2\alpha}{f_{ср}} f_{вх}^3 = 2\alpha f_{вх}^2.$$

Для большинства применяемых схем частотно-импульсных преобразователей измеряемых физических величин нестабильность частоты  $\alpha = 10^{-4}$  считается вполне приемлемой и допустимой.

В этом случае абсолютная погрешность  $\beta_{\max}$ , например при входной частоте  $f_{\text{вх}} = 1$  Гц, будет  $2 \cdot 10^{-4}$  Гц/с, а при  $f_{\text{вх}} = 100$  Гц  $\beta_{\max} = 2$  Гц/с.

Таким образом, данное дифференцирующее устройство наиболее целесообразно применять только для работы с низкочастотными модуляторами с повышенной стабильностью и медленным характером дрейфа частоты. При повышении входной частоты с быстрой нестабильностью модулятора абсолютная погрешность определения производной изменяется пропорционально квадрату этой частоты. Схема предложенного устройства [78] показана на рис. 3.8.

В блоке управления БУ при поступлении каждого очередного сигнала  $i$ -го входного импульса частоты  $F_{\text{вх}i}$  формируются управляющие сигналы, с помощью которых содержимое регистра РгП2 переписывается в регистр РгП1, затем содержимое счетчика Сч переписывается в регистр РгП2, после чего счетчик Сч обнуляется, а в блоке сумматора См суммируются коды регистров РгП1 и РгП2. Полученная сумма заносится в выходной регистр (не изображен) памяти блока См. При этом обнуление счетчика Сч и формирование суммы в блоке См может выполняться одновременно, а перепись кодов в регистры может

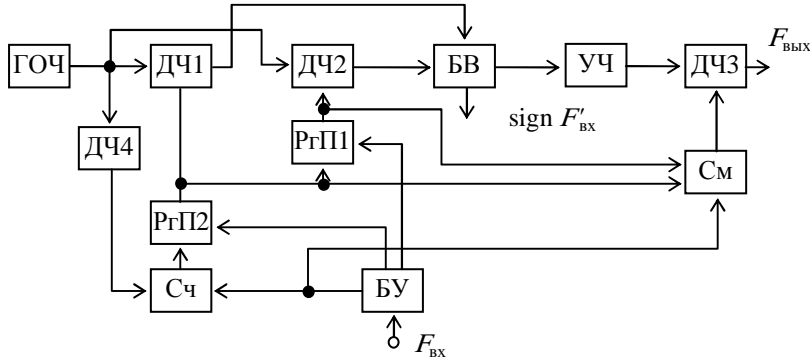


Рис. 3.8. Дифференцирующее устройство

выполняться в принудительной форме или же с предварительным обнулением регистров. Счетчик Сч в промежутке времени, равном текущему  $i$ -му периоду  $\Pi_i$  входного сигнала, суммирует импульсы с выхода делителя частоты ДЧ4, частота следования которых равна отношению опорной частоты  $F_0$  генератора ГОЧ к коэффициенту  $K$  пересчета делителя ДЧ4. В момент времени считывания содержимого счетчика Сч в регистр РгП2 в счетчике Сч образуется код  $N_{\Pi i}$ , пропорциональный текущему периоду входного дифференцируемого сигнала. Этот код переписывается в регистр РгП2 после того, как из регистра РгП2 будет переписан в регистр РгП1 код  $N_{\Pi i-1}$ , пропорциональный предыдущему  $(i-1)$ -му периоду  $\Pi_{i-1}$  входного сигнала. В управляемых делителях ДЧ1 и ДЧ2 осуществляется деление опорной частоты генератора ГОЧ на входные коды регистров РгП1 и РгП2, соответственно. Импульсы с выходов управляемых делителей ДЧ1 и ДЧ2 поступают на входы блока вычитания БВ, в котором формируется разностный поток импульсов частоты:

$$\Delta F = K(F_{\text{вх}i} - F_{\text{вх}i-1}),$$

где  $F_{\text{вх}i-1}$  – значение частоты дифференцируемого сигнала, соответствующее его  $(i-1)$ -му периоду.

Импульсы разностной частоты с блока вычитания БВ поступают на вход умножителя частоты УЧ, где осуществляется умножение частоты на коэффициент  $n$ , а затем – на счетный вход управляемого делителя ДЧ3. С помощью делителя ДЧ3 осуществляется деление частоты импульсов на выходной код сумматора, равный  $(N_{\Pi i} + N_{\Pi i-1})$ .

В результате на выходе делителя ДЧ3 будет сформирован поток импульсов с частотой:

$$F_{\text{вых}} = \frac{nK^2(F_{\text{вх}i} - F_{\text{вх}i-1})}{F_0(\Pi_i + \Pi_{i-1})},$$

т.е. для каждого временного интервала дифференцирования

$$\Delta\tau = \frac{\Pi_i + \Pi_{i-1}}{2}$$

выходная частота устройства

$$F_{\text{вых}} = \frac{nK^2}{2F_0} F'_{\text{вх}} \quad (3.5)$$

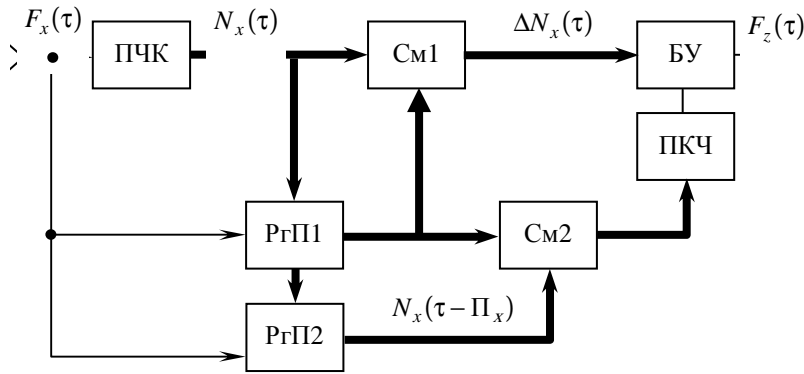
пропорциональна производной входного частотно-импульсного сигнала (знак производной снимается со знаковой шины блока БВ). При  $n = 2$  соотношение (3.5) упрощается.

Структурная схема другого предложенного дифференцирующего устройства показана на рис. 3.9. Устройство содержит преобразователь частоты в код ПЧК, регистры памяти РгП1 и РгП2, сумматоры См1, См2, блок умножения БУ, преобразователь кода в частоту ПКЧ.

Устройство работает следующим образом.



В каждом периоде входной частоты происходит ее преобразование в код  $N_x(\tau_i)$ . Полученный код поступает в сумматор См1 и на вход регистра памяти РгП1. Одновременно происходит параллельный перенос хранящегося в регистре РгП1 кода  $N_x(\tau_i - \Pi_x)$ , полученного при



**Рис. 3.9. Дифференцирующее устройство**

измерении частоты  $F_x(\tau)$  в предыдущем ее периоде  $F_x(\tau_i - \Pi_x)$ , в регистр памяти РгП2 и его считывание (кода  $N_x(\tau_i - \Pi_x)$  в регистре РгП1). Считанный код поступает на вычитающий вход сумматора См1, на выходе которого образуется разность:

$$\Delta N_x(\tau_i) = N_x(\tau_i) - N_x(\tau_{i-1}).$$

В регистре РгП1 при этом записывается код  $N_x(\tau_i)$ . На входы сумматора См2 поступают коды  $N_x(\tau_i)$  и  $N_x(\tau_i - \Pi_x) = N_x(\tau_{i-1})$ , которые формируют выходной код сумматора в виде

$$N_{i,i-1} = N_x(\tau_i) + N_x(\tau_{i-1}).$$

Производная может быть представлена отношением:

$$\frac{\Delta N_x(\tau)}{\frac{\Pi_{x,i}}{2} + \frac{\Pi_{x,i-1}}{2}} = \frac{2\Delta N_x(\tau)}{\Pi_{x,i} + \Pi_{x,i-1}}.$$

Частота преобразователя ПЧК прямо пропорциональна выходному коду сумматора См2, а период ее прямо пропорционален сумме периодов  $\Pi_{x,i} + \Pi_{x,i-1}$ . Отсюда выходная частота  $F_z(\tau)$  блока умножения БУ прямо пропорциональна производной входного сигнала  $F_x(\tau)$ .

На рис. 3.10 приведена структурная схема другого устройства. Устройство содержит реверсивный счетчик РС, двоичный умножитель ДУ, делители частоты ДЧ1 и ДЧ2, блок вычитания БВ, элемент ИЛИ, блок сложения СМ и знаковый триггер Тг.

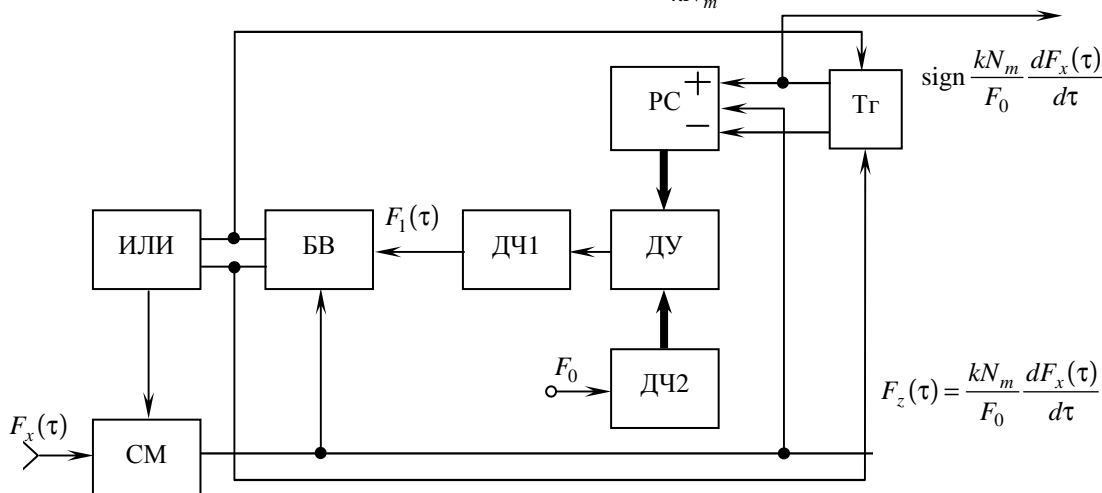
В исходном положении реверсивный счетчик РС находится в нулевом состоянии. Входная частота  $F_x(\tau)$  подается на первый вход блока сложения СМ, на второй вход которого поступает через элемент ИЛИ разность между выходной частотой  $F_z(\tau)$  устройства и частотой  $F_1(\tau)$  с выхода делителя частоты ДЧ1.

В установившемся режиме частота  $F_z(\tau)$  с выхода блока сложения, которая является выходной частотой устройства, в операторной форме описывается выражением:

$$F_z(p) = F_x(p) + [F_z(p) - F_1(p)].$$

Частота  $F_1(\tau)$  на выходе делителя частоты ДЧ1

$$F_1(\tau) = \frac{F_0 N(\tau)}{k N_m},$$



**Рис. 3.10. Дифференцирующее устройство**

где  $F_0$  – опорная частота тактовых импульсов двоичного умножителя;  $N(\tau)$  – код числа в реверсивном счетчике;  $N_m$  – коэффициент деления делителя ДЧ1.

С учетом того, что

$$F_x(p) = F_1(p),$$

$$N(p) = \frac{F_z(p)}{p},$$

во временной форме можно записать:

$$F_z(\tau) = \frac{kN_m}{F_0} \frac{dF_x(\tau)}{d\tau}.$$

Если емкость делителя частоты ДЧ1 установить равной  $k = \frac{F_0}{N_m}$ , то выходной сигнал устройства можно получить непосредственно в виде:

$$F_z(\tau) = \frac{dF_x(\tau)}{d\tau} T,$$

где  $T$  – постоянная времени при высокой опорной частоте  $F_0$  двоичного умножителя.

Структурная схема дифференцирующего устройства с блоком сложения-вычитания импульсов показана на рис. 3.11 [79].

В исходном состоянии реверсивный счетчик РС находится в нулевом состоянии. Входная частота  $F_x(\tau)$  поступает на вход блока С-В, содержащего узлы суммирования и вычитания частот.

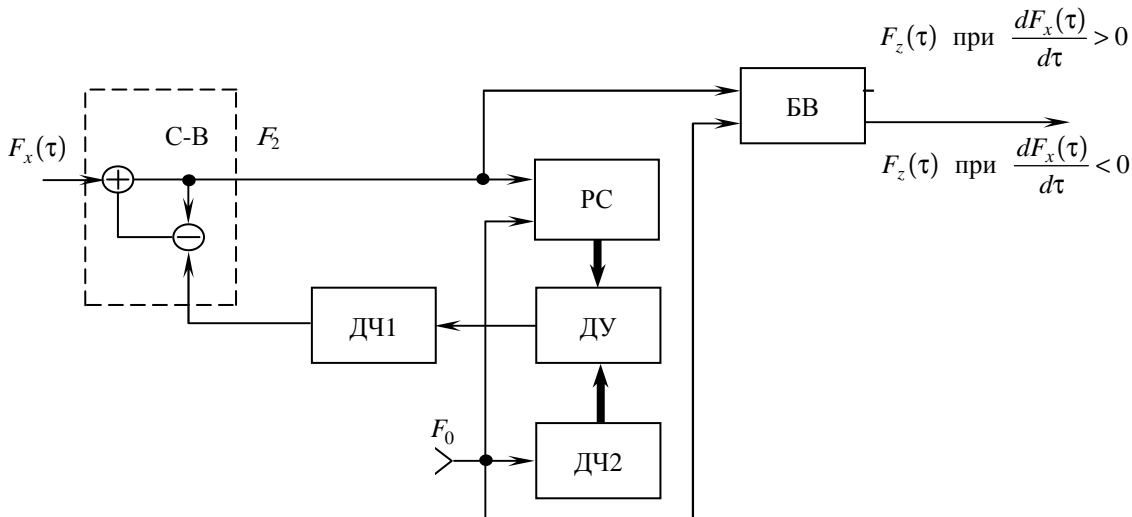
Частота  $F_2$  на выходе блока С-В определяется соотношением:

$$F_2(p) = F_x(p) + F_2(p) - F_1(p),$$

где  $F_1(p)$  – выходная частота делителя частоты ДЧ1,

$$F_1(p) = \frac{F_0 N(p)}{k N_m},$$

где  $N(p)$  – код числа в счетчике Сч;  $N_m$  – коэффициент пересчета реверсивного счетчика;  $k$  – емкость делителя частоты ДЧ1;  $F_0$  – входная частота делителя частоты ДЧ2, подключенного к двоичному умножителю ДУ.



**Рис. 3.11. Дифференцирующее устройство**

С учетом того, что текущее значение кода в счетчике РС описывается соотношением:

$$N(p) = \frac{1}{p} \left[ F_2(p) - \frac{F_0}{p} \right],$$

можно записать:

$$F_x(p) = \frac{F_0}{kN_m} \frac{1}{p} \left[ F_2(p) - \frac{F_0}{p} \right]$$

или

$$F_2(p) = \frac{F_0}{p} + p \frac{N_m k}{F_0} F_x(p).$$

Так как на выходах блока вычитания БВ формируется разность между частотами  $F_2$  и  $F_0$ , то в операторной форме

$$F_z(p) = p \frac{N_m k}{F_0} F_x(p)$$

или во временной области

$$F_z(\tau) = \frac{N_m k}{F_0} \frac{dF_x(\tau)}{d\tau}.$$

Выбирая емкость делителя ДЧ  $k = \frac{F_0}{N_m}$ , можно получить непосредственно:

$$F_z(\tau) = \frac{dF_x(\tau)}{d\tau} T, \quad T = \text{const}.$$

Таким образом, изменяя коэффициент  $k$  делителя ДЧ1, можно регулировать чувствительность устройства в широких пределах при высокой опорной частоте двоичного умножителя.

Частотно-импульсное дифференцирующее устройство (рис. 3.12) работает следующим образом.

На выходе блока сложения БС формируется поток импульсов, изображение средней частоты которого имеет вид:

$$\bar{F}_{cp}(p) = F_x(p) + F_{вых}(p).$$

В реверсивном счетчике РС текущее значение кода имеет вид:

$$N(p) = \frac{1}{p} [\bar{F}_{cp}(p) - F_{oc}(p)],$$

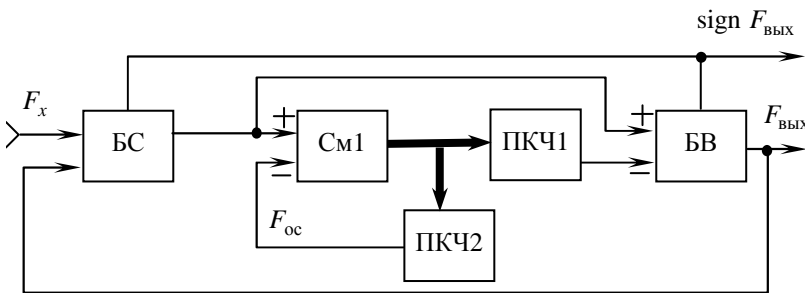


Рис. 3.12. Дифференцирующее устройство

где  $F_{oc}(p)$  – изображение выходной частоты преобразователя кода в частоту ПКЧ2, пропорциональной значению кода  $N(p)$ .

Передаточная функция следящей системы, образованная реверсивным счетчиком РС и преобразователем ПКЧ2, имеет вид:

$$W(p) = \frac{k}{Tp + 1},$$

где  $k$  – коэффициент усиления системы;  $Tp$  – постоянная времени системы.

Коэффициент преобразования ПКЧ1 установлен равным  $1/k$ .

Частота на выходе блока вычитания БВ

$$F_{вых}(p) = \bar{F}_{cp}(p) - \frac{\bar{F}_{cp}(p)}{Tp + 1}.$$

Информация о знаке разности  $F_{вых}(p)$  поступает с дополнительного выхода блока БВ.

В этом случае зависимость между выходной частотой устройства и входным сигналом в форме Лапласа имеет вид:

$$F_{вых}(p) = Tp F_x(p)$$

или во временной области

$$F_{вых}(\tau) = T \frac{dF_x(\tau)}{d\tau}.$$

### 3.4. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕ-СГЛАЖИВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ПЕРВОГО И ВТОРОГО ПОРЯДКОВ

Структурная схема дифференцирующего устройства с частотно-импульсным входом (рис. 3.13) содержит триггер Тг, интегратор Инт, управляемый мультивибратор М, дифференциатор импульсов по переднему фронту Д.

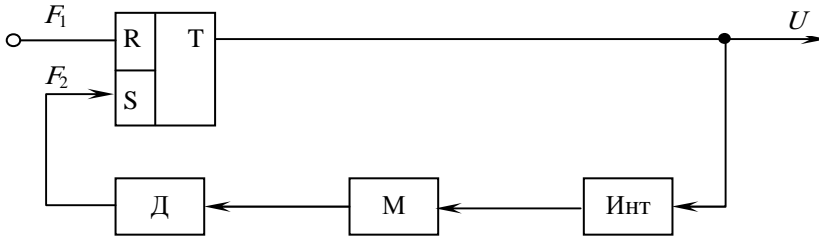


Рис. 3.13. Структурная схема дифференцирующе-сглаживающего устройства

Устройство работает следующим образом.

На первый вход триггера поступает последовательность импульсов с частотой следования  $F_1$ . На второй вход триггера поступают импульсы с частотой  $F_2$ . Среднее напряжение на выходе триггера в рабочем диапазоне работы устройства в операторной форме имеет вид:

$$U(p) = \frac{KpF_1(p)}{Tp + 1},$$

где  $K$  – коэффициент пропорциональности;  $T$  – постоянная времени интегратора.

На рис. 3.14 приведена структурная схема дифференцирующе-сглаживающего устройства второго порядка [80].

Устройство содержит реверсивные счетчики РС1, РС2, преобразователи ПКЧ1 – ПКЧ3 кода в частоту, знаковый переключатель  $\Pi$  и умножитель  $У$  частоты.

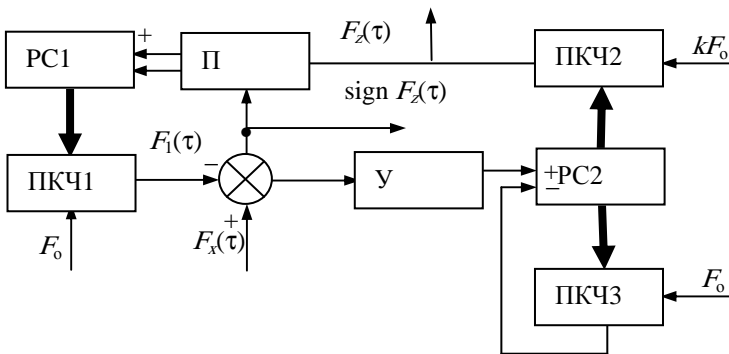


Рис. 3.14. Структурная схема дифференцирующе-сглаживающего устройства

Устройство работает следующим образом. Разность входного сигнала  $F_x(\tau)$  и сигнала от ПКЧ1  $F_1(\tau)$  через умножитель частоты  $У$  с коэффициентом умножения  $\alpha$  поступает на вход следящей системы, которая состоит из реверсивного счетчика РС2 и преобразователя ПКЧ3. Текущее значение кода в счетчике РС2

$$N(\tau) = \int_0^\tau \left[ \alpha \Delta F(\tau) - N(\tau) \frac{F_0}{2^n} \right] d\tau,$$

где  $\Delta F(\tau) = F_x(\tau) - F_1(\tau)$ ;  $n$  – число разрядов счетчика РС2;  $F_0$  – опорная частота преобразователя ПКЧ3;  $T_k = 2^n / F_0$  – постоянная времени следящей системы.

Частота  $kF_0$  преобразуется в выходную частоту  $F_z(\tau)$  и интегрируется счетчиком РС1, который на своем выходе формирует код

$$N_1(\tau) = \int_0^\tau F_z(\tau) d\tau.$$

Код  $N_1(\tau)$  преобразователем ПКЧ1 представляется в виде потока импульсов с частотой следования:

$$F_1(\tau) = \frac{F_0}{2^n} \int_0^\tau F_z(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_0^\tau F_z(\tau) d\tau,$$

где  $T$  – постоянная времени РС1 и ПКЧ1.

На основании данных выражений с учетом  $F_z(\tau) = N(\tau) \frac{kF_0}{2^n}$  передаточная функция устройства имеет вид:

$$W(p) = \frac{pT}{1 + \frac{T}{\alpha k} p + \frac{TT_k}{\alpha k} p^2},$$

которая соответствует дифференцирующе-сглаживающему устройству второго порядка.

Диапазон изменения выходной частоты  $F_z(\tau)$  устройства составляет  $0 - F_0$  (Гц).

Методическая погрешность устройства может быть выражена коэффициентами ошибок:

$$\Delta(\tau) = \sum_{i=2}^{\infty} \gamma_{i-1} \frac{d^{(i)} F_x(\tau)}{d\tau^{(i)}},$$

где  $\gamma_1 = \frac{T}{\alpha k}$ ;  $\gamma_2 = \frac{TT_k}{\alpha k} - \frac{T^2}{\alpha k}$ ;  $\gamma_3 = \frac{T^3}{(\alpha k)^3} - \frac{2T^2 T_k}{\alpha k}$ .

Отсюда следует, что при заранее заданном и ограниченном диапазоне измерения выходного сигнала  $F_x(\tau)$  устройства варьировать коэффициентом  $k$  нельзя, а для повышения точности дифференцирования и повышения быстродействия устройства достаточно увеличить величину  $\alpha$ .

Сглаживающие качества устройства оцениваются коэффициентами сглаживания гармонической помехи:

$$K_{дсy} \cong \frac{T_k}{\alpha k} \omega; \quad K_{сy} \cong \frac{TT_k}{\alpha k} \omega,$$

приложенной к входу устройства или к входу фильтра.

### 3.5. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗНАКА ПЕРВОЙ ПРОИЗВОДНОЙ

В том случае, когда блок вычисления приращений не фиксирует знак разности термоЭДС, возникает необходимость в определении знака разности  $\Delta E(\tau)$ , что и определяет знак производной  $\frac{dE(\tau)}{d\tau}$ .

Структурная схема предложенного устройства для определения знака первой производной (рис. 3.15) содержит широтно-импульсный модулятор ШИМ, генератор опорной частоты ГОЧ, элементы И1 – И3, реверсивный счетчик РС, триггеры Тг1, Тг2 и формирователь Ф.

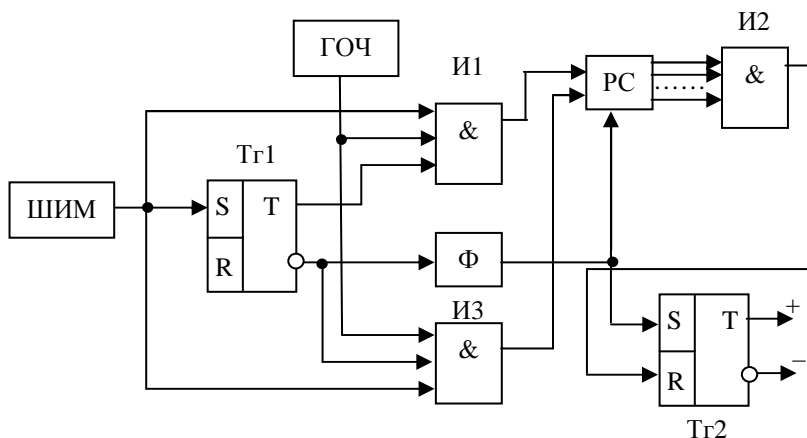


Рис. 3.15. Структурная схема устройства для определения знака первой производной

В исходном положении триггер Тг1 и счетчик РС находятся в нулевом состоянии, а триггер Тг2 – в единичном. Входной сигнал поступает на вход широтно-импульсного модулятора ШИМ, формирующего импульсы прямоугольной формы, длительность которых пропорциональна амплитуде входного аналогового сигнала.

Первый широтно-модулированный импульс и нулевое состояние триггера Тг1 разрешают прохождение через элемент И1 импульсов с выхода генератора опорной частоты ГОЧ на суммирующий вход реверсивного счетчика РС. Спадом первого широтно-модулированного импульса триггер Тг1 переключается в единичное состояние. Второй широтно-модулированный импульс при этом разрешает прохождение импульсам опорной частоты через элемент И3 на вычитающий вход счетчика РС. Спадом второго широтно-модулированного импульса триггер Тг1 переключается в нулевое состояние, запуская формирователь Ф, который устанавливает в нулевое состояние счетчик РС и фиксирует состояние триггера Тг2. Если длительность первого широтно-модулированного импульса больше второго, то состояние триггера Тг2 не изменяется и на его выходе поддерживается единичный потенциал, соответствующий положительной производной. В том случае, когда длительность второго импульса больше первого, каждый последующий импульс после установки счетчика РС в нуль, работающего в режиме вычитания, переводит его в новое состояние, которое через схему И2 переключает триггер Тг2 в нулевое состояние (на первом выходе «1», а на втором «0»), что соответствует отрицательной производной. Таким образом, на втором выходе триггера Тг2 при положительной производной поддерживается единичный потенциал, а при отрицательной производной формируется поток прямоугольных импульсов, частота которых в два раза ниже частоты широтно-модулированных импульсов. Для производной, равной нулю, может быть условно приписан любой знак, поэтому при равных по длительности широтно-модулированных импульсах на выходе триггера Тг2 поддерживается единичный потенциал, что соответствует положительной производной. Если необходимо регистрировать производную, равную нулю, как количественную величину, достаточно инверсные кодовые выходы счетчика РС и выход формирователя Ф подключить к входам логического элемента И (на схеме не показан), формирующего импульс при запуске формирователя и обнуленном счетчике РС.

## 4. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРОПРОВОДНОСТИ, ТЕПЛОЕМКОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА ЛИНЕЙНОГО РАСШИРЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ

В основу построения специализированных устройств для определения температуропроводности материалов положены как новые способы определения температуропроводности, так и классический квазистационарный тепловой режим. Показана возможность замены при квазистационарном тепловом режиме исследуемых материалов определения скорости изменения температуры и разности температур в центре и на поверхности пластины отношением температур на поверхности и в центре пластины.

Для определения теплоемкости материалов на основе «горячего» калориметра и коэффициента линейного расширения материалов классическим методом применяется множително-делительное устройство частотно-импульсного типа, характеризующееся отсутствием источников инструментальной погрешности и выходным сигналом в виде неравномерной импульсной последовательности. Описана схема цифрового измерительного комплекса с выводом на цифрпечать измеряемого параметра и его интегрального значения.

### 4.1. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРОПРОВОДНОСТИ МАТЕРИАЛОВ

Для моделирования расчетной формулы (1.11) при определении температуропроводности материалов методом мгновенного источника тепла и неразрушающем контроле [14] детерминированную величину  $\frac{(x_2^2 - x_1^2)}{4 \ln n}$  достаточно представить в виде потока импульсов с частотой следования  $F_0$ , а момент времени  $\tau_1$  – кодом  $N_y$  электронного секундомера посредством использования сравнивающих устройств [41]. В этом случае применение двоичного делителя частоты (рис. 2.19) позволяет сформировать поток импульсов с частотой  $F_z$ , численно равной температуропроводности (1.11). После определения ТС  $a$  производится расчет множителя  $\exp(-x^2 / 4a\tau_1)$  в формуле (1.12) для определения теплопроводности.

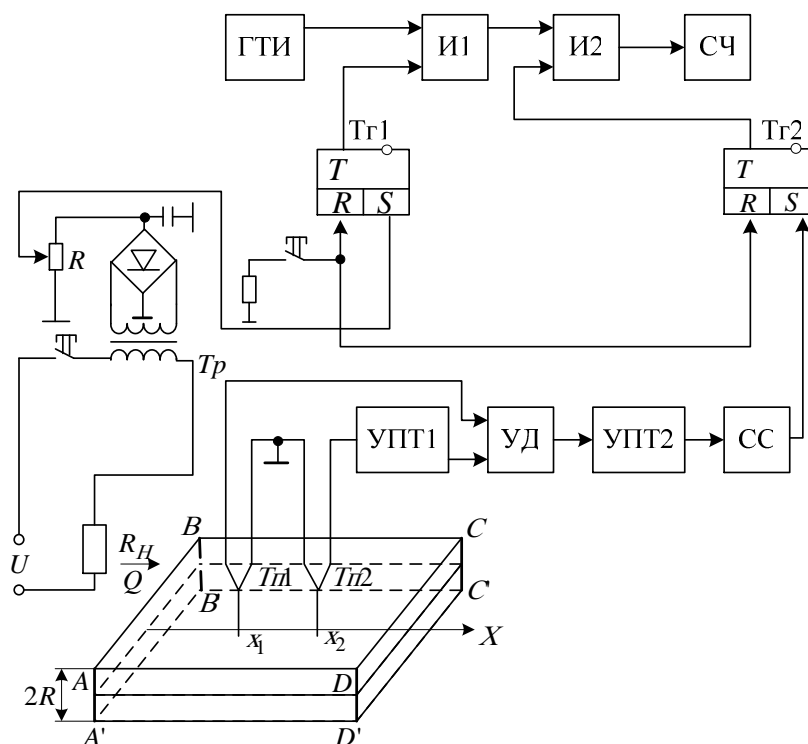
Определение температуропроводности материалов при регистрации интегральных значений температуры осуществляется с помощью двоичных умножителей и делителей частоты, а также суммирующих счетчиков импульсов.

Ниже рассмотрена схема устройства для определения температуропроводности твердых материалов методом мгновенного источника тепла (рис. 4.1) [81]. Исследуемая пластина  $ABCD A^1 B^1 C^1 D^1$  со стороны грани  $AA^1 B^1 B$  подвергается воздействию теплового импульса  $Q$  (Дж/м<sup>2</sup>). Боковые поверхности пластины  $ABCD$  и  $A^1 B^1 C^1 D^1$  в процессе проведения эксперимента теплоизолированы. При достаточно больших геометрических размерах пластины температурное поле вдоль центральной оси абсцисс можно рассматривать как одномерное.

В том случае, когда распространение тепла описывается линейным дифференциальным уравнением

$$\frac{\partial T}{\partial \tau} = a \frac{\partial^2 T(x, \tau)}{\partial x^2}$$

с краевыми условиями:



**Рис. 4.1. Устройство для определения температуропроводности**

$$T(x, 0) = T_c = \text{const} ;$$

$$T(\infty, \tau) = T_c = \text{const} ;$$

$$(\partial T(0, \tau) / \partial x) + H[T_c - T(0, \tau)] = 0;$$

$$\partial T(\infty, \tau) / \partial x = 0,$$

где  $T_c$  – начальная температура образца и окружающей среды;  $H$  – относительный коэффициент теплообмена.

Температурное поле вдоль центральной оси пластины описывается соотношением:

$$T(x, \tau) = \frac{B_1}{2\sqrt{\pi a \tau}} \left[ 2 \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau}\right) - B_1 H \exp(Hx + aH^2\tau) \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{2\sqrt{a\tau}} + H\sqrt{a\tau}\right) \right], \quad (4.1)$$

где  $B_1 = \frac{Q}{C}$ ;  $Q$  – количество тепла, выделенного источником на единицу площади грани  $AA^1B^1B$ ;  $C$  – объемная теплоемкость исследуемой пластины.

Если  $H \rightarrow \infty$ , что соответствует постоянной температуре  $T_c$  грани  $AA^1B^1B$  в процессе охлаждения (граничные условия первого рода), то последний член в решении (4.1) равен нулю.

Температурное поле может быть представлено как:

$$T(x, \tau) = \frac{B_1}{\sqrt{\pi a \tau}} \exp\left(-\frac{x^2}{4a\tau}\right). \quad (4.2)$$

Известен способ определения температуропроводности полуограниченного тела в виде стержня, разработанный В.А. Вертоградским и основанный на регистрации интервала времени с момента подачи теплового импульса до момента, соответствующего достижению наперед заданного соотношения между температурами в двух равностоящих от нагреваемой поверхности точках. Недостатком этого способа является необходимость расположения в контролируемых точках тела трех и более термодатчиков.

В описываемом устройстве температура в точках  $x_1$  и  $x_2$  регистрируется двумя термодатчиками Тп1 и Тп2 (рис. 4.1). Термодатчик Тп2 подключен к входу усилителя постоянного тока УПТ1, охваченного глубокой отрицательной обратной связью, с коэффициентом усиления – равным  $e$ . В момент времени  $\tau_1$  выполняется равенство (рис. 4.2):

$$T(x_1, \tau_1) = eT(x_2, \tau_1). \quad (4.3)$$

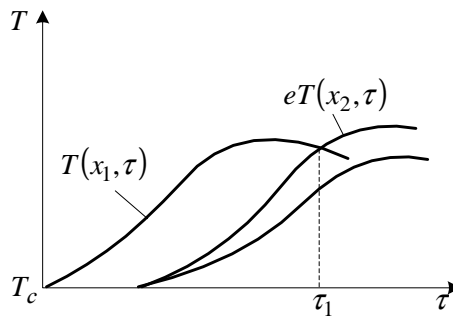


Рис. 4.2. Метод В.А. Вертоградского

На основании соотношений (4.2) и (4.3) температуропроводность испытуемого материала можно рассчитать по формуле:

$$a = (x_2^2 - x_1^2) / 4\tau_1.$$

Термодатчик Тп1 и выход УПТ1 (рис. 4.1) подключены к входам дифференциального усилителя УД. Выходной сигнал дифференциального усилителя через УПТ2 поступает на вход схемы сравнения СС. Схема сравнения формирует сигнал в момент времени  $\tau_1$ .

УПТ1 и УПТ2 выполнены по аналогичной схеме, характеристики и параметры которой приведены в работе [42].

При формировании теплового импульса электронагревателем  $R_n$  на поверхности исследуемой пластины схема управления, состоящая из трансформатора Тр, выпрямительного диодного моста и резистора  $R$ , переключает триггер Тг1. Триггер Тг1 на входе схемы И1 создает разрешающий потенциал. На второй вход схемы И2 подается разрешающий потенциал с триггера Тг2. Импульсы с выхода генератора тактовых импульсов ГТИ через И1 и И2 поступают на вход суммирующего счетчика Сч. Заполнение счетчика импульсами осуществляется до тех пор, пока схема сравнения СС не переключит Тг2, блокируя схему И2. В счетчике импульсов фиксируется число  $N = F_0\tau_1$ , где  $F_0$  – частота генератора тактовых импульсов. Для автоматической регистрации в счетчике импульсов величины  $4\tau_1$  достаточно установить частоту ГТИ, равную  $4F_0$ . Непосредственное определение отношения  $(x_2^2 - x_1^2) / 4\tau_1$  осуществляется оператором.

При определении температуропроводности полиметилметакрилата была выбрана пластина размером  $100 \times 100 \times 8$  мм<sup>3</sup>. Горячие спаи хромель-копелевых микротермопар Тп1 и Тп2 предварительно были расплюснены под прессом, а холодные спаи термостатировались при  $T_c = 22$  °С. После нанесения теплового импульса грань  $AA^1B^1B$  подвергалась воздействию воздушного потока от вентилятора. Температура воздушного потока находилась в пределах  $(22 \pm 0,5)$  °С. Относительная погрешность определения температуропроводности в процессе испытаний не превышала  $\pm 5$  %.

Значение температуропроводности может быть определено автоматической регистрацией отношения температур в центре  $T(0, \tau)$  и на поверхности  $T(R, \tau)$  испытуемой пластины при регулярном тепловом режиме второго рода.

Температурное поле пластины удовлетворяет уравнению:

$$\frac{\partial T(x, \tau)}{\partial \tau} = a \frac{\partial^2 T(x, \tau)}{\partial x^2},$$

с краевыми условиями

$$-\frac{\partial T(R, \tau)}{\partial x} + \frac{q}{\lambda} = 0; \quad \frac{\partial T(0, \tau)}{\partial x} = 0,$$

где  $2R$  – толщина пластины.

Переходная функция пластины при граничных условиях второго рода имеет вид:

$$h(x, \tau) = \frac{R}{\lambda} \left[ \frac{a\tau}{R^2} - \frac{R^2 - 3x^2}{6R^2} + \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^{l+1} \frac{2}{\mu_l^2} \cos \mu_l \frac{x}{R} \exp\left(-\mu_l^2 \frac{a\tau}{R^2}\right) \right].$$

Температура в центре пластины при регулярном тепловом режиме

$$T(0, \tau) = \frac{R}{\lambda} \left[ \frac{a\tau}{R^2} - \frac{1}{6} \right] \quad (4.4)$$

и на поверхности пластины

$$T(R, \tau) = \frac{R}{\lambda} \left[ \frac{a\tau}{R^2} + \frac{1}{3} \right]. \quad (4.5)$$

Отношение температур на поверхности и в центре пластины

$$n = T(R, \tau) / T(0, \tau).$$

Отсюда с учетом (4.4) и (4.5) [82]

$$a = \frac{(n+2)R^2}{6(n-1)\tau}. \quad (4.6)$$

Таким образом, зная отношение температур на поверхности и в центре исследуемого образца в любой момент времени, а также его геометрические размеры, по формуле (4.6) можно определить значение температуропроводности материала. При частотно-импульсном представлении температур  $T(R, \tau)$  и  $T(0, \tau)$  для определения величины  $n$  достаточно применить цифровой частотомер, работающий в режиме определения отношения входных частот.

Представляет интерес для автоматизации измерений способ определения температуропроводности, когда определяется температура в центре  $T(0, \tau)$  и на поверхности исследуемой пластины  $T(R, \tau)$ , а затем регистрируется момент времени  $\tau_1$ , когда отношение между температурой в центре и на поверхности пластины достигает определенного наперед заданного соотношения.

Если начальные условия  $T(x, 0) = 0$  и граничные условия  $T(R, \tau) = T(-R, \tau) = T_c = \text{const}$  (где  $2R$  – толщина пластины;  $T_c$  – температура на поверхности пластины), то с учетом переходной функции пластины при граничных условиях первого рода, которая имеет вид:

$$h(x, \tau) = 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2}{\mu_l} (-1)^{l+1} \cos \mu_l \frac{x}{R} \exp\left(-\mu_l^2 a\tau / R^2\right),$$

где  $\mu_l = \frac{(2l-1)}{2} \pi$ ,  $l = 1, 2, 3, \dots$ , при регулярном тепловом режиме первого рода температура в центре пластины

$$T(0, \tau) = T(R, \tau) \left[ 1 - \frac{4}{\pi} \exp\left(-\frac{\pi^2 a\tau}{4R^2}\right) \right]. \quad (4.7)$$

Введем условную температуру  $\bar{T}$ , определяемую соотношением:

$$\bar{T} = nT(0, \tau),$$

где  $n > 1$ ,  $n = \text{const}$ .

При равенстве  $\bar{T} = T(R, \tau)$  можно записать с учетом (4.7):

$$T(R, \tau_1) = nT(0, \tau_1) \left[ 1 - \frac{4}{\pi} \exp\left(-\frac{\pi^2 a\tau_1}{4R^2}\right) \right].$$

Значение температуропроводности



$$a = -\frac{4R^2 \ln \left[ \frac{\pi(n-1)}{4n} \right]}{\pi^2 \tau_1}, \quad (4.8)$$

где  $\tau_1$  – момент времени, когда выполняется равенство:

$$\bar{T} = nT(0, \tau) = T(R, \tau).$$

На рис. 4.3 изображен график, на котором показано время  $\tau_1$ , когда соотношение между температурой в центре  $T(0, \tau)$  и на поверхности  $T(R, \tau)$  пластины достигнет определенного наперед заданного значения.

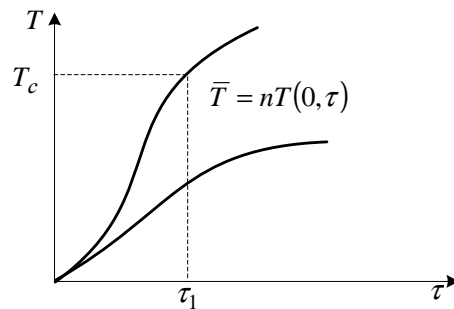
Таким образом, зная момент времени  $\tau_1$ , когда отношение между температурой в центре и на поверхности пластины достигнет определенного наперед заданного соотношения, а также геометрические размеры образца, по формуле (4.8) можно определить значение температуропроводности материалов.

При построении устройства для моделирования формулы (4.8) достаточно представить величину

$$\left[ 4R^2 \ln \left( \frac{n-1}{4n} \pi \right) \right] \pi^{-2}$$

в частотно-импульсной форме, а значение  $\tau_1$  преобразовать в код. Для преобразования временного интервала  $\tau_1$  в код можно применить частотомер-хронометр, работающий в режиме измерения времени. В этом случае в момент подачи теплового импульса на поверхность пластины на табло частотомера должен начаться отсчет времени.

В момент времени  $\tau_1$  отсчет времени должен быть прекращен. Таким образом, для определения  $a$  достаточно заранее известную частоту разделить на код числа  $\tau_1$ , который хранится частотомером. Устройства подобного действия описаны в п. 3.4 и являются двоичными делителями частоты.



**Рис. 4.3. Определение температуропроводности при регулярном тепловом режиме второго рода**

Рассмотрим автоматическое устройство с цифровым выходом для определения температуропроводности (рис. 4.4) [83]. Устройство моделирует расчетную формулу:

$$a = \frac{R^2}{2\Delta T_{1,2}} \frac{\Delta T_1}{\Delta \tau}, \quad (4.9)$$

где  $a$  – значение температуропроводности,  $\text{м}^2/\text{с}$ ;  $T_{1,2}$  – перепад температур;  $\frac{\Delta T_1}{\Delta \tau}$  – скорость нагрева;  $2R$  – толщина образца.

Для моделирования формулы (4.9) величины, стоящие в правой части, эквивалентно представлены следующим образом: толщина образца  $2R$  – сопротивлением  $r$  в омах, которое измеряется прибором V3; температуры  $T$  и  $\Delta T$  – ЭДС термомпар, измеряемых вольтметрами V1 и V2.

Импульсы с периодом следования  $\Delta \tau$  формируются формирователем временных интервалов ФВИ. Значение  $\Delta \tau$  устанавливается оператором перед началом измерения. Схема работает следующим образом.

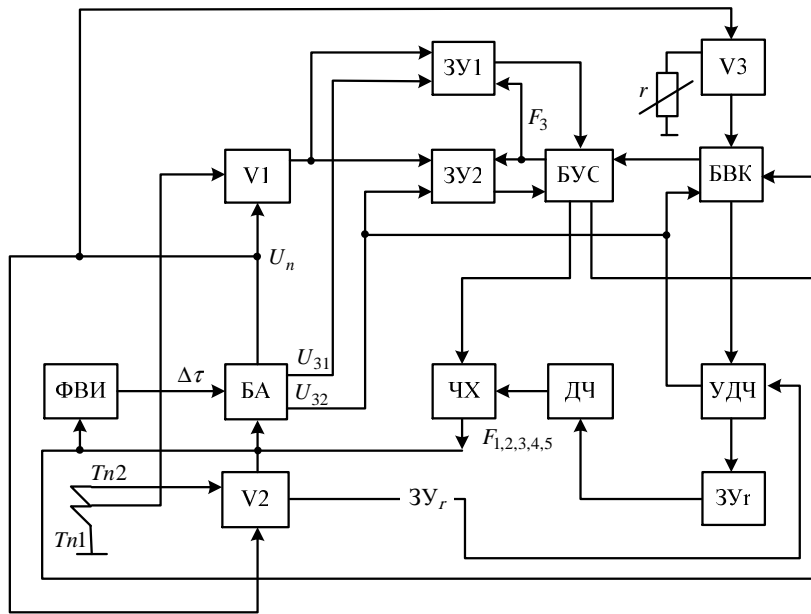


Рис. 4.4. Устройство для определения температуропроводности

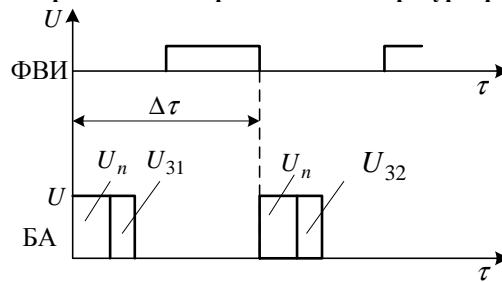


Рис. 4.5. Графики управляющих импульсов

При поступлении импульса с выхода ФВИ на вход блока алгоритма БА последний генерирует импульсы  $U_n$  и  $U_{31}$  ( $U_{32}$ ) (рис. 4.5).

Импульсом  $U_n$ , длительность которого соответствует необходимому времени измерения, запускаются на измерение приборы V1, V2 и V3.

Измеренные значения ЭДС термопар Тп1, Тп2 и сопротивления  $r$  (рис. 4.4) соответственно представлены на выходах V1, V2, V3 в двоично-десятичном коде.

Импульсом  $U_{31}$  результат измерения переписывается с выхода V1 в запоминающее устройство ЗУ1 (рис. 4.4).

При поступлении с выхода ФВИ очередного импульса через время  $\Delta\tau$  БА генерирует импульсы  $U_n$ ,  $U_{32}$  (рис. 4.5) аналогично описанному выше. В этом случае импульсом  $U_{32}$  информация с выхода V1 переписывается в ЗУ2.

Записанные в ЗУ1 и ЗУ2 числа  $N_1$  и  $N_2$  прямо пропорциональны измеренным V1 ЭДС термопары Тп1 в начале и конце периода  $\Delta\tau$ . Для определения разности  $\Delta N = N_1 - N_2$  задним фронтом импульса  $U_{32}$  разрешается считывание чисел из ЗУ1 и ЗУ2 потоком импульсов частоты  $F_3$ , поступающим на входы запоминающих устройств с выхода частотомера-хронометра ЧХ через БУС. Если  $N_1 \neq N_2$ , то в процессе считывания первым обнуляется запоминающее устройство, в котором записано меньшее число. При этом во втором ЗУ остается число  $\Delta N$ , пропорциональное разности температур  $\Delta T_1$ . Импульсом  $U_{32}$  также переписывается информация с выходов V2 и V3 в управляемый делитель частоты УДЧ и блок возведения в квадрат БВК (квадратор), соответственно.

Измеренное прибором V3 значение  $r$  в БВК возводится в квадрат, что пропорционально величине  $R^2$  (4.9).

Коэффициент деления  $k_{1,2}$  УДЧ устанавливается измеренной величиной  $\Delta T_{1,2}$ , которая в виде параллельного двоично-десятичного кода поступает на его входы.

С выхода БВК пачка импульсов, число которых соответствует  $r^2$ , делится УДЧ на установленный коэффициент и поступает на вход запоминающего устройства  $ЗУ_r$ . Таким образом, в  $ЗУ_r$  запоминается пачка с числом импульсов  $N_r = \frac{r^2}{k_{1,2}}$ , что

прямо пропорционально  $\frac{R^2}{\Delta T_{1,2}}$ .

Информация о величине  $N_r$  непрерывно считывается и с выхода  $ЗУ_r$  поступает на вход частотомера-хронометра через делитель частоты ДЧ.

Коэффициент деления  $k_{\text{ДЧ}}$  делителя ДЧ заранее устанавливается пропорциональным  $2\Delta\tau$ . Для определения температуропроводности необходимо выполнить операции  $-\Delta NN_r/k_{\text{ДЧ}}$ . Число импульсов  $N_r$  делится на  $k_{\text{ДЧ}}$  делителя частоты ДЧ. Операция умножения представляется в следующем виде:

$$\frac{\Delta NN_r}{k_{\text{ДЧ}}} = \sum_{i=1}^{\Delta N} \frac{N_{r,i}}{k_{\text{ДЧ}}},$$

где  $\Delta N = 1, 2, 3, \dots, 1000$ ;  $N_{r,i} = N_r + 1$ .

Время вычитания одной единицы из числа  $\Delta N$  равно периоду  $\frac{1}{F_2}$  ( $F_2 = 10^3$  Гц). Время считывания записанной в  $3U_r$  пачки  $\tau_r = N_r \frac{1}{F_4}$ , где  $F_4 = 10^6$  Гц – частота считывания. Умножение выполняется правильно при соблюдении условия  $\tau_r < \frac{1}{F_2}$ . Вход частотомера открывается по команде с БУС на время считывания  $\Delta N \left( \tau_{\Delta} = \Delta N \frac{1}{F_2} \right)$ . Число импульсов в пачках  $N_r$ , подсчитанное ЧХ за промежуток времени  $\tau_{\Delta}$ , соответствует температуропроводности:

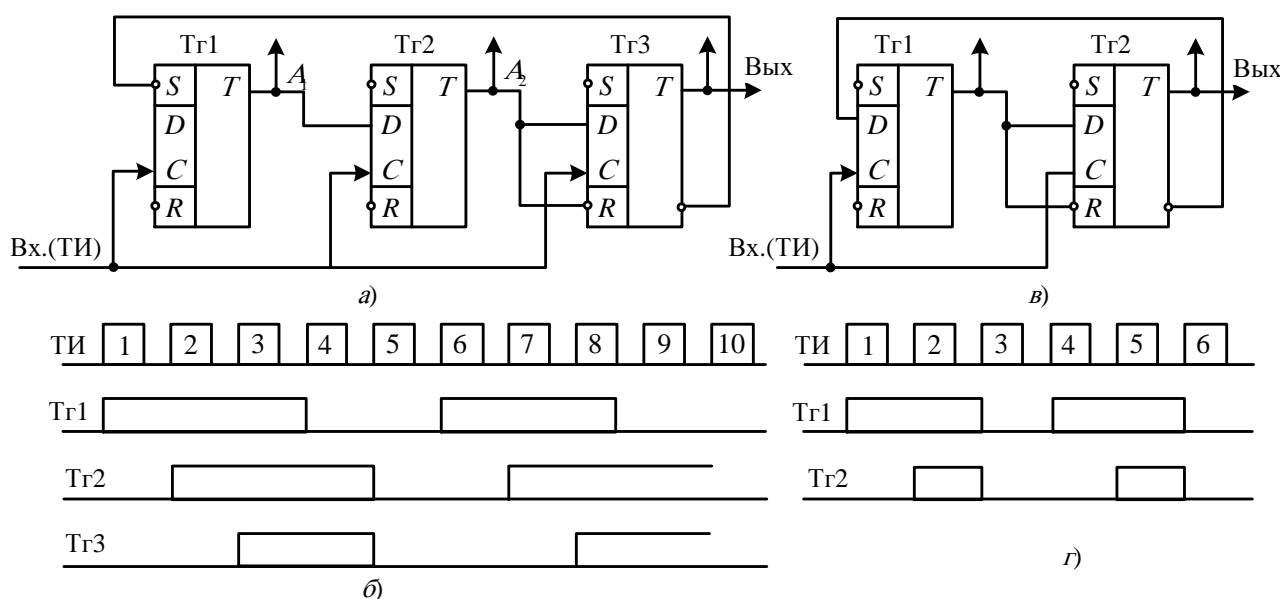


Рис. 4.6. Принцип работы делителя на пять

$$a = \frac{R^2}{2\Delta T_{1,2}\Delta\tau} \Delta T_1.$$

Импульсы с частотой  $F = 0,1$  Гц поступают с выхода ЧХ на вход ФВИ. Заданные временные интервалы  $\Delta\tau$  (периоды следования импульсов) формируются делением этой частоты на соответствующие коэффициенты 1, 3 или 5.

Принцип работы делителя на 5 (рис. 4.6) поясняется в предположении, что триггеры Tr1 – Tr3 находятся в исходном состоянии 0 (на выходах  $A_1$  и  $A_2$  низкий уровень напряжения).

Следует отметить, что триггеры переключаются импульсами, поступающими на счетные входы только при равнозначных потенциалах на инверсном выходе и входе D.

Фронтом тактового импульса 1 (рис. 4.6) опрокидывается Tr1 и логической 1 с выхода  $A_1$  подготавливается к работе Tr2. Импульсом 2 опрокидывается Tr2 и 1 с выхода  $A_2$  подготавливает к работе Tr3.

Импульсом 3 опрокидывается Tr3, подготавливая к работе Tr1. Четвертый импульс возвращает в исходное состояние Tr1, а пятый – Tr2, Tr3. Таким образом, при поступлении на вход пяти тактовых импульсов на выходе Tr3 формируется один импульс, что соответствует делению на 5.

Работа делителя на коэффициент 3 описывается аналогично (рис. 4.6, в, г).

## 4.2. УСТРОЙСТВА С ЦИФРОВЫМ ВЫХОДОМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕМНОГО ТЕПЛОПОГЛОЩЕНИЯ И СРЕДНЕЙ ТЕПЛОЕМКОСТИ МАТЕРИАЛОВ

В практике тепловых измерений нередко встречается задача контроля объемного теплопоглощения материалов, свойства которых необратимо изменяются в процессе одного эксперимента. Для решения этой задачи исследуемый образец нагревается в калориметрическом сосуде, помещенном в муфельную печь. Сигнал дифференциальной термопары, контролирующей разность температур печи и калориметра, измеряется гальванометром или потенциометром в процессе эксперимента.

Контроль объемного теплопоглощения  $Q$  материалов после проведения теплофизического эксперимента требует не менее 1,5 – 2 ч для обработки термограммы нагрева с погрешностью до 5 – 8 %.

Устройство для автоматического определения объемного теплопоглощения материалов в области высоких температур с необратимо изменяющимися свойствами описано в работе [84].

В предварительно разогретое до температуры  $T_H$  калориметрическое устройство (рис. 4.7), состоящее из массивной оболочки 8, электронагревателя 9, калориметра 3, вводится образец 4 с начальной температурой  $T_{обп} < T_H$ . Разогрев образца 4 приводит к временному снижению температуры  $T_K$  калориметра (рис. 4.8). Между оболочкой 8 с постоянной температурой  $T_H$  и калориметрической оболочкой 3 происходит (рис. 4.7) теплообмен. В конце теплофизического эксперимента температура в калориметрической оболочке выравнивается и принимает свое начальное значение.

Для обеспечения радиального теплообмена в системе используются тонкие торцевые экраны 2, 5, 6 при изготовлении оболочки 8 и калориметра определенной длины.

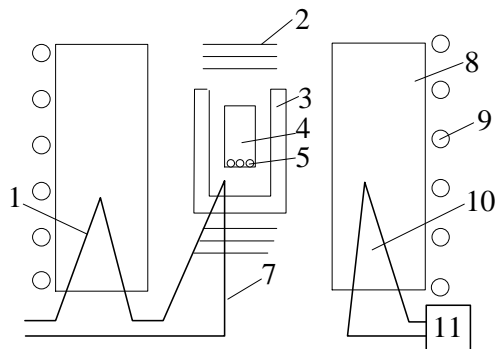


Рис. 4.7. Калориметрическое устройство

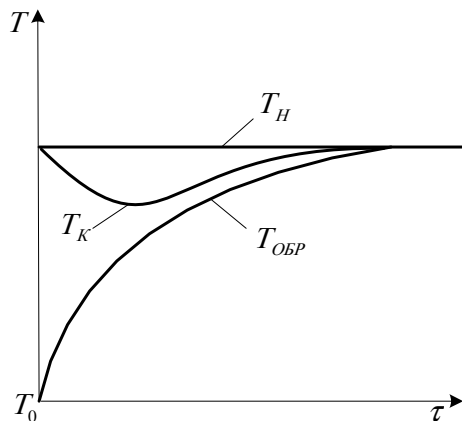


Рис. 4.8. Графики изменения температур

Температура оболочки 8 устанавливается различной и достигает 1500 К. Разность температур между оболочками 8 и 3 при этом не превышает 2 – 5 К.

Тепловой поток  $q$  от оболочки 8 к калориметру в каждый момент времени составляет:

$$q = S_k \alpha (T_H - T_K) = A_k \Delta T, \quad (4.10)$$

где  $A_k = S_k \alpha$ ;  $S_k$  – площадь поверхности калориметра;  $\alpha$  – коэффициент теплоотдачи.

Количество тепла, полученное калориметром и исследуемым образцом за время теплофизического эксперимента:

$$Q = A_k \int_0^{\tau} \Delta T d\tau. \quad (4.11)$$

После установления в системе оболочка 8 – калориметр 3 стационарного температурного режима можно считать, что на нагрев образца при изменении его температуры в интервале ( $T_{обп} < T_H$ ) потребовалось количество тепла  $Q$ .

Для определения величины  $Q$  время интегрирования можно принять равным  $\tau$ , при этом разность  $T_H$  и  $T_K$  становится меньше абсолютной погрешности прибора, регистрирующего  $\Delta T$ , или равной ей.

Измерение разности температур осуществляется с помощью хромель-алюмелевых термопар 1, 7, включенных по дифференциальной схеме.

Выходной сигнал дифференциальной термопары  $E_{\Delta T}$  через обмотку 3 – 4 трансформатора Тр (рис. 4.9) подается на сток полевого транзистора Т1. Сопротивление перехода сток – исток Т1 изменяется гармонически под действием напряжения с частотой 1513 Гц (генератор Г подключен к затвору 3). На затвор 2 полевого транзистора подано постоянное напряжение смещения от источника питания схемы через делитель напряжения  $R_2, R_4$ .

При изменении сопротивления перехода сток – исток в обмотке 3 – 4 трансформатора Тр возникает переменное напряжение, которое трансформируется в выходную обмотку 5 – 6 трансформатора Тр и усиливается каскадами У1 – У5. Для компенсации поступающего на вход усилителя У1 управляющего напряжения от генератора Г через проходную емкость транзистора Т1 к обмотке 1 – 2 трансформатора Т подведено постоянное напряжение. Величину этого напряжения можно

регулировать в широких пределах перемещением ползунка потенциометра  $R_3$  при  $E_{\Delta T} = 0$  или при заранее заданном значении  $E_{\Delta T}$ . В этом случае напряжение, снимаемое с  $R_3$  и подводимое к обмотке 1–2

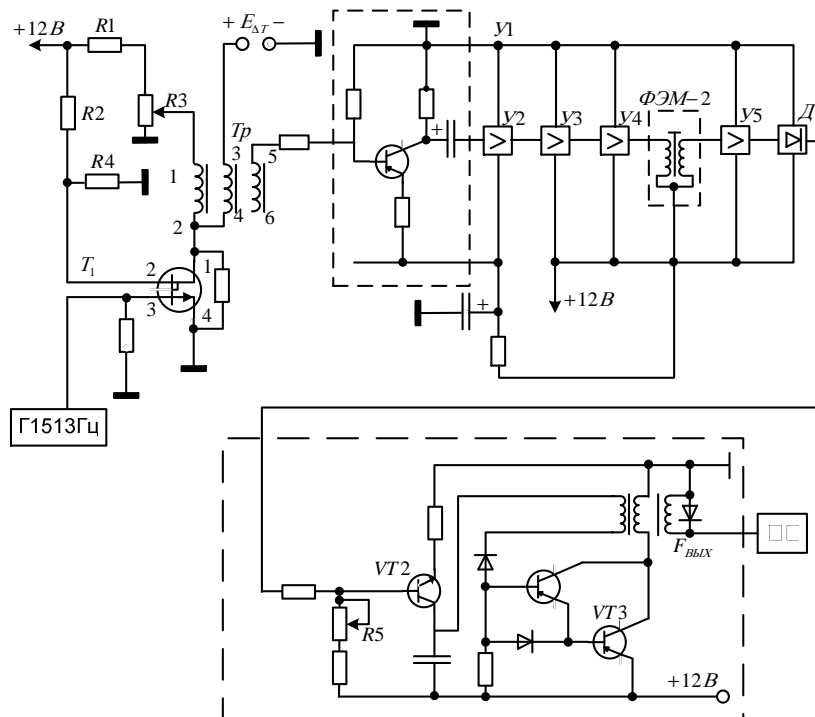


Рис. 4.9. Принципиальная схема устройства определения объемного теплопоглощения

трансформатора  $T$ , преобразуется в переменное напряжение с частотой 1513 Гц, которое находится в противофазе с управляющим напряжением. При этом на зажимах обмотки 5–6 трансформатора  $T_r$  наводится разностная ЭДС обмоток 1–2 и 3–4.

Подавление помех, обусловленных пульсацией источников питания и шумом транзисторов усилителей, осуществляется узкополосным электромеханическим фильтром типа ФЭМ-2, центральная частота которого равна 1513 Гц.

Постоянное напряжение с выхода детектора  $D$ , выполненного по схеме с удвоением напряжения, поступает на вход эмиттерного повторителя на транзисторе  $T_2$ . Последний включен во времязадающую цепь блокинг-генератора, выполненного на транзисторе  $T_3$ . Так как частота колебаний блокинг-генератора обратно пропорциональна сопротивлению времязадающей цепи, а выходное сопротивление на транзисторе  $T_2$  обратно пропорционально входному напряжению, то частота  $F$  блокинг-генератора будет прямо пропорциональна входному напряжению.

Поток импульсов с выхода блокинг-генератора поступает на вход частотомера-хронометра ЧХ, который работает в режиме счета импульсов и выполняет функции цифрового интегратора в соответствии с соотношением (4.11).

Методическая погрешность от замены операции интегрирования счетом импульсов определяется на основании равенства суммы импульсов и суммы прямоугольников, имеющих единичные площади, т.е.

$$N = \sum_{i=1}^n F(\tau_i) \Pi(\tau_i). \quad (4.12)$$

При малых значениях периодов  $\Pi(\tau)$  сумму (4.12) можно заменить интегралом:

$$N = \int_0^{\tau} F(\tau) d\tau,$$

а методическая погрешность  $\Delta$  будет определяться так же, как и при вычислении определенного интеграла методом прямоугольников:

$$\Delta = \sum_{i=1}^n \left[ F(\tau_i) \Pi(\tau_i) - \int_{\tau_i - \Pi(\tau_i)}^{\tau_i} F(\tau) d\tau \right].$$

Чувствительность преобразователя термоЭДС в частоту  $\frac{dF}{dE_{\Delta T}}$  может изменяться в широких пределах при изменении емкости конденсатора  $C$  и устанавливаться равной  $A_k$ .

Коэффициент  $A_k$  определяется во время градуировки калориметрического устройства при работе с эталонными материалами.

Время интегрирования  $\tau$  устанавливается изменением зоны нечувствительности блокинг-генератора (перемещение ползунка резистора  $R_5$ ). Начало и конец эксперимента регистрируются непосредственно устройством, что исключает субъективные ошибки экспериментатора.

При градуировке устройства и определении его погрешности в калориметрическое устройство (рис. 4.7) вводились исследуемые образцы из эталонного материала с массой  $m = (1 \dots 10)$  г, свойства которого оставались постоянными в процессе теплофизического эксперимента.

Температура оболочки контролировалась термопарой 10 и поддерживалась регулятором II типа ВРТ-3 равной 1500 К. Максимальная разность температур  $\Delta T$  составляла в процессе эксперимента 5 К, а наибольшее время теплофизического эксперимента и время интегрирования принимались равными 25 мин. Относительная погрешность устройства при данных параметрах схемы и времени интегрирования не превышала 3 % при получении информации о величине объемного теплопоглощения материалов в цифровом виде.

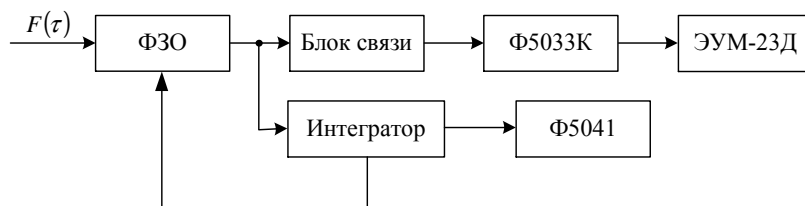
Цифровой измерительный комплекс для определения объемного теплопоглощения материалов показан на рис. 4.10.

Контролируемая величина  $T(\tau)$ , моделируемая током  $I(\tau)$ , напряжением  $U(\tau)$  или сопротивлением  $R(\tau)$ , подается на вход микровольтметра ФЗО. С выхода микровольтметра ФЗО информация о величине  $T(\tau)$  в параллельном двоично-десятичном коде 8 – 4 – 2 – 1 поступает на входы блока связи и интегратора. В интеграторе код  $N$  величины  $T(\tau)$  преобразуется в пачку импульсов, количество которых  $\bar{N}$  соответствует численному значению  $T(\tau)$ . Частота следования импульсов в пачке соответствует 1 мГц. Счет импульсов осуществляется частотомером-хронометром Ф5041. С дополнительного выхода интегратора по шине «Запуск» осуществляется пуск микровольтметра ФЗО для очередного измерения уровня величины  $T(\tau)$ . Период следования импульсов по шине «Запуск» установлен 10 с. Вследствие дискретного характера измерений микровольтметром осуществляется кусочно-ступенчатая аппроксимация измеряемой физической величины  $T(\tau)$  при интегральных измерениях. Через каждые 10 с приращение интегрального значения аппроксимированной функции  $T(\tau)$ , регистрируемой частотомером, соответствует:

$$\Delta S_i = 10N_i,$$

где  $i$  – номер измерения микровольтметром. За интервал времени  $10i$  интегральное значение аппроксимированной функции  $T(\tau)$  соответственно составит:

$$S = 10 \sum_{i=1}^i N_i.$$



**Рис. 4.10. Структурная схема измерительного комплекса для определения объемного теплопоглощения**

Выходы блока связи и частотомера-хронометра через транскриптор Ф5033К подключены к цифровому устройству ЭУМ-23Д, что позволяет регистрировать во времени непосредственно в цифровом виде: номер измерения, устанавливаемый оператором на транскрипторе, амплитудное значение величины  $T(\tau)$ , интегральное значение кусочно-аппроксимированной величины  $T(\tau)$ .

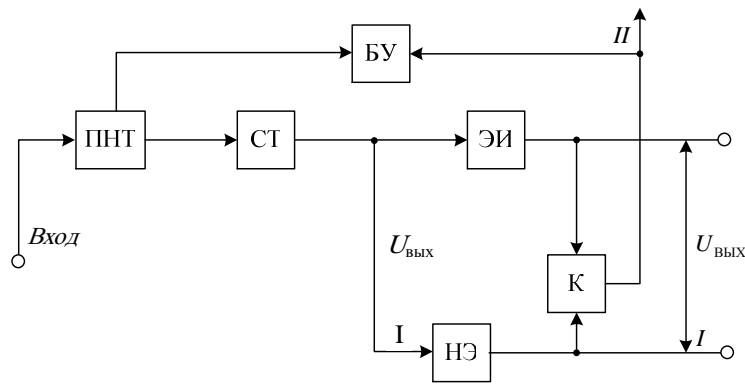
Погрешность измерения микровольтметром ФЗО тока  $I$ , напряжения  $U$  и сопротивления  $R$  приведена в паспортных данных завода-изготовителя. Погрешности преобразования кода в пачку импульсов и счета импульсов частотомером-хронометром пренебрежимо малы.

В измерительном комплексе предусмотрена установка приборов в исходное состояние (на рисунке условно не показано) и цифровая установка заранее задаваемой оператором величины  $S_s$ , при достижении которой интегральным значением аппроксимированной функции  $T(\tau)$  срабатывает электромеханическое реле и выключает комплекс.

При определении объемного теплопоглощения материалов наиболее жесткие требования предъявляются к интегрирующим устройствам.

Интегратор для электрических сигналов с длительным временем интегрирования показан на рис. 4.11 [85].

На интегратор ЭИ через стабилизатор тока СТ, обеспечивающий пропорциональность интегрируемого напряжения и тока, поступает входной сигнал. На вход нелинейного элемента НЭ с выхода стабилизатора СТ также подается входной сигнал. Выходы интегратора ЭИ и элемента НЭ подключены к соответствующим входам компаратора К. При достижении заранее установленной разности входных сигналов на входах компаратора (что может осуществляться, например, регулированием зоны нечувствительности компаратора) последний формирует импульс на своем выходе, который переключает через блок управления



**Рис. 4.11. Структурная схема интегратора электрических сигналов**

БУ переключатель направления тока ПНТ, переводя его в состояние, противоположное исходному. При этом направление тока, протекающего через интегратор, меняется на обратное, и начинается следующий цикл интегрирования.

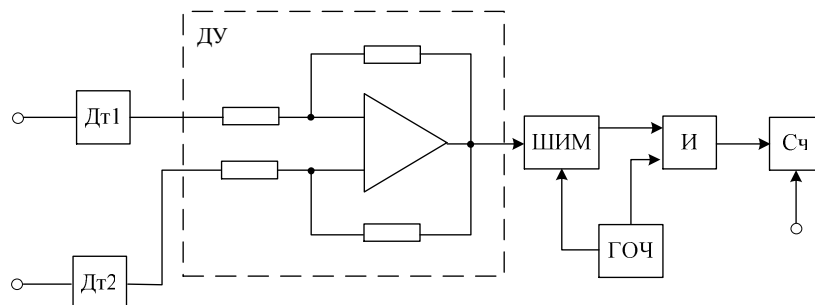
Стабилизатор тока СТ не чувствителен к импульсным помехам. Поэтому на вход компаратора через нелинейный элемент НЭ импульсные помехи не поступают и не вызывают его ложных срабатываний.

Аналоговое считывание  $U_{\text{ВЫХ}}$  производится с выхода I (например, вольтметром), а дискретное – с выхода II.

В некоторых случаях при интегрировании необходимо автоматически вводить коррекцию нулевого уровня входного сигнала (рис. 4.12). В таком устройстве выполняется коррекция нулевой линии и соответственно входного сигнала. Суммирующий счетчик Сч по входу «Уст.0» устанавливается в нулевое состояние. Операционный усилитель ДУ работает в режиме алгебраического сумматора сигналов от датчиков Дт1 и Дт2.

Генератор опорной частоты ГОЧ на первом выходе формирует импульсы с периодом  $K\Pi_0$  ( $K \gg 1$ ) для запуска модулятора ШИМ задними фронтами, а на втором – импульсы с периодом  $\Pi_0$ , поступающие на второй вход элемента И. Длительность импульса на выходе широтно-импульсного модулятора ШИМ пропорциональна напряжению на выходе операционного усилителя ДУ. На выходе элемента И формируются пачки импульсов. Число импульсов в каждой пачке прямо пропорционально выходному напряжению усилителя ДУ. В счетчике Сч записывается число импульсов, пропорциональное площади интегрируемой функции с учетом коррекции. При нулевых значениях напряжения на выходе усилителя ДУ возможно формирование импульсов на выходе модулятора ШИМ длительностью:

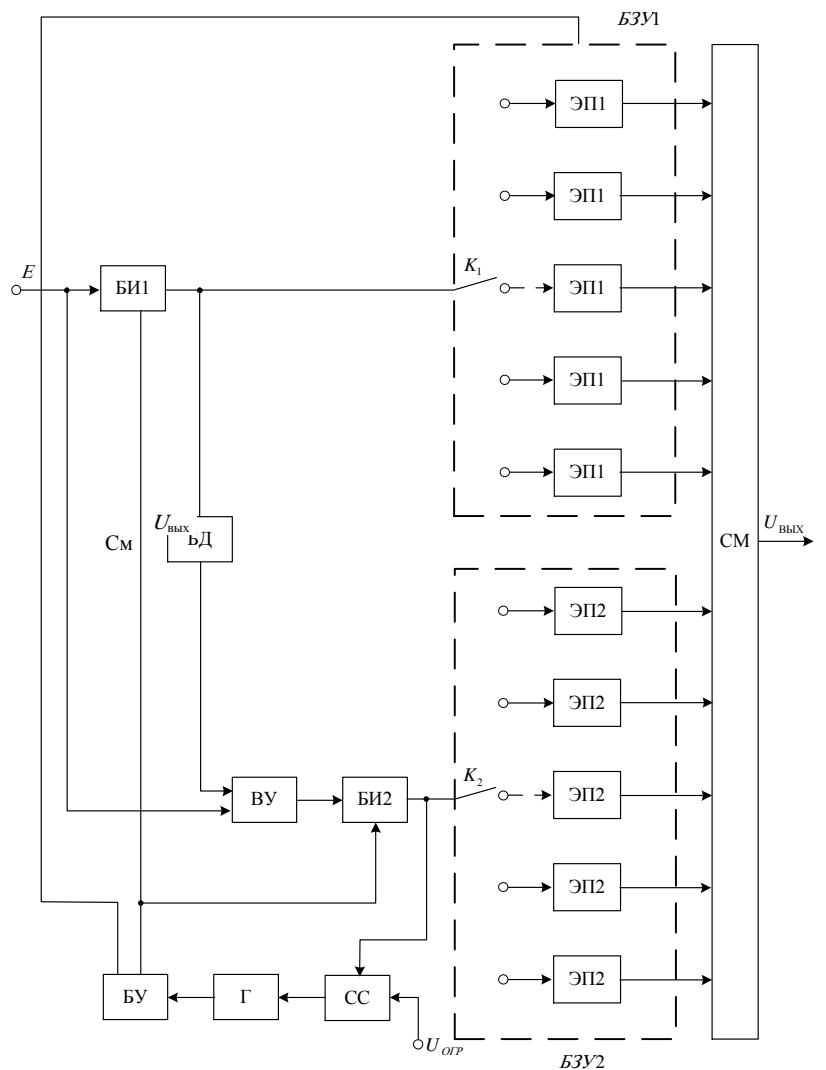
$$\tau \leq \Pi_0.$$



**Рис. 4.12. Структурная схема интегратора с коррекцией**

Схема интегратора с расширенным диапазоном работы приведена на рис. 4.13 [86].

На вход устройства подается напряжение  $E$ . С выхода блока интегрирования БИ1 через ключ К1, замкнутый на вход первого элемента памяти из группы элементов ЭП1 буферного запоминающего устройства



**Рис. 4.13. Структурная схема интегратора с расширенным диапазоном работы**

БЗУ1, через сумматор См сигнал поступает на выход устройства. Коэффициент передачи блока дифференцирования БД выбирается равным 1. С его выхода продифференцированный сигнал через схему вычитания ВУ, блок интегрирования БИ2, ключ К2, замкнутый на вход первого из элементов памяти группы ЭП2 блока буферного запоминающего устройства БЗУ2, и через сумматор См поступает на выход устройства, компенсируя динамическую ошибку первого блока интегрирования. При достижении максимально возможного напряжения  $U_{огр}$  на выходе первого интегратора блок БИ2 начинает интегрировать входной сигнал  $E$ , поступающий через вычитающее устройство ВУ. При достижении напряжения на выходе блока БИ2, равного  $U_{огр}$ , схема сравнения СС формирует на своем выходе импульс, который запускает генератор Г пачки импульсов высокой частоты (в пачке три импульса). Блок управления ВУ под действием первого импульса с генератора Г по своему первому выходу отключает ключи К1 и К2 от входов элементов памяти из группы ЭП1 и ЭП2 буферных запоминающих устройств БЗУ1 и БЗУ2.

Под действием второго входного импульса блок управления по своему второму выходу осуществляет установку блоков интегрирования БИ1 и БИ2 в исходное положение, обнуляя последние. Под действием третьего входного импульса блок управления по своему первому выходу замыкает ключи К1 и К2 на вторые элементы памяти из групп ЭП1, ЭП2 блоков буферных запоминающих устройств БЗУ1 и БЗУ2. При этом на выходе первых элементов памяти, ранее подключенных через ключи К1, К2 к выходам блоков БИ1 и БИ2, остается запомненное напряжение, которое подается на соответствующий вход сумматора См. Далее описанный цикл работы повторяется.

Одним из перспективных методов определения теплоемкости материалов является метод горячего калориметра (рис. 4.7, 4.8).

Учитывая радиальный теплообмен в системе, который обеспечивается выбором определенной длины оболочки калориметра для получения изотермической зоны, а также тонкими торцевыми экранами, выражение для теплового потока от оболочки к калориметру в каждый момент времени определяется [84, 87] соотношением (4.10).

При уровне температур  $T_n$  и  $T_k$  до 1500 К и разности  $\Delta T$  до 2 – 5 К аппроксимированное соотношение (3.10) с достаточной степенью точности описывает процесс и позволяет считать  $\alpha = \text{const}$ .

Количество тепла, полученное калориметром и исследуемым образцом за время теплофизического эксперимента, определяется формулой (4.11).

На основании (4.11) можно определить энтальпию  $\Delta H$  и среднюю теплоемкость  $C_p$  образца массой  $m$ :

$$\Delta H = \left| \frac{T_n}{T_0} = \frac{Q}{m}; \quad C_p = \frac{Q}{m(T_n - T_0)}. \quad (4.13)$$

Рассмотрим работу устройства для определения теплоемкости материалов (рис. 4.14).



На выходе генератора перестраиваемой частоты ГПЧ1 устанавливается частота  $F_1$ , прямо пропорциональная массе образца ( $F_1 = Km$ , где  $K = 1$  кГц/г). Импульсы с частотой  $F_1$  через логическую схему И1 поступают на счетчик Сч1. Импульсом переноса с Сч1 переключается триггер Тг, который закрывает схемы И1 и И2 сигналом логического нуля.

Сигнал от дифференциальной термопары  $E_{\Delta T}$  усиливается усилителем микровольтового уровня УПТ [88] и преобразуется в частоту следования импульсов  $F_2$  линейным генератором управляемой частоты ГУЧ с регулируемой зоной нечувствительности ( $F_{2\max} < F_{1\min}$ ). Триггер Тр переключается и открывает схемы И1 и И2 импульсом переноса со счетчика Сч2, управляемого частотой  $F_2$ . На второй вход схемы И2 поступает поток импульсов от генератора перестраиваемой частоты ГПЧ2 с частотой  $F_3$ , прямо пропорциональной величине  $\frac{A_k}{(T_n - T_0)}$ . На выходе схемы И2 формируется дискретный поток импульсов, средняя частота которого:

$$F_{\text{вых}} = F_2 F_3 / F_1.$$

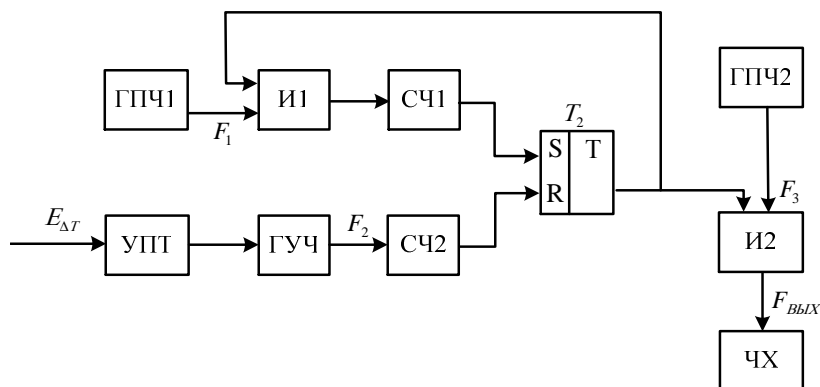


Рис. 4.14. Устройство для определения теплоемкости

Интегратором служит частотомер-хронометр ЧХ. Время интегрирования  $\tau$  устанавливается регулированием зоны нечувствительности ГУЧ. После окончания эксперимента триггер Тр закрывает схему И2, и в интеграторе остается представленное в цифровом виде значение  $\Delta H$  или  $C_p$  в зависимости от установленной частоты  $F_3$ , пропорциональной  $A_k$  или  $\frac{A_k}{(T_n - T_0)}$ .

Значения массы образцов устанавливаются в диапазоне от 1 до 10 г в цифровом виде частотомером-хронометром, сигнал от дифференциальной термопары изменяется от 0 до 200 мкВ, частота  $F_3$  регулируется от 1 до 50 кГц. Погрешность устройства + 1,5 %. Габаритные размеры  $450 \times 180 \times 400$  мм<sup>3</sup>, масса 7 кг (без калориметрического устройства [89]).

Для преобразования интеграла из выражения (3.11) в частоту следования импульсов достаточно к выходу цифрового интегратора подключить преобразователь кода в частоту (ПКЧ). При этом будет выполняться соотношение:

$$F_z(\tau) = N_z(\tau) \frac{F_0}{2^n} \approx \frac{F_0}{2^n} \int_0^\tau F_\psi(\tau) d\tau = \frac{1}{T_n} \int_0^\tau F_\psi(\tau) d\tau,$$

где  $T_n = \frac{2^n}{F_0}$  – постоянная времени интегратора;  $F_0$  – опорная частота преобразователя кода в частоту;  $n$  – число разрядов преобразователя.

Погрешность интегрирования при этом будет определяться погрешностью непосредственно численного интегрирования и погрешностью ПКЧ.

Самым простым способом преобразования кода в частоту является применение двоичного умножителя. При высокой частоте смены кодов в цифровом интеграторе целесообразно в качестве ПКЧ использовать накапливающий сумматор, который использует принцип суммирования кодов  $N_z$  цифрового интегратора с тактовой частотой  $F_0$ . Импульсами выходной частоты  $F_z(\tau)$  являются импульсы переполнения разрядной сетки сумматора:

$$\bar{F}_z(N) = \frac{1}{\Pi_z(N)} = N \left( \frac{F_0}{2^n} \right).$$

По сравнению с двоичным умножителем в ПКЧ на базе сумматора опрос всех разрядов цифрового интегратора осуществляется одинаковой частотой, равной  $F_0$ , а в двоичном умножителе – частотой  $\left( \frac{F_0}{2^n} \right)$ . Последнее обстоятельство позволяет значительно повысить диапазон изменения интегрируемой частоты  $F_\psi(\tau)$ .

Разработанное калориметрическое устройство для относительных измерений теплоемкости материалов показано на рис. 4.15.

Массивная термостатирующая оболочка 1, в которой размещены две идентичные микробомбы 2 и 3, разогревается до определенной температуры  $T_{об}$ . В микробомбу 2 вводится испытуемый образец 4, а в микробомбу 3 – эталонный образец 5.

Холодные спаи термопар 6 и 7 поддерживаются при температуре  $T_{об}$ , а горячие спаи находятся на поверхностях, соответственно, испытуемого и эталонного образцов с температурами в процессе эксперимента  $T_{и}$  и  $T_3$ .

Теплоемкость испытуемого образца  $C_{и}$  в динамическом режиме может быть определена из соотношения:

$$\frac{C_{и}}{C_3} = \frac{T_{об} - T_{и}}{T_{об} - T_3} \frac{dT_3}{dT_{и}},$$

где  $C_3$  – теплоемкость (истинная или кажущаяся) эталонного образца.

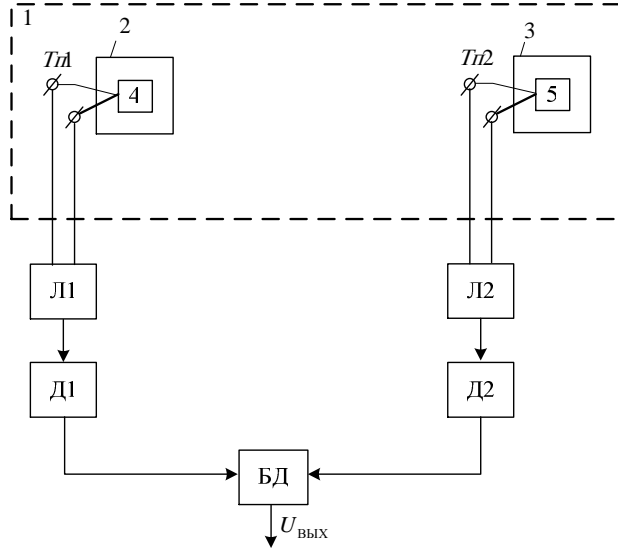


Рис. 4.15. Калориметрическое устройство

Термопарой Тп1 в процессе эксперимента регистрируется разность температур  $T_{об} - T_{и}$ :

$$E_1 = K_1(T_{об} - T_{и}),$$

где  $E_1$  – ЭДС термопары Тп1;  $K_1$  – чувствительность термопары Тп1, а термопарой Тп2, соответственно:

$$E_2 = K_2(T_{об} - T_3),$$

где  $E_2$  – ЭДС термопары Тп2.

Ввиду массивности термостатирующей оболочки 1 ее температура  $T_{об}$  в процессе разогрева образцов 4 и 5 остается практически постоянной.

Для поддержания постоянства  $T_{об}$  в зоне расположения микробомб возможно также использование высокоточных стабилизирующих регуляторов температуры.

На выходах логарифматоров Л1 и Л2 формируются напряжения  $\ln E_1$  и  $\ln E_2$ , а на выходах дифференциаторов Д1 и Д2, соответственно, напряжения, пропорциональные  $\frac{dE_1}{E_1}$  и  $\frac{dE_2}{E_2}$ .

С учетом постоянства  $T_{об}$  в процессе эксперимента получим:

$$dE_1 = -K_1 dT_{и};$$

$$dE_2 = -K_2 dT_3.$$

На выходе блока деления сигнал равен:

$$U_{вых} = \frac{dE_2}{E_2} \bigg/ \frac{dE_1}{E_1} = \frac{E_1}{E_2} \frac{dE_2}{dE_1} d;$$

$$U_{вых} = \frac{T_{об} - T_{и}}{T_{об} - T_3} \frac{dT_3}{dT_{и}} d \quad \text{при} \quad K_1 = K_2,$$

где  $d$  – постоянный коэффициент.

Таким образом, на выходе блока деления в динамическом режиме работы калориметрического устройства всегда формируется напряжение, пропорциональное относительной теплоемкости испытуемого образца.

Если выходной сигнал логарифматоров представить в частотно-импульсной форме, то относительная теплоемкость материалов может быть получена непосредственно в цифровом виде на основании использования описанных ранее дифференцирующих и делительных устройств.

### 4.3. УСТРОЙСТВО С ЦИФРОВЫМ ВЫХОДОМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЛИНЕЙНОГО РАСШИРЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ

В практике тепловых испытаний материалов часто необходимо определять коэффициенты линейного расширения металлов и пластмасс в широком диапазоне температур. Последнее обстоятельство обусловлено эксплуатацией изделий при значительных тепловых и механических нагрузках. Знание коэффициента линейного расширения материалов необходимо конструктору при проектировании технологических аппаратов, трубопроводов и т.д.

Коэффициент линейного расширения материалов определяется по формуле:

$$\alpha_{\text{cp}} = \pm \frac{\Delta l}{\Delta T l_0}, \quad (4.14)$$

где  $\Delta l$  – изменение длины образца;  $\Delta T$  – изменение температуры;  $l_0$  – начальная длина образца при температуре  $T_0$ .

Устройство для определения коэффициента линейного расширения при тепловых испытаниях материалов работает в комплексе с оптическим dilatометром, приставкой линейного преобразования сигналов, частотомером-хронометром Ф5080 и термопарой [90].

Принцип работы устройства основан на линейном преобразовании ЭДС термопары и выходного напряжения приставки, пропорционального изменению длины образца, в потоки импульсов с частотами  $F_{\Delta T}$  и  $F_{\Delta l}$ . Импульсные последовательности с частотами  $F_{\Delta T}$  и  $F_{\Delta l}$  и опорной частотой  $F_1$  поступают на вход частотно-импульсного множительно-делительного устройства МДУ (рис. 4.16). На выходе МДУ формируется дискретный поток импульсов со средней частотой  $F_2$ , пропорциональной коэффициенту линейного расширения материалов  $\alpha_{\text{cp}}$ , т.е.

$$F_2 = \frac{F_{\Delta l} F_1}{F_{\Delta T}}. \quad (4.15)$$

Изменение температуры регистрируется термопарой, температура холодных спаев которой равна 293 К.

Преобразование сигналов ЭДС термопары и выходного напряжения преобразователя изменения длины исследуемого образца в потоки импульсов частотой  $F_{\Delta T}$  и  $F_{\Delta l}$  осуществляется двумя отдельными трактами.

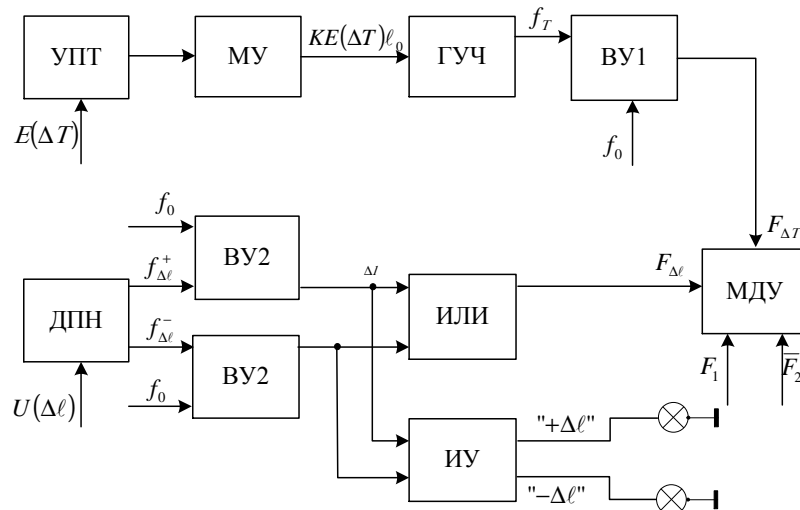


Рис. 4.16. Структурная схема устройства для определения коэффициента линейного расширения материалов

В первом тракте сигнал термопары  $E_{\Delta T}$  через усилитель постоянного тока УПТ поступает на множительное устройство МУ дискретного резистивного типа. Выходное напряжение МУ, равное по амплитуде  $KE_{\Delta T}l_0$  ( $K$  – коэффициент усиления УПТ), преобразуется в поток импульсов с частотой  $f_{\Delta T}$  – генератором управляемой частоты ГУЧ с одноквадрантным динамическим диапазоном. ГУЧ выполнен на основе управляемого блокинг-генератора.

Для работы на наиболее линейном участке статической характеристики ГУЧ и повышения чувствительности по входу характеристика преобразователя  $F(U)$  выбрана таким образом, чтобы входному напряжению  $U_{\text{вх}} = 0$  соответствовала частота  $f_{\Delta T} = 1$  кГц. Из текущего значения частоты  $f_{\Delta T}$  ГУЧ непрерывно вычитается опорная частота  $f_0 = 1$  кГц. Эта операция выполняется на вычитающем устройстве ВУ1, выполненном на дискретной логике. На выходе ВУ1 формируется поток импульсов с частотой  $F_{\Delta T} = f_{\Delta T} - f_0$ , пропорциональной напряжению  $KE_{\Delta T}l_0$ , поступающему на первый вход МДУ.

Во втором тракте на двухквадрантном преобразователе напряжения ДПН формируется поток импульсов с частотой  $F_{\Delta l}$ , пропорциональной выходному напряжению  $U_{\Delta l}$  приставки. Величина  $U_{\Delta l}$  изменяется в приборе от  $\pm 0,01$  до  $\pm 4$  В. Отрицательное значение напряжения сигнала соответствует уменьшению длины образца, положительное – увеличению длины образца в процессе эксперимента. Напряжение положительной полярности преобразуется в импульсы с частотой  $f_{\Delta l}^+$  первым плечом ДПН, а напряжению отрицательной полярности соответствует поток импульсов с частотой  $f_{\Delta l}^-$  на втором плече ДПН.

Плечи ДПН подключены к вычитающим устройствам ВУ2 и ВУ3, на вторые входы которых поступает опорная частота 1 кГц. Вычитающие устройства позволили достичь чувствительности по входу не менее 1 мВ при нелинейности преобразования ДПН 0,1 %. На выходе ВУ2 и ВУ3 формируются импульсы положительной полярности с частотами соответственно:

$$F_{\Delta}^+ = f_{\Delta}^+ - f_0; \quad F_{\Delta}^- = f_{\Delta}^- - f_0.$$

Для индикации положительного или отрицательного знака величины приращения длины образца к выходам ВУ2 и ВУ3 подключено индикаторное устройство ИУ, выполненное на RS-триггере. Одно состояние триггера соответствует положительному приращению длины образца, другое – отрицательному. При этом на лицевой панели прибора имеется визуальная индикация «+Δl» или «-Δl».

Потоки импульсов с частотами  $f_{\Delta}^+$  и  $f_{\Delta}^-$  с выходов вычитающих устройств через схему ИЛИ поступают на второй вход МДУ.

На третий вход МДУ непрерывно поступает поток импульсов с опорной частотой  $F_1$ . Подбором частоты  $F_1$  при регулировке устанавливается численное соответствие отношения  $F_{\Delta}/F_{\Delta T}$  со значениями  $\alpha_{cp}$ .

Моделирование формулы (4.14) осуществляется МДУ в соответствии с соотношением (4.15). МДУ состоит из счетчиков Сч1 и Сч2 одинаковой емкости, выполненных на D-триггерах, триггера управления ТрУ и схем И1, И2, И3 (рис. 4.17).

В исходном состоянии триггеры счетчиков Сч1, Сч2 и триггер управления ТрУ устанавливаются в нуль импульсом, поступающим на шину установки нуля. Схемы И1, И3 открыты единичным потенциалом с инверсного выхода триггера управления ТрУ.

На входы схем И1, И2, И3 соответственно поступают потоки импульсов с частотами  $F_1, F_{\Delta T}, F_{\Delta}$ . Для исходных потоков импульсов с частотами  $F_1, F_{\Delta T}$  выполняется соотношение  $F_{\Delta T} > F_1$ , а счетчик Сч1 заполняется первым. Импульс, сформированный на выходе счетчика Сч1, устанавливает триггер управления ТрУ в единичное состояние.

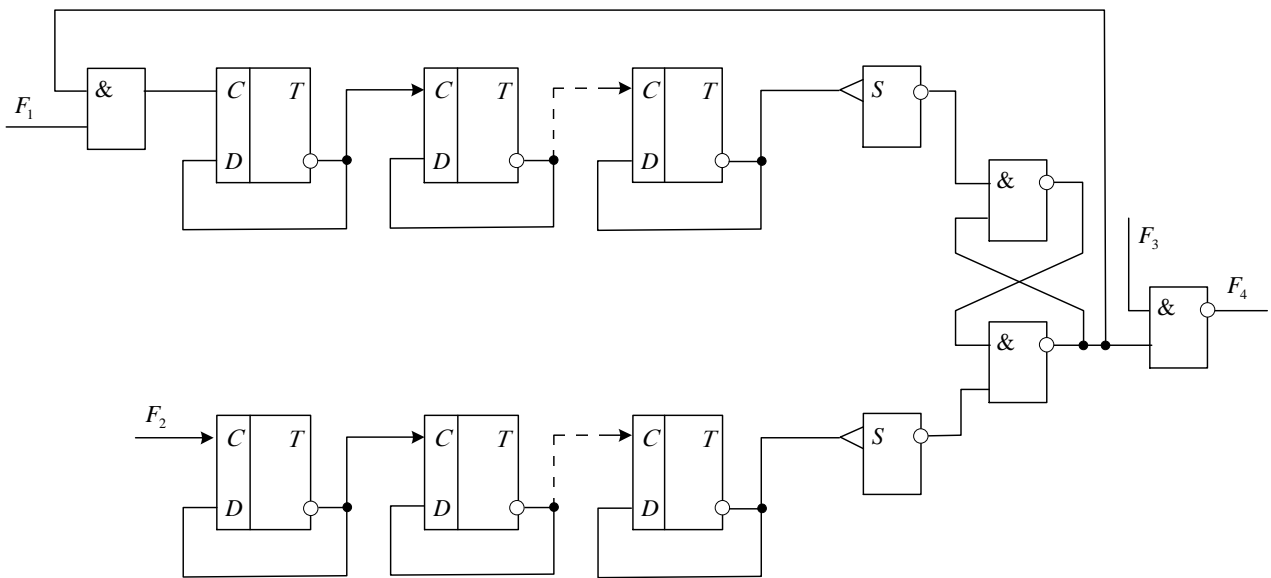


Рис. 4.17. Структурная схема множительно-делительного устройства

Вентили И1, И3 закрываются нулевым потенциалом, поступающим с инверсного выхода триггера управления ТрУ. При этом счетчик Сч1 прекращает счет и запрещает прохождение импульсов из потока с частотой  $F_{\Delta}$  на выход МДУ.

После заполнения счетчика Сч2 триггер управления ТрУ устанавливается в исходное положение импульсом, сформированным на выходе счетчика Сч2. Вентили И1 и И3 открываются «единичным» потенциалом, который появляется на инверсном выходе триггера управления ТрУ.

На выходе МДУ частотомером-хронометром Ф5080 в цифровом виде регистрируется дискретный поток импульсов с частотой  $\bar{F}_2$ , пропорциональной коэффициенту линейного расширения материала  $\alpha_{cp}$ .

Представление сигналов в частотно-импульсной форме обусловлено высокой помехозащищенностью частотно-модулированных систем. Это позволяет достичь большой точности измерения при минимальном температурном и временном дрейфе по сравнению с аналоговыми преобразователями.

Таким образом, устройство для измерения коэффициента линейного расширения материалов обеспечивает сбор и обработку информации в процессе эксперимента. Информация о коэффициенте линейного расширения испытуемого образца поступает в дискретной частотно-импульсной форме в диапазоне  $0,3 \cdot 10^{-6} - 500^{-6} \text{ К}^{-1}$ . ЭДС термопары, подключаемой к прибору, может изменяться в интервале от 0,1 до 30 мВ.

Экспериментальная проверка электропреобразователей и МДУ показала, что относительная погрешность  $(\Delta\alpha_{cp}/\alpha_{cp}) \cdot 100\%$  не превышает  $\pm 1\%$  [90].

#### 4.4. УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ

На рис. 4.18 изображена структурная схема автоматического устройства для определения ТС твердых материалов на базе персональной микроЭВМ частотно-импульсным методом (см. 1.49, 1.50) [91].

Периферийное устройство содержит зонд измерительный (ЗИ), который размещается на поверхности испытуемого образца. В ЗИ вмонтированы электрический нагреватель и датчики температуры. Нагреватель преобразует электрическую энергию, поступающую от источника тока (ИТ), в тепловую. Ключ управляемый (КУ) служит для формирования электрического импульса требуемой длительности.

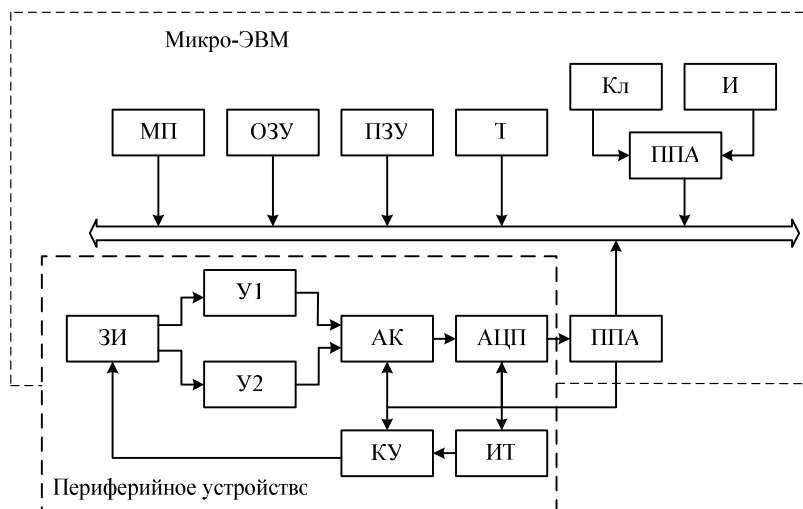


Рис. 4.18. Структурная схема устройства для комплексного определения ТС твердых материалов

ТермоЭДС датчиков температур, пропорциональные в каждый момент времени мгновенным значениям температур в контрольных точках испытуемого материала, подвергаются усилению усилителями У1 и У2.

Для снижения погрешностей, возникающих в результате процесса преобразования аналоговых сигналов в цифровые, в устройстве используется один общий аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), на который поочередно подаются аналоговые сигналы с усилителей через аналоговый коммутатор (АК). Такой подход позволяет также снизить затраты аппаратных средств при реализации устройства.

Временные интервалы между моментами коммутации АК характеризуются временем преобразования сигнала в АЦП и временем считывания кода в ячейку памяти.

Цифровые коды с АЦП через параллельный периферийный адаптер (ППА) поступают на шину данных микроЭВМ. Управление процессом испытаний осуществляется микропроцессором (МП) с помощью управляющей программы, хранящейся в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ). Здесь же размещаются промежуточные результаты, значения исходных данных, некоторые константы и результаты измерений. В постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) хранятся файлы операционной системы и компилятор программ какого-либо алгоритмического языка, например интерпретатор языка Бейсик.

Таймер (Т) служит для фиксации характерных временных интервалов, индикатор (И) – для отображения хода и результатов испытаний, а клавиатура (Кл) – для ввода данных в ОЗУ, текста управляющей программы и запуска устройства.

Микропроцессор, запоминающие устройства, таймер, клавиатура, параллельно-периферийный адаптер и индикатор входят в состав любого серийно выпускаемого персонального компьютера, например, типа «Вектор» или «РК-86». Все остальные функциональные узлы выполняются в виде периферийного устройства.

В измерительном зонде в качестве датчиков температуры использовались термопары хромель-копель (ХК), сваренные встык из проволоки диаметром 0,1 мм и подверженные вальцеванию.

Термопары ХК обладают наивысшей чувствительностью из всех известных промышленных термопар и близкой к линейной градуировочной характеристикой [92].

Термопарам ХК свойственна исключительно высокая термостабильность, а их погрешность в области температур 0...+400 °С составляет 0,1 – 0,2 °С.

Для обеспечения равенства термоЭДС термопары изготавливались из бухты термоэлектродного провода хромель и бухты термоэлектродного провода копель, поставляемых по ГОСТ 1790–77.

Каждый датчик температуры строился из двух термопар, включенных по дифференциальной схеме, для обеспечения измерения избыточной температуры. Одна из термопар использовалась одновременно в качестве линейного источника тепла.

Выбор величины  $R$  осуществлялся из условия, что величина избыточной температуры на линиях размещения компенсационных термопар не должна превышать к моменту окончания испытания 1 % от величины избыточной температуры на линии размещения второго датчика.

Недостатком термопар ХК является их высокая чувствительность к деформациям. Деформации уменьшают термоЭДС хромеля и существенно увеличивают термоЭДС копеля. В связи с этим термопары подвергались термической обработке – дорекристаллизационному отжигу – для восстановления термоЭДС до значений, соответствующих состоянию поставки при сохранении их механических свойств по режиму: отжиг при  $T = 550$  °С в течение 30 мин.

Испытания термопар, подвергнутых термической обработке в туннельной печи, подтвердили соответствие зависимости их термо-э.д.с. от температуры требованиям ГОСТ 3044–77.

Использование пружины в конструкции измерительного зонда обеспечивает постоянную плотность контакта материала-подложки с испытуемым материалом, что позволяет исключить случайные погрешности, которые могут возникать вследствие изменения ТС поверхностного слоя подложки, изготовленной из пористого материала, например пенопласта.

Влияние давления на характеристики термопар становится заметным лишь при больших значениях в условиях высоких температур. Так, для хромеля величина поправки для термоЭДС не превосходит  $0,1 \text{ } ^\circ\text{C}/10^2 \text{ МПа}$  при температурах до  $450 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Периферийное устройство (рис. 4.19) выполнено в виде блока, включающего модули функциональных устройств. Каждый модуль изготавливался на отдельной плате.

Источник тока реализован на базе понижающего трансформатора (Тр), диодов  $VD1 - VD4$ , конденсатора  $C1$  и питается от сети переменного тока напряжением 220 В. Источник обеспечивает формирование постоянного тока до 10 А напряжением, варьируемым в пределах от 0 до +25 В.

Ключ управляемый включает две цепи коммутации. Первая цепь коммутации реализована на транзисторе  $VT1$  и реле  $P1 - P5$ . Питание на нагреватель, роль которого выполняет термопара Тп1, подается через реле  $P1 - P4$ , включенные в цепь параллельно друг другу. Использование четырех реле позволяет снизить величину тока, протекающего через контакты каждого из них, в четыре раза. Реле  $P5$  обеспечивает включение датчиков Тп1 – Тп4 в измерительную цепь по окончании акта нагревания. Транзистор  $VT1$  выполняет роль ключа в цепи питания электромагнитных катушек реле.

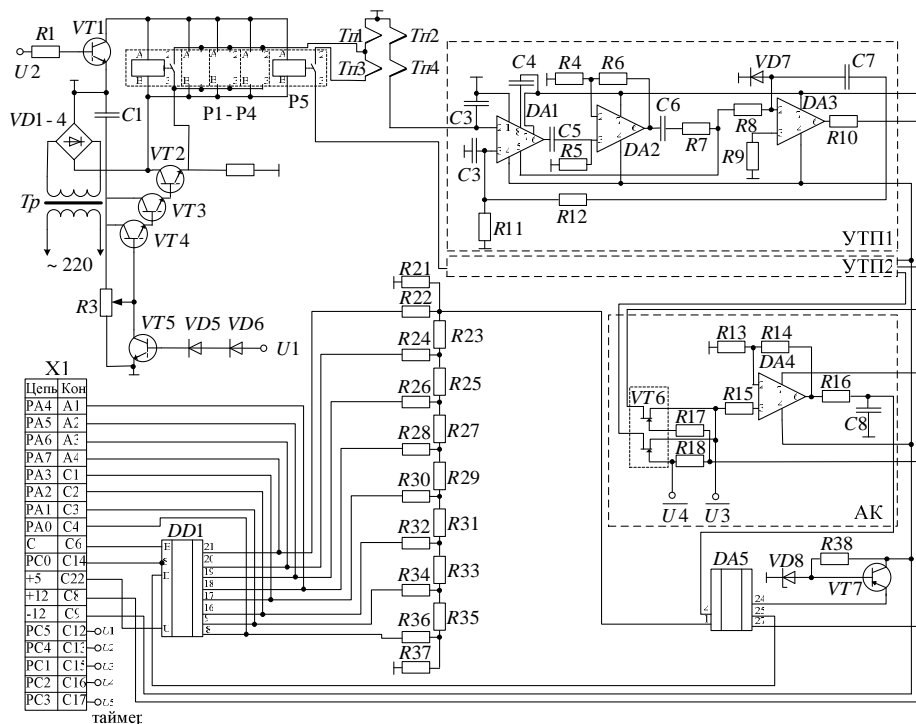
Вторая цепь коммутации реализована на транзисторах  $VT2 - VT5$ , резисторах  $R2, R3$  и диодах  $VD5, VD6$ . Она обеспечивает формирование импульса нагрева заданного уровня и длительности в интервале времени замыкания – размыкания контактов реле  $P1 - P5$ , что позволяет избежать подгорания контактов при коммутации под напряжением. Диоды  $VD5, VD6$  снижают порог срабатывания цепи коммутации.

В качестве датчиков избыточной температуры используются хромель-копелевые дифференциальные термоэлектрические преобразователи Тп1, Тп3 и Тп2, Тп4, соответственно.

Усилители постоянного тока УПТ1 и УПТ2 собраны на микросхемах  $DA1 - DA3$  [46].

Они обладают коэффициентом усиления  $K_v = 1000$ , высоким входным (100 МОм) и низким выходным (1 Ом) сопротивлениями, высоким коэффициентом подавления синфазных помех (более 100 дБ), низким температурным дрейфом ( $0,1 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ ) и низким уровнем шумов (1 мкВ).

Аналоговый коммутатор реализован на транзисторной сборке  $VT6$ , операционном усилителе  $DA4$  и предназначен для работы с выходными сигналами от 0 до 6 В. Погрешность передачи входного сигнала с уровнем 6 В составляет менее 10 мВ.



**Рис. 4.19. Принципиальная схема устройства:**

$VT1 - KT922A$ ;  $VT2 - KT908A$ ;  $VT3 - KT608$ ;  $VT4, 5 - KT315$ ;  $VT6 - 5D4HT2$ ;  $VT7 - KT203A$ ;  
 $DA1 - K140YD13$ ;  $DA2 - 4 - K140YD7$ ;  $DA5 - 252CA1$ ;  $DD1 - K155BH17$ ;  $P1 - P5 - P3C55A$

Аналого-цифровой преобразователь собран на базе сдвигового регистра  $DD1$  и работает по принципу последовательного приближения с числом разрядов 8. В схеме используются резистивный цифроаналоговый преобразователь на резисторах  $R21 - R37$  и компаратор  $DA5$ .

Линейность передаточной характеристики внешнего устройства обеспечивается свойствами термопар ХК, усилителей постоянного тока и аналого-цифрового преобразователя.

Нижнее предельное значение температуры преобразования  $T_{\min} = 0,31 \text{ } ^\circ\text{C}$ , верхнее предельное значение температуры преобразования  $T_{\max} = 42 \text{ } ^\circ\text{C}$ , шаг преобразования значений температуры  $\Delta T = 0,165 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Для связи внешнего устройства с компьютером применяется разъем  $X1$  типа СНП 340-90.

Для обеспечения функционирования периферийного устройства на вывод С6 разъема X1 с делителя частоты модуля процессора подается синхросигнал частоты 1 МГц, а на выходы С8, С9 – напряжения питания +12 В и –12 В, соответственно.

Для регистрации временных интервалов в процессе измерений используется программно-управляемый таймер К580ВИ53, входящий в состав интерфейсного модуля компьютера. С этой целью с делителя частоты модуля процессора на вход синхронизации таймера подается синхросигнал частотой 50 Гц. При этом соответствующий счетчик таймера программируется в режиме прерывания терминального счета. Запуск счетчика осуществляется сигналом управления с параллельного периферийного адаптера КР58ГВВ55А, вывод С15 разъема X1.

Порядок проведения испытания включает два этапа. На первом этапе осуществляется измерение частоты следования импульсов теплового воздействия при работе с эталонным материалом. Измерительный зонд устанавливается на поверхности эталонного материала и осуществляется пуск программы, в процессе выполнения которой реализуются алгоритм измерения частоты следования тепловых импульсов воздействия фиксации значения температуры на втором датчике по достижении наперед заданного соотношения и запоминание этих значений в ОЗУ. После автоматического останова программы, что фиксируется сообщением на экране индикатора, измерительный зонд устанавливается на поверхность металлической пластины на 5–6 с для приведения измерительной поверхности зонда в стационарное температурное состояние.

На втором этапе осуществляются процесс измерения ТС испытуемого материала и контроль его качества. Измерительный зонд устанавливается на поверхность испытуемого материала и иницируется продолжение процесса выполнения программы, в ходе которого окончательно реализуется алгоритм измерения и контроля.

## **5. СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ**

При разработке и создании системы технического диагностирования (СТД) ТС твердых материалов основной задачей является разработка информационного обеспечения как комплекса аппаратных (АС) и метрологических средств (МС), математического (МО) и программного обеспечения (ПО) [93].

Применение персональных компьютеров в составе СТД позволяет в значительной степени повысить гибкость архитектуры системы при заданном уровне точности и диапазоне тепловых измерений.

Физическая и математическая модель задачи теплопроводности с разрывными коэффициентами и внутренними источниками тепла описывается условиями однозначности: геометрическими формами тела, краевыми условиями, местоположением и характером воздействия источника тепла, ТС материалов.

Прямое и обратное решение задачи теплопроводности, а также алгоритм контроля на основе разработанного способа диагностирования ТС материалов составляют математическое обеспечение.

В состав структурной схемы СТД, реализованной на базе персонального компьютера (ПК), входят последовательно соединенные блок питания (БП) ПК, управляемый источник тепла (УИТ), измерительный зонд (ИЗ), усилитель постоянного тока (УПТ). Кодоимпульсное преобразование информации осуществляется платой адаптера с помощью каналов аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифроаналогового преобразования (ЦАП). Интерфейс ввода-вывода выполнен на базе стандартной 8 – 16-разрядной системной шины ПК (СШ) в виде 62-контактного разъема в соответствии со стандартом *Industry Standard Architecture (ISA)*.

Обработка информационных потоков осуществляется микропроцессором (МП) на основе разработанных алгоритмов, измерения, контроля, управления и регулирования хранящихся в запоминающих устройствах ПК (ЗУ).

Программное обеспечение состоит из алгоритмов термостатирования, измерения и отображения информации в реальном режиме времени (РРВ), коррекции и калибровки, а также расчета ТС исследуемых материалов с последующим сохранением результатов измерений для создания банка данных тепловых характеристик, накапливаемых от эксперимента к эксперименту.

Таким образом, СТД является комплексом аппаратных и метрологических средств, а также программного и математического обеспечения, интегрированного с персональным компьютером.

### **5.1. МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ СРЕДСТВ ТЕХНИЧЕСКОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ**

Разработанные способы [24, 27, 28] реализованы в СТД на базе ПК (рис. 5.1) [94]. Диагностирующее средство состоит из измерительного зонда, на теплоизолированной поверхности которого расположены термодатчики Тп1, Тп2 и точечный источник тепла (ТИ), двухканального УПТ со сверхнизким входным напряжением смещения, выполненного на базе сдвоенного операционного усилителя ОР-207, УИТ с применением герконового реле, платы стандартного адаптера, содержащего каналы ЦАП, и 8-разрядного АЦП, установленного в 8-разрядный ISA слот ПК. Адаптер представляет собой плату, содержащую четыре канала ЦАП и четыре канала АЦП. Каналы АЦП обеспечивают преобразование напряжения в диапазоне от –5 до +5 В в 8-разрядный код, а каналы ЦАП обеспечивают преобразование 8-разрядного кода, поступившего на вход ЦАП, в напряжение от –10 до +10 В. Кроме того, в комплект поставки адаптера входит драйвер, обеспечивающий работу платы в составе ПК и библиотеку процедур и функций для языка Паскаль, позволяющих осуществить программное управление информационными процессами по каналам ЦАП и АЦП.

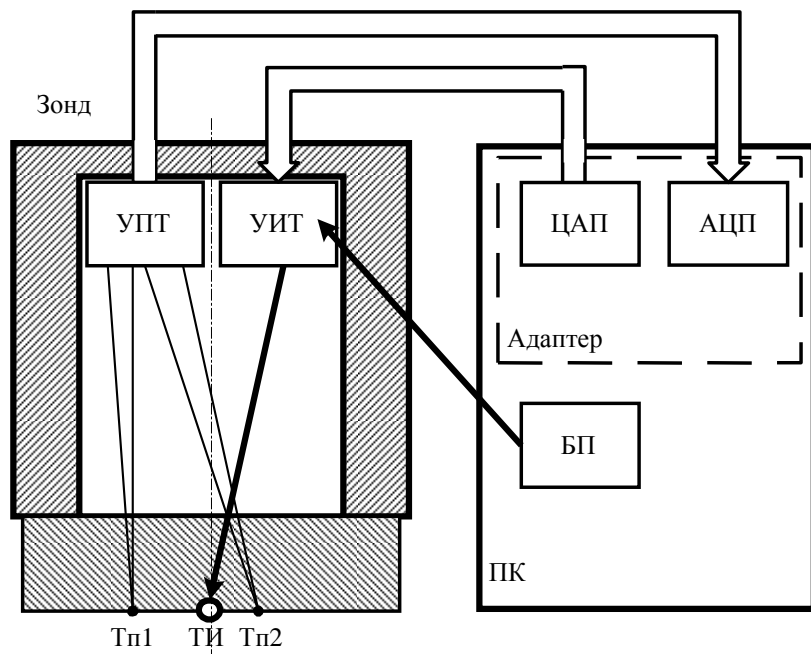


Рис. 5.1. Структурная схема СТД

Подача теплового импульса осуществляется установкой заданного уровня напряжения на выходе используемого канала ЦАП, которое поступает на реле УИТ. Через реле напряжение от блока питания ПК поступает на ТИ, выделяющий количество тепла  $Q$ . Установка напряжения на выходе ЦАП осуществляется программно и удерживается на протяжении заданного промежутка времени.

Зонд конструктивно выполнен в виде алюминиевого цилиндра диаметром 60 и высотой 100 мм. На внешней стороне цилиндра крепится теплоизолирующий материал, на плоскости которого расположены два датчика температуры. Для уменьшения контактных тепловых сопротивлений между исследуемым материалом и теплоизолятором термопары помещаются в специально проделанные каналы и подвергаются определенному сжатию. Цилиндр поджимается к плоскости исследуемого материала с помощью груза. Точечный источник тепла (рис. 5.2) выполнен из нихромовой проволоки диаметром 2 мм (1) и сварен с медными токоподводящими проводами (2). Источник тепла размещен на теплоизоляционном материале (3).

Усиленный информационный сигнал поступает на вход платы адаптера.

В связи с ростом требований, предъявляемых к измерительным системам, усложнением и расширением класса решаемых ими задач разработка программного обеспечения становится одним из главных направлений при проектировании информационного обеспечения СТД.

Для диагностирования ТС материалов ПО СТД должно обеспечивать решение следующих основных задач:

- обработка результатов измерений на основании математической модели совокупных измерений и получение информации в цифровой и графической форме в реальном масштабе времени;
- управление аналитическим измерительным процессом;
- автоматический ввод поправок результатов измерений;
- статистическая обработка данных;
- сохранение результатов измерений для создания базы данных тепловых свойств материалов;

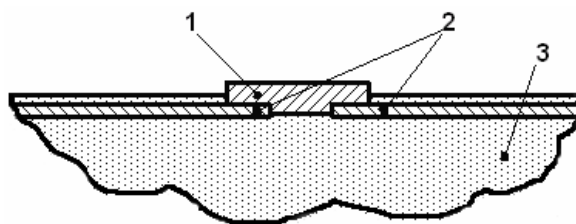


Рис. 5.2. Реализация точечного источника тепла

- диагностика работоспособности отдельных функциональных блоков и всей измерительной системы в целом;
- адаптация ПО к различным аппаратным платформам ПК.

В соответствии с данными требованиями было разработано унифицированное ПО. Рассмотрим примеры реализации некоторых из предложенных способов диагностирования ТС материалов.

Блок-схема алгоритма диагностирования ТС твердых материалов для способа при регистрации квазиустановившихся значений температур в двух точках контроля [24] представлена на рис. 5.3.

Блок 1. Включение обмена данными платы адаптера и проверка работоспособности по соответствующему тесту. Производится подача питающего напряжения на первичный измерительный преобразователь (ПИП), используя каналы ЦАП, и проверка информационного сигнала от ПИП.

Блок 2. Термостатирование, заключающееся в циклической проверке условия равенства температур в двух точках контроля через заданные интервалы времени.

Блок 3. Выбор режима работы измерительного зонда: калибровка (блок 4) или измерение (блоки 5 – 12). Перед началом измерений производится ввод исходных данных: длительность теплового импульса, период следования импульсов (блок 5).



Блок 6. Подача теплового импульса. Выставление заданного уровня напряжения на задействованных каналах ЦАП позволяет подать напряжение от БП ПК через УР на ТИ.

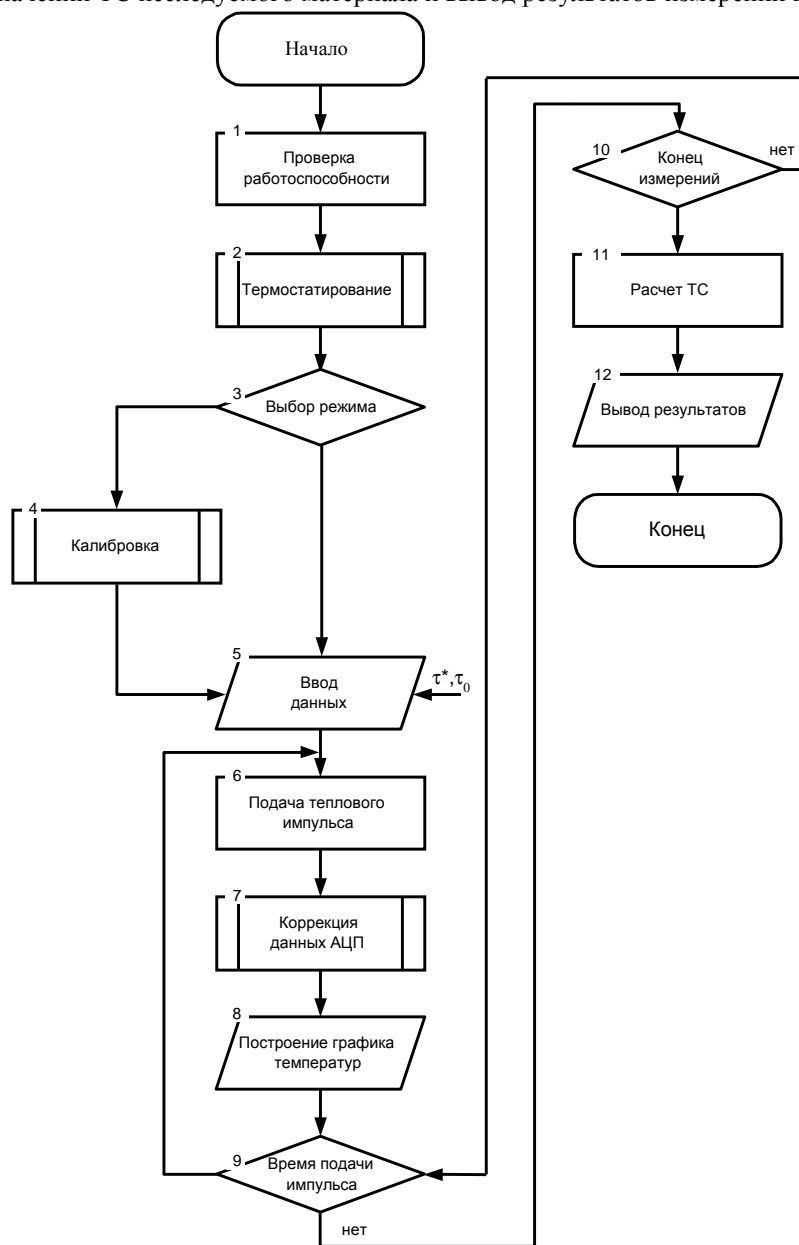
Блок 7. Получение байта данных из регистров каналов АЦП:  $T_1(k) = T_{П1}$ ,  $T_2(k) = T_{П2}$  и их коррекция по заданному алгоритму.

Блок 8. Вывод на экран монитора в РРВ текущих значений температур и построение графика температур по двум каналам измерений в виде решетчатой функции:  $T_1(k\tau_0)$ ,  $T_2(k\tau_0)$ .

Практика показала, что подача напряжения через заданный интервал времени с помощью команды «WAIT» приводит к значительным погрешностям периода следования тепловых импульсов из-за различных аппаратных платформ ПК, работающих под операционной средой DOS, и временных затрат на промежуточную обработку потока данных. В связи с этим применяются блоки 9 и 10.

Условие окончанием тепловых измерений является повторение значений температур в каждой точке контроля подряд заданное количество раз:  $[|T_1(k) - T_1(k-1)| \& |T_2(k) - T_2(k-1)|]_n$  раз.

Блоки 11, 12. Расчет значений ТС исследуемого материала и вывод результатов измерений на дисплей ПК.



**Рис. 5.3. Блок-схема алгоритма диагностирования ТС материалов способом [24]**

Применение данной программы позволяет в РРВ наблюдать за тепловыми процессами на IBM-совместимых ПК с любой аппаратной платформой под операционной системой DOS 6.0 и выше, а также проводить коррекцию и калибровку измерительной информации, тестировать работоспособность теплофизической установки.

На рис. 5.4 представлены графики измеряемых избыточных значений температур при диагностировании ТС на основе способа [24].

На рис. 5.5 представлена схема алгоритма обработки измерительной информации для способа при регистрации изменения значений температур через равные промежутки времени [8].

Блоки 1, 2, 3. Инициализация платы адаптера, проверка ее работоспособности, термостатирование измерительного зонда. После окончания термостатирования производится ввод исходных данных: длительность теплового импульса, период следования импульсов, порядковые номера импульсов для расчета ТС.

Блок 4. Подача теплового импульса.

Блок 5. Проверка текущего времени и момента подачи теплового импульса.

Блоки 6, 7. Обработка данных из регистров каналов АЦП по математической модели контроля и сохранение результатов измерений в ОЗУ в виде массива данных:  $\tau$ ,  $T(\tau)$ ,  $\Delta T(k\tau_0)$ .

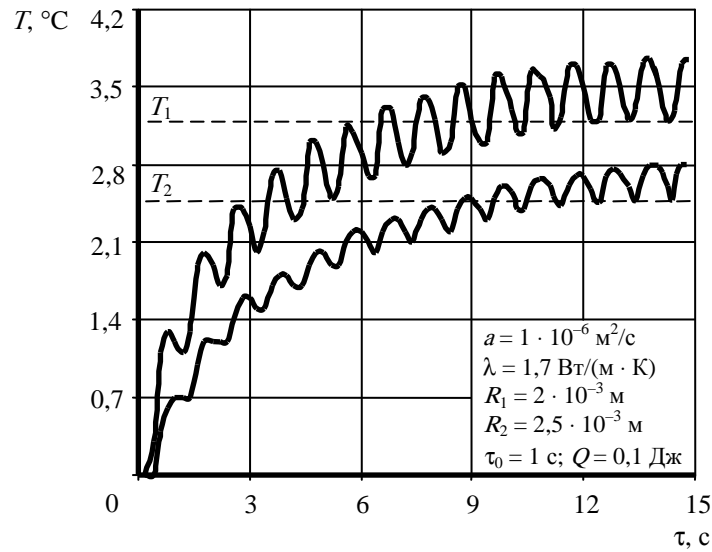


Рис. 5.4. Графики избыточных значений температур, измеряемых в ходе многоимпульсного теплового воздействия

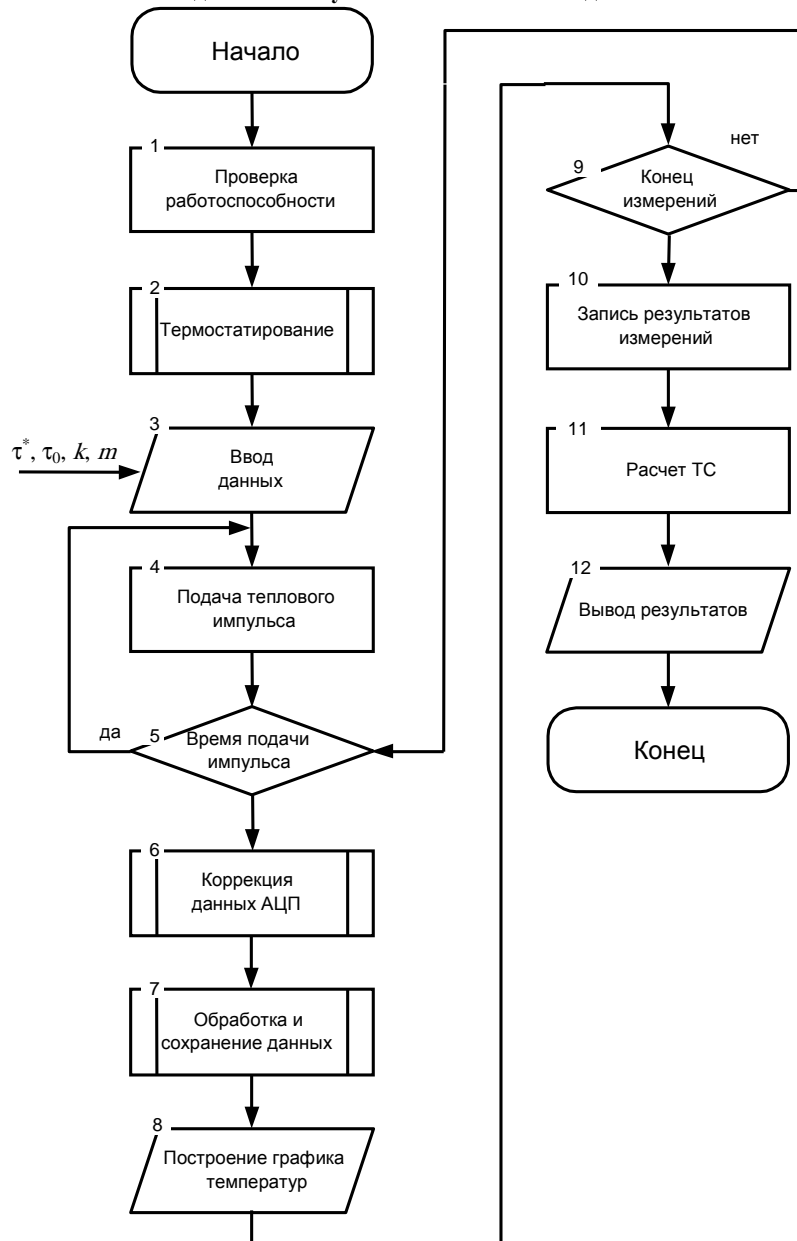


Рис. 5.5. Блок-схема алгоритма диагностирования ТС

материалов способом [8]

Блок 8. Вывод на экран монитора графика изменения температуры  $T(\tau)$  в реальном режиме времени.

Блок 9. Проверка условия окончания тепловых измерений.

При действии последовательности импульсов от источника тепла в цепи питания жесткого магнитного диска ПК (ЖМД) срабатывает аппаратное средство защиты от перегрузок. С целью исключения влияния средств защиты ЖМД на точность тепловых измерений, поток данных необходимо сохранять в ОЗУ, по окончании измерений данные перезаписываются на магнитный носитель (блок 10).

Блоки 11, 12. Расчет ТС исследуемых материалов и вывод результатов измерений на дисплей ПК.

Перераспределение информационного обеспечения СТД от АС к ПО позволяет на базе ПК, используя унифицированный адаптер ввода-вывода информации, реализовать любое математическое обеспечение способа измерений.

С целью повышения достоверности диагностирования ТС и воспроизводимости измерений при проектировании СТД применена как аппаратная, так и программная коррекция измерений. В основе структурной схемы коррекции используется принцип компенсационных измерений (рис. 5.6). Встречное включение измерительной термопары (ТИ) и компенсационной (ТК) позволяет проводить измерения без влияния дрейфовых помех и температурных возмущений. Компенсационная термопара размещается на поверхности образцового теплоизолятора как можно дальше от ТИ. Токоподводящие провода экранированы.

На рис. 5.7 представлен алгоритм подпрограммы коррекции данных АЦП, который включает блоки 1 – 5.

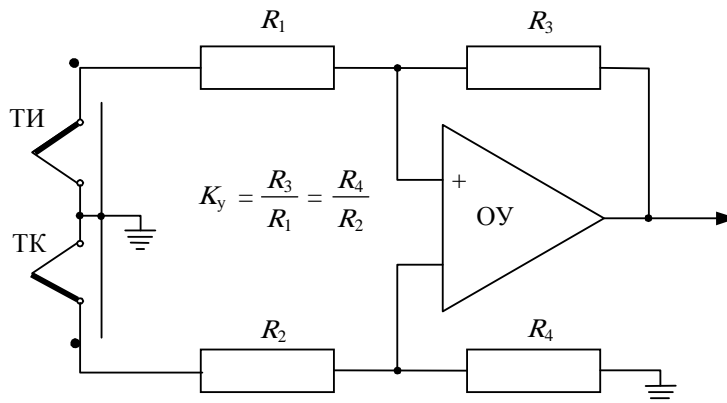


Рис. 5.6. Схема канала усилителя

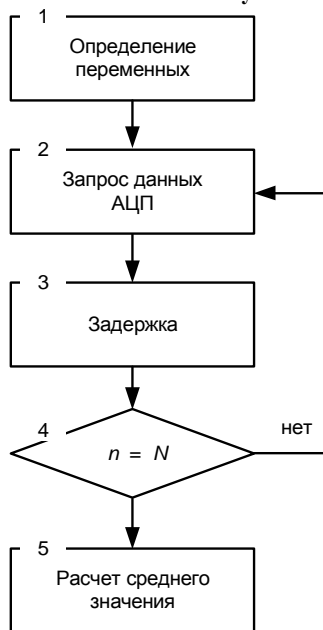


Рис. 5.7. Блок-схема подпрограммы коррекции данных АЦП

Блок 1. Определение канала измерений АЦП, числа измерений  $N$ , временной задержки.

На основании заданных значений переменных производится запрос данных из регистров канала измерений АЦП (блок 2) с заданной временной задержкой (блок 3).

Блок 4. Проверка условия окончания обработки данных. Расчет среднего значения температуры производится согласно соотношению:  $T = \sum_{n=1}^N T_n / N$  (блок 5).

Техника эксперимента при калибровке включает два этапа. На первом этапе осуществляется измерение значений температур в заданных точках контроля при работе с «эталонным» материалом. Измерительный зонд устанавливается на поверхности «эталонного» материала, после чего осуществляется подача теплового импульса. После завершения эталонирования происходит автоматический останов программы, что визуально фиксируется сообщением на экране монитора. Измерительный зонд устанавливается на поверхность металлической пластины на 10 – 20 с для приведения измерительной поверх-

ности зонда в стационарное состояние. На втором этапе осуществляются процесс измерения ТС исследуемого материала и контроль его качества. Измерительный зонд устанавливается на поверхность исследуемого материала и инициируется продолжение выполнения программы, в ходе которой реализуется алгоритм диагностирования ТС.

Во время непосредственных измерений в реальном масштабе времени на экран монитора выводятся графики изменения измеряемых избыточных значений температур термомпарами  $T_{п1}$  и  $T_{п2}$ . Параллельно выводятся начальные значения температур, снимаемые термомпарами в момент инициализации процесса измерения, и текущее значение температур.

Предлагаемая методика проектирования СТД ТС материалов на базе IBM-совместимого ПК представлена в виде алгоритма на рис. 5.8. Основные этапы проектирования заключаются в следующем [93]:

1. Постановка задачи. Информационный анализ методов диагностирования ТС материалов и устройств для их реализации. Формулирование технических требований (блок 1).

2. Разработка физической и математической модели теплопереноса. Решение прямой и обратной задачи теплопроводности, оценка методической погрешности (блоки 2, 3).

3. Разработка и создание аппаратных средств и программного обеспечения. На данном этапе решаются следующие задачи:

а) выбор и создание макета измерительного зонда (ИЗ), метрологическая оценка первичного измерительного преобразователя (ПИП) – блоки 4, 5;

б) проектирование и выбор схем ИВВ, устройств преобразования аналоговых и цифровых сигналов, а также оценка инструментальной погрешности измерительного устройства – блоки 6, 7;

в) разработка программ для функционирования СТД и их отладка с использованием эталонных материалов, оценка динамических характеристик измерительной системы – блоки 8, 9.

4. Эталонирование СТД по материалам с нормированными характеристиками и оценка погрешности измерений – блоки 10, 11.

5. Решение задачи прогнозирования изменения ТС по данным натуральных измерений.

На всех этапах проектирования производится метрологическая оценка СТД. В случае если оценка не удовлетворяет заданным требованиям, производится дополнительная разработка моделей для автоматического ввода поправки в результаты измерений с помощью полиномиальных зависимостей – блок 13.

Универсальность архитектуры СТД обусловлена перераспределением информационного обеспечения СТД от аппаратных средств к программному обеспечению, что позволяет на базе ПК, используя унифицированный адаптер ввода-вывода информации, реализовать любое математическое обеспечение способа измерений.

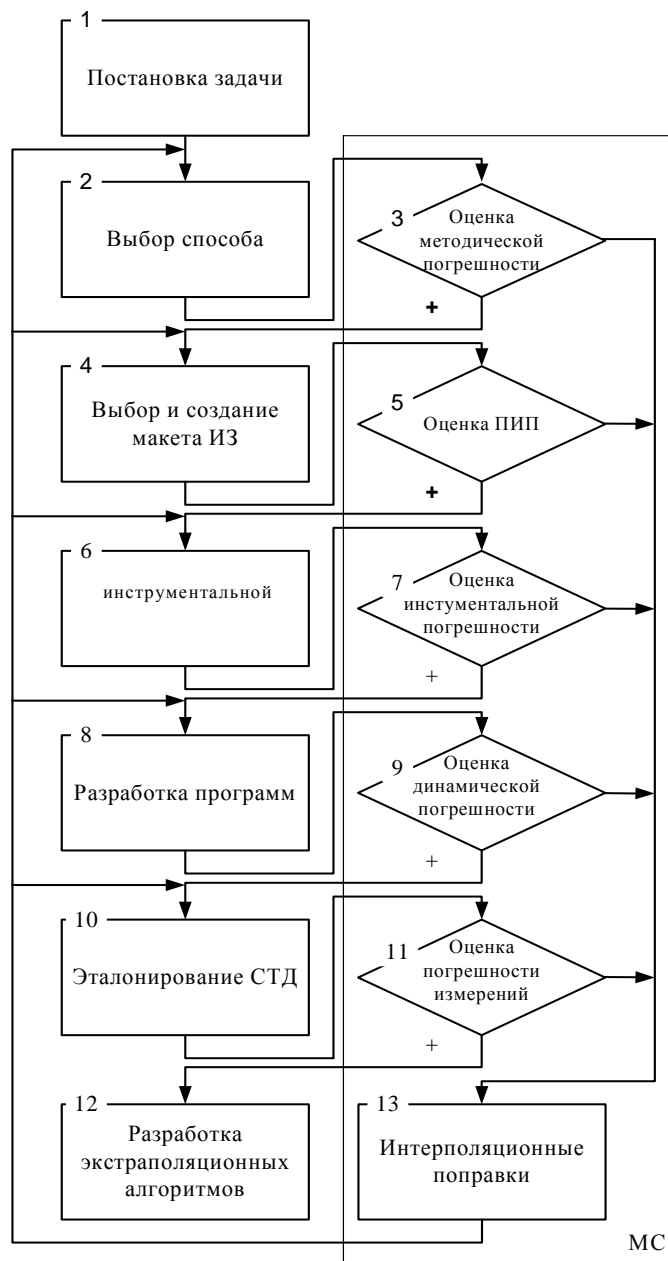


Рис. 5.8. Алгоритм проектирования СТД ТС

## 5.2. ПРОГРАММНО-АППАРАТНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

Для реализации способа определения теплофизических свойств материалов [23] в соответствии с вышеразработанной методикой изготовлено средство технического диагностирования ТС теплоизоляционных материалов [95].

Измерительный зонд (ИЗ) представляет собой корпус со встроенной в него измерительной головкой, состоящей из держателя, подпружиненного относительно корпуса с возможностью возвратно-поступательного перемещения внутри него. На держателе из эластичной пластины и теплоизоляционной подложки размещены линейный нагреватель и термочувствительный элемент, представляющий собой две ХК термопары, расположенные симметрично относительно линии нагревателя.

Электроды холодных спаев термопар закреплены внутри корпуса термозонда на элементах из материала с высокой теплоемкостью, к которым крепятся терморезисторы для измерения температуры этих электродов. В качестве подложки «эталона» используется материал КССБ.

На рис. 5.9 изображено устройство ИЗ, на рис. 5.10 показано размещение нагревателя и термопар на теплоизоляционной подложке, на рис. 5.11 представлена схема соединения термопар.

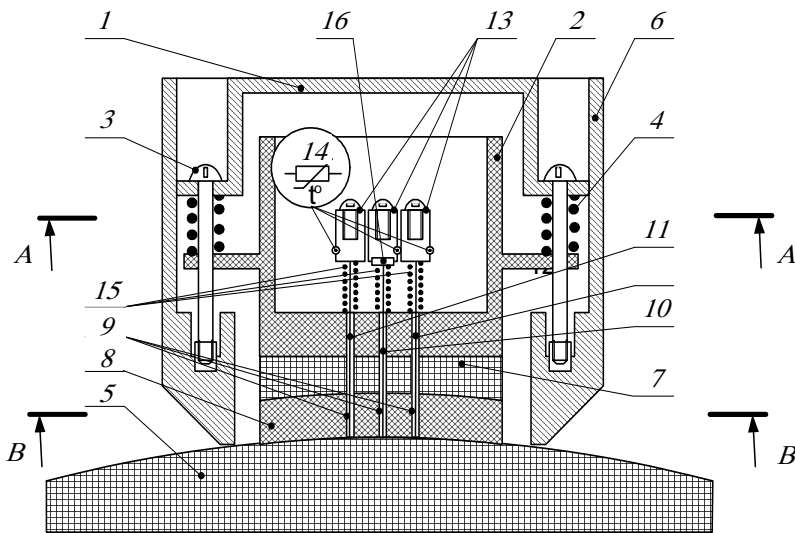


Рис. 5.9. Устройство измерительного зонда

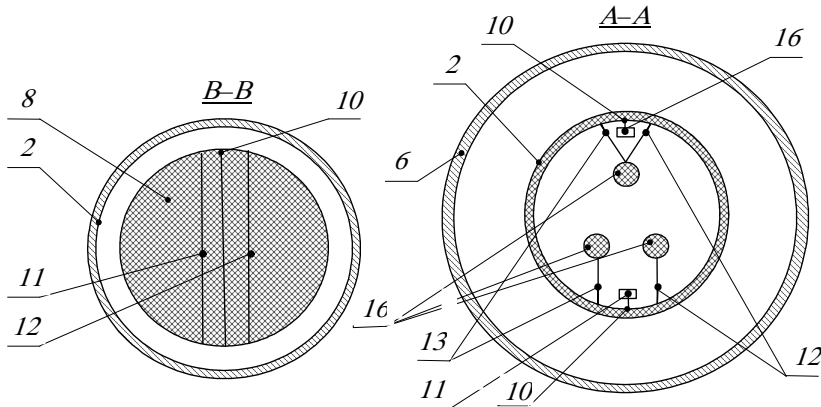


Рис. 5.10. Схема размещения датчиков температуры

Рис. 5.11. Схема подключения датчиков температуры

Зонд содержит цилиндрический корпус, состоящий из двух частей 1 и 2, соединенных между собой с помощью четырех винтов 3, на которых установлены пружины 4, обеспечивающие постоянную степень прижатия измерительной головки к поверхности исследуемого объекта или изделия 5. При этом измерительная головка имеет возможность возвратно-поступательного движения в цилиндрической полости корпуса. Измерительная головка состоит из держателя 6 с размещенными на нем эластичной пластиной 7 и теплоизоляционной подложкой 8. На поверхности теплоизоляционной подложки 8, контактирующей с объектом 5, имеется канавка 9, в которой помещен линейный нагреватель 10, изготовленный из микропровода с высоким электрическим сопротивлением, например нихром. Кроме того, на подложке 8 расположен термочувствительный элемент, который представляет собой две термопары 11, 12, размещенные в канавках теплоизолятора 9 симметрично относительно линии нагревателя 10 по обе стороны от него.

Электроды холодных спаев термопар расположены внутри корпуса термозонда и закреплены на элементах 13 из материала с высокой теплоемкостью, например меди. К элементам 13 прикреплены терморезисторы 14, обеспечивающие контроль температуры холодного спаев термопар.

Постоянное натяжение нагревателя 10 и термопар 11, 12 обеспечивается пружинами 15. Электроды линейного нагревателя 10 закреплены на контактной группе 16.

ИЗ (термозонд) работает следующим образом.

В процессе измерения термозонд прижимают к испытуемому объекту 5 контактной поверхностью измерительной головки. При этом пружины 4 обеспечивают постоянное усилие прижатия измерительной головки к испытуемому объекту, а пружины 15 обеспечивают натяжение термопар 11, 12 и нагревателя 10, причем использование эластичной пластины обеспечивает плотное прилегание без воздушных зазоров контактной поверхности измерительной головки как к плоским, так и к имеющим небольшой радиус кривизны объектам контроля. На нагреватель 10 подают электрические импульсы заданной мощности, осуществляющие нагрев исследуемого материала. Термопары 11, 12, расположенные на линиях изотерм, преобразуют распространяющееся тепло по исследуемому материалу в зоне измерения в термоЭДС.

С элементов 13 производится съем информации о термоЭДС в зоне измерения, а также о температуре холодных спаев термопар в виде изменения напряжения делительного моста с помощью терморезисторов 14, что позволяет реализовывать алгоритмы коррекции результатов в ходе измерений.

Полученная таким образом информация о температурно-временных изменениях в объекте контроля используется для расчета искомых ТС по известным соотношениям. В предлагаемом термозонде обеспечивается равенство температур холод-

ных спаев термопар и окружающей среды внутри корпуса термозонда, температура которой контролируется с помощью терморезисторов 14, расположенных на элементах 13.

Предложенное устройство термозонда повышает точность идентификации искомых тепловых свойств при диагностировании ТС материалов за счет контроля температуры холодных спаев термопар, что обуславливает уменьшение случайной доли погрешности результатов измерений.

В состав функциональной схемы аппаратных средств диагностирующей системы на базе ПК входят зонд и адаптер (рис. 5.12).

Зонд содержит усилитель (У) сигнала от термопреобразователя (термопары хромель – копель), термопреобразователь, делитель напряжения (ДН) с подключенным к нему термочувствительным элементом (терморезистор каплеобразной формы), ключ (К) для механического подключения нагревательного элемента, нагревательный элемент (проволока из нихрома).

Адаптер вставляется в ISA (Industrial Standard Architecture) слот ПК. В состав адаптера входят: мультиплексор (М), десятиразрядный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), регистры данных, поступающих в канал (P1) и из канала (P2), восьмиразрядный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), оптронный ключ (ОК) и блок управления (БУ).

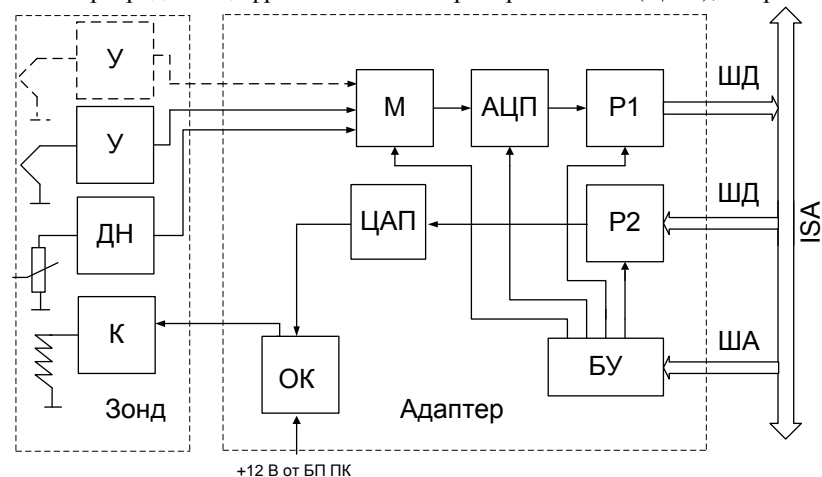


Рис. 5.12. Функциональная схема СТД ТС

В режиме подачи теплового импульса устройство работает следующим образом. По шине адреса (ША) подается код порта 0x31E для записи в P2 данных кода подачи теплового импульса. Длительность теплового импульса устанавливается программно. С выхода ЦАП управляющее напряжение открывает ОК, который обеспечивает подачу напряжения от блока питания персонального компьютера (БП ПК) на нагревательный элемент.

В режиме измерения аналоговые сигналы от операционного усилителя и делителя напряжения поступают на мультиплексор. По шине адреса подается код порта для считывания данных измерения термопары (порт 0x31C) или данных терморезистора (порт 0x131C). Мультиплексор, подключая термопару или терморезистор, обеспечивает поступление измеряемого напряжения на АЦП. В результате преобразования аналогового сигнала в цифровой, двоичный код записывается в регистр P1, после чего поступает на шину данных (ШД). Предусмотрена возможность подключения второй термопары.

Для обеспечения функционирования СТД ТС создано программное обеспечение [96].

В основу разработки программного обеспечения (ПО) для СТД ТС заложен модульный принцип программирования в сочетании с развитыми системными средствами (рис. 5.13).

Так, задача обмена данными с адаптером на уровне системной магистрали ЭВМ под управлением операционной системы возложена на драйвер TVicHW32 5.0 [97]. Известно, что 32-разрядные операционные системы типа Windows 95/98/ME/NT/2000 не позволяют работать с

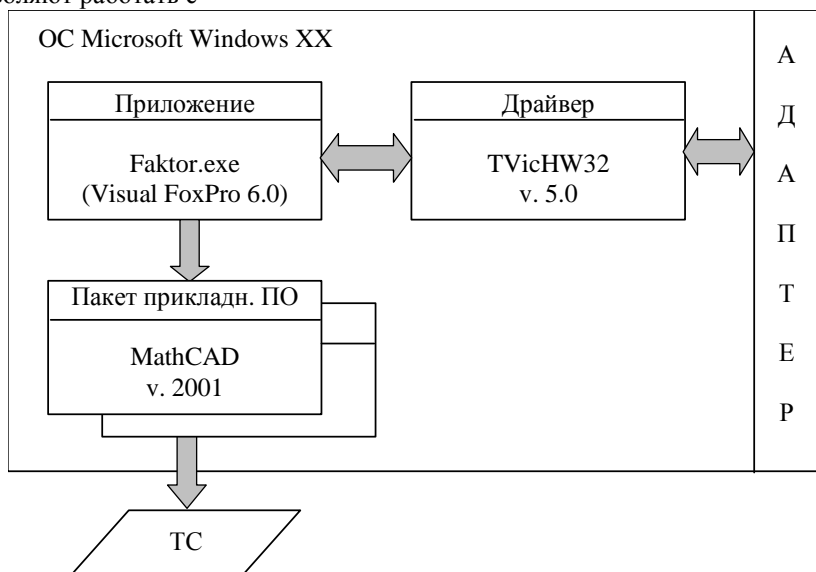


Рис. 5.13. Структура программного обеспечения

аппаратурой компьютера непосредственно из приложений. Такая работа возможна только из специальных программ – драй-

веров, выполняющихся в привилегированном режиме процессора (Ring 0) и являющихся частью самой операционной системы. В связи с чем целесообразно использовать универсальные драйверы, которые могут удовлетворить всем требованиям данной задачи обмена данными по системным шинам ЭВМ. Такой подход позволит сохранить много финансовых и временных ресурсов, необходимых для решения поставленной задачи. TVicHW32 представляет из себя такой универсальный набор драйверов и интерфейсных функций, который позволяет управлять аппаратурой непосредственно из Win32-приложения.

Ядром ПО СТД ТС является модуль – программа-приложение Faktor.exe, реализованное на языке Visual FoxPro 6.0 и использующее принцип пошагового выполнения операции измерения:

- Шаг 1. Настройка СТД ТС.
- Шаг 2. Режим термостатирования.
- Шаг 3. Режим измерений.

На шаге 4 производится передача результатов измерений в среду математической обработки данных.

Для взаимодействия приложения Faktor.exe с драйвером TVicHW32 в тексте программы приложения реализован следующий алгоритм. Данные от АЦП канала 0 измерения температуры первой термопарой в плоскости контакта испытуемого и «эталонного» материалов считываются по адресу 0x31C. Данные от АЦП канала 1 измерения температуры второй термопарой в плоскости контакта испытуемого и эталонного материалов считываются по адресу 0x71C. Данные от АЦП канала 3 измерения температуры холодного спая термопар терморезистором считываются по адресу 0xB1C. Подача теплового импульса осуществляется выставлением управляющего напряжения ЦАП канала 1 по адресу 0x131C.

Считав данные с порта вывода, программа Faktor.exe строит графики и создает файл данных измерений – file.txt.

На шаге 4 производится передача управления программе-приложению на основе программного комплекса MathCAD 2001.

Алгоритм расчета ТС на основе способа, предложенного в [23], представлен на рис. 5.14.

Блок 1. Считывание данных, сформированных приложением Faktor.exe из файла file.txt. В практической реализации измерительной системы дискретные значения избыточных температур в диапазоне от 0 до 30 °С следуют с интервалом  $\Delta\tau = 125$  м/с.

Блок 2. Фильтрация данных на основе функции Гаусса с целью исключения высокочастотной случайной составляющей погрешности измерения [21]:

$$T_{N,\mu}^k = \frac{\sum_{j=1}^H F \left( \frac{\hat{T}_{N,\mu}^k - \hat{T}_{N,\mu}^j}{b} \right) \Delta\tau^j}{\sum_{j=1}^H F \left( \frac{\hat{T}_{N,\mu}^k - \hat{T}_{N,\mu}^j}{b} \right)},$$

где  $F(t) = \frac{1}{0,37\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{t^2}{2 \cdot 0,37^2} \right\}$ ;  $T_{N,\mu}^k$  – матрица отфильтрованных значений температуры в точке  $\{N,\mu\}$  в момент времени  $k \Delta\tau$ , которая ставится в соответствие дискретным значениям температур, полученным моделированием методом конечных разностей;  $H$  – количество отсчетов по времени;  $b$  – ширина окна сглаживания;  $\hat{T}_{N,\mu}^k$  – дискретные значения температур, измеренные зондом.

Линейная сплайн-интерполяция дискретных значений температур на интервале времени  $\overline{0, 10}$  с с целью замены дискретной (решетчатой) функции температуры непрерывной:

$$T_{N,\mu}^k \rightarrow T(\tau).$$



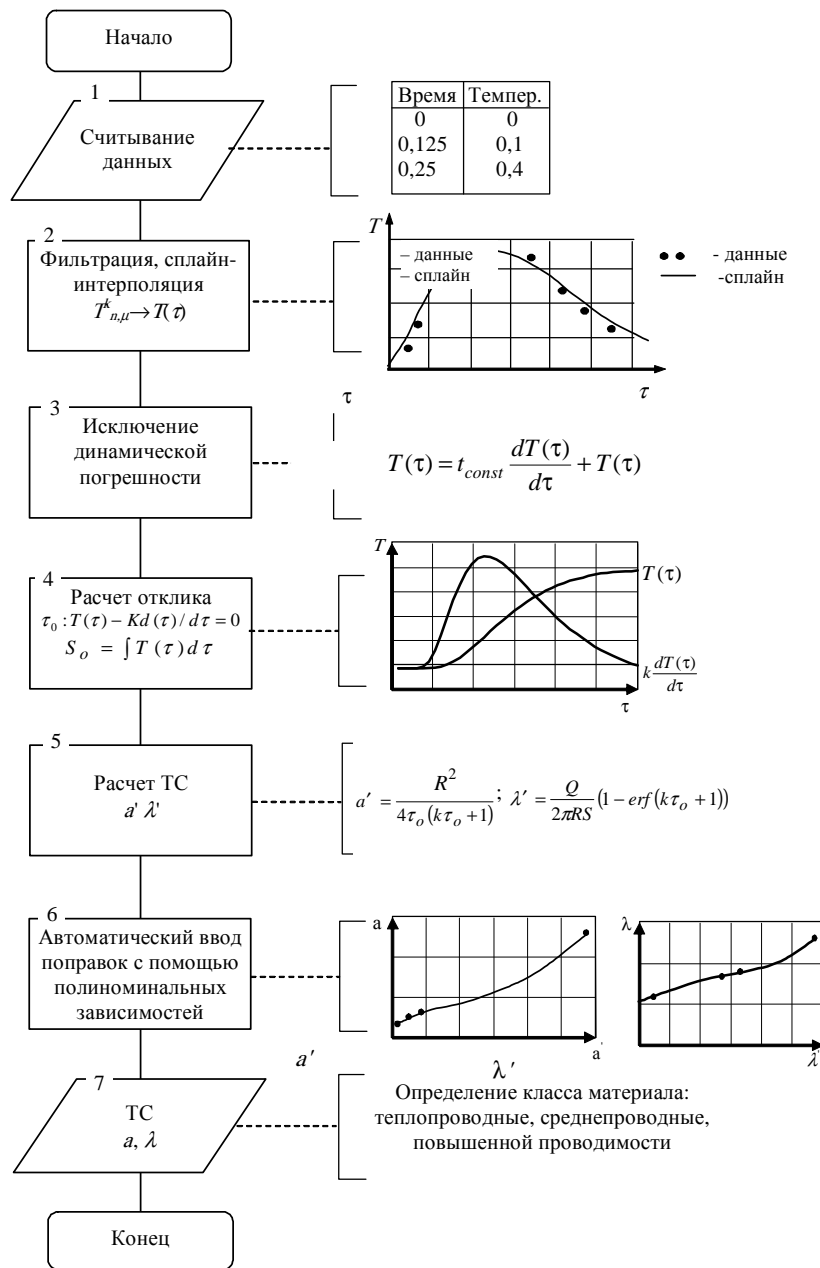


Рис. 5.14. Алгоритм расчета ТС способом, представленным в [23]

Блок 3. Исключение динамической составляющей погрешности измерений в связи с инерционностью датчика температуры – термопары [98]:

$$T(\tau) = t_{const} \frac{\partial T(\tau)}{\partial \tau} + T(\tau),$$

где  $t_{const}$  – постоянная времени СТД, определенная экспериментально, равная 0,25 с.

Блок 4. Расчет выходных параметров СТД ТС – времени регистрации заданного отношения избыточной температуры к скорости ее изменения  $\tau_0$  и интегрального значения температуры  $S$ . На рис. 5.15 представлены графики зависимости изменения избыточного значения температуры  $T$  от времени  $\tau$ , где 1 – график изменения температуры для рипора 2Н, 2 – кварцевого стекла КВ, 3 – скорость изменения температуры КВ.

Расчет времени регистрации наперед заданного соотношения избыточной температуры к ее скорости  $\tau_0$  производится путем решения итерационным методом уравнения

$$T(\tau) - K \frac{dT(\tau)}{d\tau} = 0.$$

Блок 5. Расчет тепловых свойств на основании аналитических выражений (1.41) и (1.42).

Блок 6. Уточнение ТС по полиномиальным функциям.

Рисунок 5.14 – Алгоритм расчета ТС способом [23]

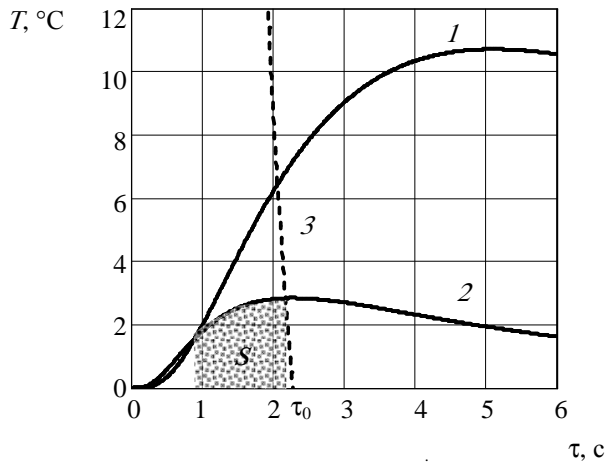


Рис. 5.15. Выходные параметры СТД ТС

Рассмотрим текст программы в синтаксисе MathCAD.

Приложение MathCAD v.2001  
НАЧАЛО

```

x := (1.507 · 10-3 1.579 · 10-3 1.685 · 10-3 5.338 · 10-3)T
t := 0.0011, 0.0012...0.007
y := (1 · 10-7 1.1 · 10-7 1.15 · 10-7 8.3 · 10-7)T
s := Ispline(x, y)
A(t) := interp(s, x, y, t)
КОНЕЦ,
    
```

где  $x$  – матрица входных значений теплопроводности;  $y$  – матрица выходных значений теплопроводности;  $A(t)$  – полиномиальная функция для ввода поправок, полученная на основе линейной сплайн-интерполяции.

Графики зависимости функции поправок  $A(t)$  от переменной  $t$  в виде непрерывной линии и зависимости матриц выходных значений теплопроводности  $y$  от входных  $x$  в виде точек представлены на рис. 5.16.

Также рассмотрим текст программы в синтаксисе MathCAD для поправок теплопроводности.

Приложение MathCAD v.2001  
НАЧАЛО

```

x := (5.525 15.157 18.812 41.242)T t := 1, 2...50
y := (0.02 0.195 0.222 1.337)T
s := Ispline(x, y)
A(t) := interp(s, x, y, t)
КОНЕЦ,
    
```

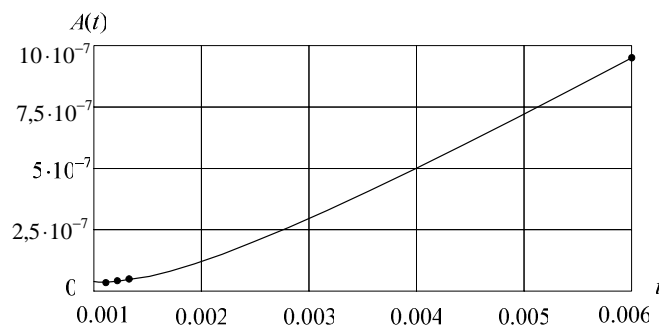


Рис. 5.16. Функция поправок для теплопроводности

где  $x$  – матрица входных значений теплопроводности;  $y$  – матрица выходных значений теплопроводности.

Графики зависимости функции  $A(t)$  от переменной  $t$  в виде непрерывной линии и зависимости матриц выходных значений теплопроводности  $y$  от входных  $x$  в виде точек представлены на рис. 5.17.

Блок 7. Вывод данных с определением класса материала.

Рассмотрим текст алгоритма, представленного в синтаксисе MathCAD.

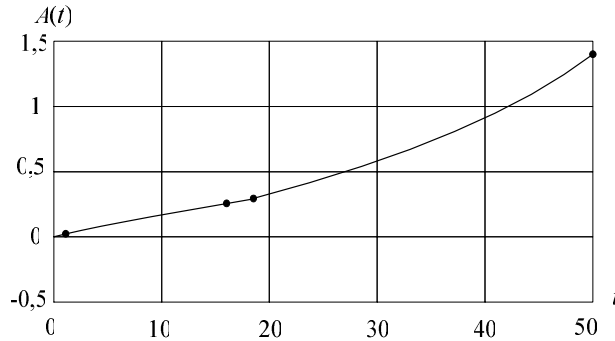
Приложение MathCAD v.2001  
НАЧАЛО

"теплопроводник" if  $TPC_{1,0} \leq 0.18$   
 "повышенной теплопроводности" if  $0.116 < TPC_{1,0} \leq 0.18$   
 "средней теплопроводности" if  $0.058 < TPC_{1,0} \leq 0.116$   
 "малой теплопроводности" if  $0.035 < TPC_{1,0} \leq 0.058$   
 "малой теплопроводности – вспененный полимер" if  $0.029 < TPC_{1,0} \leq 0.035$   
 "сверхмалой теплопроводности" if  $1.0 \leq 0.029$   
 КОНЕЦ,

где К1 – класс материала;  $TPC_{1,0}$  – теплопроводность в соответствии с классификацией материалов [99].

Разработанное программное обеспечение реализует принципы многомодельности и многовариантности вычислительно-го эксперимента на основе использования модульного принципа программирования, что позволяет унифицировать СТД ТС в целом.

Модульный принцип разработки ПО позволяет оперативно вносить корректировку в алгоритм работы СТД. Так, программа Factor.exe отвечает за проведение испытания и запись изменения избыточных температур во времени от первичных преобразователей. Драйвер



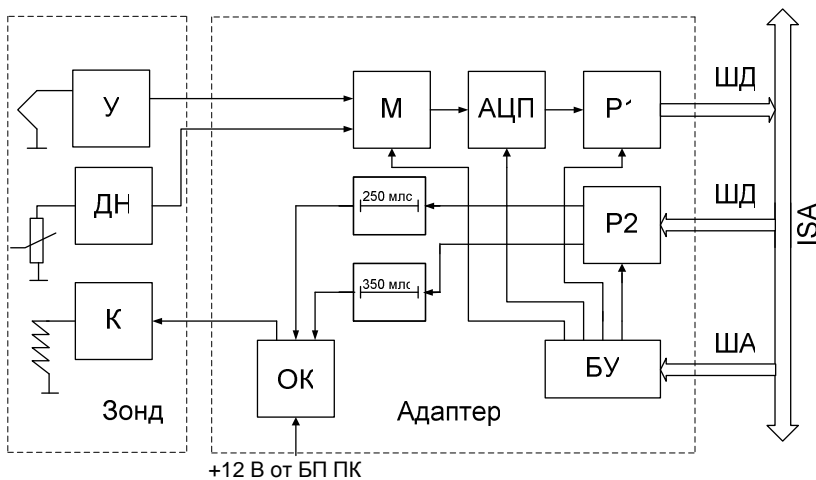
**Рис. 5.17. Функция поправки для теплопроводности**

TvicHW32 – за обмен данными с адаптером. Программы-приложения среды MathCAD производят расчет ТС испытуемого материала на основании данных термограмм, считываемых из программы Factor.exe.

На рис. 5.18 представлена функциональная схема СТД с детерминированными значениями длительности импульса, отличающаяся высокой стабильностью подачи сигналов управления на нагревательный элемент. В состав функциональной схемы СТД входят линии задержки, реализованные на одновибраторах.

В режиме подачи теплового импульса устройство работает следующим образом. По ША подается код порта 0x31E для записи в P2 данных кода длительности теплового импульса.

Для подачи импульса длительностью 250 мс на шину данных поступает код 191, а для импульса длительностью 350 мс – код 239. В зависимости от кода регистр формирует управляющий импульс на один из двух одновибраторов, генерирующих электрические импульсы заданной длительности. С выхода одновибраторов сигнал поступает на оптронный ключ, который обеспечивает подачу напряжения от блока питания персонального компьютера (БП ПК) на нагревательный элемент. Использование двух одновибраторов позволяет в строго определенном интервале подавать напряжение питания на нагревательный элемент в течение 250 или 350 мс, что обеспечивает стабильное выделение тепла.



**Рис. 5.18. Функциональная схема СТД**

### 5.3. ПРОГНОЗ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Практика эксплуатации теплозащитных материалов показала, что изменение их ТС связано с интенсивностью и частотой тепловых нагрузок, поэтому прогнозирование изменения ТС материалов должно осуществляться только для заданных детерминированных тепловых нагрузок строго определенной частоты воздействия.

Для решения задачи экстраполяции изменения ТС испытуемого материала возможно применение уже существующих

статистических методов прогнозирования, в частности в пакете функций среды MathCAD. В этом случае предлагается следующая методика прогнозирования изменения ТС испытываемых материалов:

1. Аппроксимация зависимости изменения доверительного интервала расчета ТС в заданном диапазоне контроля на основе экспериментальных данных.
2. Экстраполяция изменения как среднего значения диагностируемого параметра, так и граничных значений доверительного интервала для заданного количества интервалов прогноза.
3. Проверка гипотезы о соответствии спрогнозированного значения доверительного интервала экспериментальным данным последовательно для каждого интервала прогноза. Критерий принятия положительного решения – значение случайной погрешности измерений.

Рассмотрим применение предлагаемой методики диагностирования ТС на основе аналитического метода. В качестве испытываемого материала был выбран материал пенополиуретан (ППУ), характеризующийся тем, что его теплопроводность повышается со временем в связи с испарением инертного газа – вспенивателя, входящего в его состав.

Согласно пункту 1 методики, сплайн-интерполированная зависимость изменения доверительного интервала  $d$  для теплопроводности на основе экспериментальных данных [95] представлена на рис. 5.19.

Диагностированию подверглись три образца ППУ с различными сроками их эксплуатации: 2, 7 и 12 лет. Рассчитанное значение теплопроводности составило:  $0,026 + 0,0008 \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ ,  $0,031 + 0,0008 \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ ,  $0,038 + 0,0009 \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ .

Для решения задачи экстраполяции использована функция среды MathCAD – Predict( ) [100].

Экстраполяция была произведена на три интервала времени вперед, при этом спрогнозированы следующие значения теплопроводности:  $0,043 + 0,0010 \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ ,  $0,046 + 0,0012 \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ ,  $0,046 + 0,0011 \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ .

На рис. 5.20 представлены экспериментальные значения теплопроводности испытываемых материалов сплошной линией, спрогнозированные – пунктирной, доверительные интервалы показаны T-образными скобками.

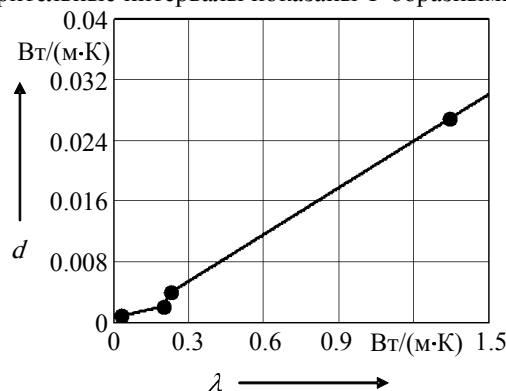


Рис. 5.19. Аппроксимация зависимости изменения доверительного интервала

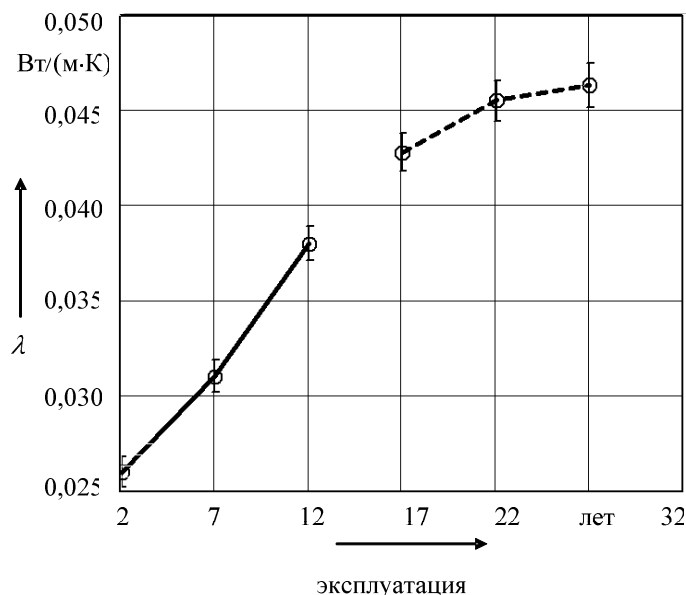


Рис. 5.20. Результаты прогнозирования изменения теплопроводности ППУ

Проверка гипотезы о соответствии спрогнозированного значения доверительного интервала экспериментальным данным последовательно для каждого интервала прогноза показала, что первое спрогнозированное значение удовлетворяет заданному критерию: расхождение спрогнозированного значения доверительного интервала с зависимостью (рис. 5.19), составила 4,0 %, что меньше значения случайной погрешности измерений (9,6 %) [101]; в других двух случаях погрешность составила 11,4 и 21,6 %, соответственно, что больше заданного критерия.

Таким образом, прогнозируемое значение теплопроводности ППУ со сроком эксплуатации 12 лет через 5 лет составит  $(0,043 + 0,001) \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$ .

#### 5.4. ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ ТЕПЛОВОЙ ЗАЩИТЫ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ

При проведении технического обслуживания тепловой защиты (ТЗ) в момент времени  $t_{01}$  ТС элемента ТЗ равны некоторому неслучайному исходному значению  $\lambda_0$ . При дальнейшей эксплуатации системы ТЗ ТС случайно изменяется, что можно представить полюсной случайной функцией времени  $\lambda(t)$ , все реализации которой проходят через одну неслучайную точку – «полюс» ( $\lambda_0, t_{01}$ ). При очередном техническом обслуживании в момент времени  $t_{02}$  все элементы ТЗ заменяются на новые, соответственно опять устанавливается начальное значение ТС параметра  $\lambda_0$  и случайный процесс износа повторяется вновь (рис. 5.21).

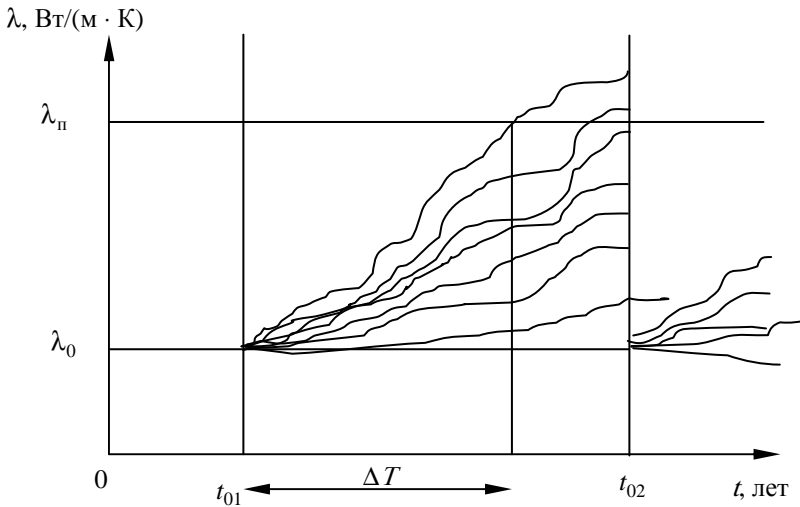


Рис. 5.21. Графики случайного процесса износа

Рассмотренный процесс износа аппроксимируется известной веерной функцией с нулевым начальным рассеиванием

$$\lambda(t) = \lambda_0 + \vartheta_t, \quad (5.1)$$

где  $\vartheta$  – случайная скорость износа;  $t$  – время, отсчитываемое от момента проведения  $t_{0i}$  последнего технического обслуживания.

Пусть номинальные значения ТС элементов ТЗ находятся в допуске

$$\lambda_0 \in [\lambda_{0\min}; \lambda_{0\max}].$$

Как свидетельствует практика, значения случайной скорости изменения ТС ТЗ ограничены нижним  $\vartheta_n$  и верхним  $\vartheta_b$  пределами:

$$\vartheta \in (\vartheta_n, \vartheta_b) \quad \text{при} \quad \vartheta_n, \vartheta_b > 0.$$

В этом случае аргумент  $\vartheta$  модели (5.1) будет иметь усеченное нормальное распределение, плотность вероятности которого имеет вид [102]:

$$p(\vartheta) = \frac{c}{S_\vartheta \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\vartheta - m_\vartheta)^2}{2S_\vartheta^2}\right), \quad (5.2)$$

где  $p(\vartheta)$  – плотность вероятности нормального распределения (неусеченного);  $m_\vartheta$  – математическое ожидание неусеченного нормального распределения скорости изменения ТС тепловой защиты;  $S_\vartheta$  – среднеквадратическое отклонение неусеченного нормального распределения скорости изменения ТС тепловой защиты;  $c$  – нормирующий множитель, определяемый из условия, чтобы площадь под кривой плотности распределения была равна единице, т.е.

$$c \int_{\vartheta_n}^{\vartheta_b} p(\vartheta) d\vartheta = 1.$$

Произведя подстановку  $Z = \frac{\vartheta - m_\vartheta}{S_\vartheta}$ , получим:

$$c = \frac{1}{\Phi(Z_2) - \Phi(Z_1)},$$

при этом нормированная функция Лапласа  $\Phi(Z)$  имеет следующие значения:

$$Z_1 = \frac{\vartheta_n - m_\vartheta}{S_\vartheta}, \quad Z_2 = \frac{\vartheta_b - m_\vartheta}{S_\vartheta}. \quad (5.3)$$

Установим некоторое критическое значение  $\lambda_n$ , при достижении которого нарушается работоспособность ТЗ. Случайное время достижения значения  $\lambda_n$  определяется выражением:

$$\Delta T = \frac{\lambda_{\text{п}} - \lambda_0}{\vartheta}.$$

Плотность распределения времени достижения элементом ТЗ значения  $\lambda_{\text{п}}$  при усеченном нормальном распределении (5.2) скорости  $\vartheta$  имеет вид [102]:

$$p(\lambda(t)) = \frac{c\beta}{t^2 \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\beta}{t} - \alpha\right)^2\right],$$

где

$$\beta = \frac{\lambda_{\text{п}} - \lambda_0}{S_{\vartheta}}; \quad \alpha = \frac{m_{\vartheta}}{S_{\vartheta}}.$$

При этом значения

$$\tilde{t}_1 = \frac{\lambda_{\text{п}} - \lambda_0}{\vartheta_{\text{в}}}, \quad \tilde{t}_2 = \frac{\lambda_{\text{п}} - \lambda_0}{\vartheta_{\text{н}}} \quad (5.4)$$

являются границами изменения времени  $\Delta T$ , т.е. временем выхода ТС ТЗ за значение  $\lambda_{\text{п}}$  при возможных пределах изменения скорости  $\vartheta$ .

Тогда (5.3) можно записать в следующем виде:

$$Z_1 = \frac{\beta}{\tilde{t}_2} - a, \quad Z_2 = \frac{\beta}{\tilde{t}_1} - a. \quad (5.5)$$

Оценка времени работоспособности  $t_p$  согласно (5.4) позволяет определить время сохранения работоспособности  $t_c = t_p$  как интервал от момента последнего технического обслуживания ТЗ (принято  $t_{0i} = 0$ ) до потери работоспособности. Оценив значение  $t_p$ , можно установить новый период технического обслуживания, связанный с заменой элементов ТЗ. Безусловно, это лишь один аспект назначения сроков проведения профилактических работ для исследуемых объектов, поскольку на практике необходимо учитывать еще целый ряд факторов: организационных, экономических и пр.

При существующем техническом обслуживании, ориентированном на календарное время, измеряя в момент проведения профилактической работы  $t_{\text{пр}}$  значения ТС элементов ТЗ, можно проверить, не превышает ли установленный период времени  $t_{\text{пр}}$  расчетное значение  $t_p$ . Если это имеет место, то следует ограничить период  $t_{\text{пр}}$  (принять  $t_{\text{пр}} = t_p$ ).

В случае эксплуатации системы ТЗ в авиационно-космических аппаратах по состоянию необходимо производить прогноз изменения качества ТС элементов ТЗ. Допустим, период диагностирования ТС равен заданному  $\Xi$ , прогноз значения ТС проводится в момент  $t_{k+1}$ , где  $k = 3, 4, \dots, K$ . Проведение профилактических работ по состоянию производится в момент времени  $t_{\text{прс}}$ , когда прогнозируемое  $\lambda \geq \lambda_{\text{п}}$ .

В сравнении с ТО по наработке возможно  $t_{\text{прс}} \geq t_{\text{пр}}$  (рис. 5.22), что приводит к более длительному сроку эксплуатации элементов ТЗ, или  $t_{\text{прс}} < t_{\text{пр}}$  (рис. 5.23), что позволит предотвратить аварийную ситуацию авиационно-космического изделия.

В соответствии с ГОСТ 27.002–89 для ремонтпригодных объектов используются показатели надежности: коэффициент готовности и коэффициент технического использования. В соответствии с определением, коэффициент технического использования – это отношение математического ожидания суммарного времени пребывания объекта в работоспособном состоянии  $\bar{T}_{\text{раб}}$  за некоторый период эксплуатации к математическому ожиданию суммарного времени пребывания объекта в работоспособном состоянии и простоев  $\bar{T}_{\text{пр}}$ , обусловленных техническим обслуживанием и ремонтом за тот же период:

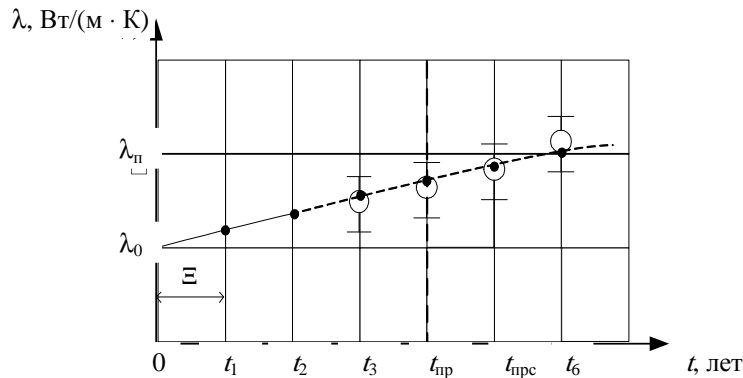


Рис. 5.22. Графики случайного процесса износа с прогнозированием,  $t_{\text{прс}} \geq t_{\text{пр}}$

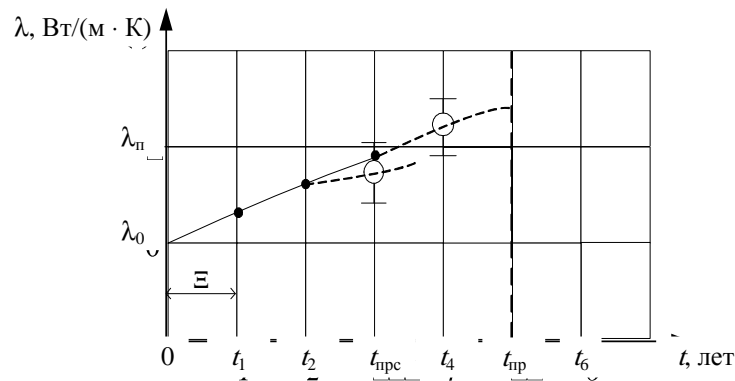


Рис. 5.23. Графики случайного процесса износа с прогнозированием,  $t_{\text{прс}} < t_{\text{пр}}$

$$K_{\text{ТИ}} = \frac{\bar{T}_{\text{раб}}}{T_{\text{раб}} + T_{\text{пр}}}.$$

Коэффициент  $K_{\text{ТИ}}$  характеризует долю времени нахождения технологической системы в работоспособном состоянии относительно общей продолжительности эксплуатации.

Диагностирование повышает  $K_{\text{ТИ}}$  за счет уменьшения простоев из-за сокращения времени на поиски предельных повреждений, повышения средней наработки технологической системы из-за увеличения средней наработки до отказа элемента ТЗ [103].

Таким образом, диагностирование тепловой защиты предупреждает катастрофическую ситуацию авиационно-космического изделия и тем самым обеспечивает его высокую надежность.

## 6. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

В последнее время метод теплового контроля испытывает большой спрос, резко растет количество контролируемых объектов, что обеспечивает безаварийную эксплуатацию авиационных систем при технической диагностике их состояния. Разработка и внедрение тепловых методов контроля позволяет решить задачу диагностики технического состояния от 30 до 50 % различных изделий и материалов, в том числе и тех, которые традиционными методами не могут быть проконтролированы [104].

Одним из объектов теплового контроля являются радиопоглощающие покрытия и спецматериалы авиационной техники. Площадь поверхностей, подлежащих испытаниям, может только на одном летательном аппарате составлять тысячи квадратных метров. Поэтому высокая производительность и безопасность теплового контроля по сравнению с традиционными ультразвуковым и рентген-методами контроля являются эффективным подходом для контроля эксплуатационного ресурса радиопоглощающих покрытий.

Для контроля радиопоглощающих свойств и, в частности, коэффициента поглощения может использоваться косвенный метод теплового контроля путем определения ТС диэлектрика. Существование связи между электропроводностью и теплопроводностью в виде обобщенного закона описано в работе [105].

Рассмотрим решение задачи расчета зависимости коэффициента поглощения электромагнитной волны от ТС диэлектрика.

### 6.1. МЕХАНИЗМ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ДИЭЛЕКТРИКАХ

В наиболее общем виде процессы распространения электромагнитных волн в различных средах рассматриваются в курсе электродинамики и в теории электромагнитного экранирования. Известен метод исследования процессов, происходящих в материалах при воздействии на них электромагнитного поля, на основе физики диэлектриков [106, 107]. Такой подход к исследованию позволяет значительно упростить математический аппарат и в то же время объяснить механизм поглощения электромагнитных волн в среде.

Из электродинамики известно, что мощность потерь в среде, не обладающей ферромагнитными свойствами, определяется выражением [108, 109]:

$$W = \frac{\omega}{2} \int_V (\epsilon_0 \epsilon^* \dot{E}^* E^*) dV, \quad (6.1)$$

где  $\omega$  – угловая частота электромагнитного поля;  $V$  – некоторая область в среде (объем);  $\epsilon_0$  – электрическая постоянная;  $\epsilon^*$  – мнимая часть диэлектрической проницаемости среды;  $\dot{E}^*$  – комплексная амплитуда вектора напряженности электрического поля;  $E^*$  – сопряженное значение комплексной амплитуды вектора напряженности электрического поля.

Из выражения (6.1) видно, что потери электромагнитной волны в среде определяются мнимой частью комплексной диэлектрической проницаемости среды. При этом поглощение связано не просто с рассеянием энергии при взаимодействии материала с падающей на него электромагнитной волной, а прежде всего с переходом энергии электромагнитного поля в другой вид энергии, например, с выделением энергии в материале в виде тепла.

Из физики диэлектриков известно, что диэлектрическая проницаемость вещества обуславливается процессом поляризации [108]. Явление поляризации материала вызывается смещением электрических зарядов на ограниченные расстояния под действием сил внешнего и внутреннего электрических полей, причем на поверхности материала и в его объеме образуются связанные электрические заряды. Электрической поляризацией называют состояние вещества, отличающееся тем, что электрический момент некоторого объема этого вещества имеет значение, отличное от нуля. В [110] дана классификация видов поляризации, из которых наибольшее значение имеют:

1. Электронная поляризация, вызванная смещением электронного облака атомов, молекул и ионов под действием электрического поля; устанавливается за время порядка  $10^{-16} \dots 10^{-15}$  с.

2. Ионная поляризация, происходящая в ионных материалах и основанная на смещении ионов из положения равновесия на расстояния, меньшие чем между соседними ионами; устанавливается за время  $10^{-13} \dots 10^{-12}$  с.

3. Межслойная поляризация, наблюдаемая в неоднородных материалах, в которых заряды накапливаются на поверхностях раздела слоев материалов.

Если на диэлектрик в момент времени  $\tau_1$  воздействовать однородным электрическим полем напряженностью  $E$ , то, практически безинерционно, через  $10^{-15} \dots 10^{-12}$  с, в диэлектрике устанавливаются электронная и ионная поляризации  $P_\infty$ :

$$P_\infty = \epsilon_0(\epsilon_\infty - 1)E, \quad (6.2)$$

где  $\epsilon_\infty$  – оптическая диэлектрическая проницаемость.

Далее в течение времени  $(\tau_1, \tau_2]$  наблюдается процесс инерционной, или релаксационной поляризации  $P_p$ , после чего в диэлектрике устанавливается статическая поляризация  $P_c$  (рис. 6.1).

Статической поляризации соответствует статическая диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_c$ :

$$P_c = \epsilon_0(\epsilon_c - 1)E. \quad (6.3)$$

На основании (6.2) и (6.3):

$$P_p = P_c - P_\infty = \epsilon_0(\epsilon_c - \epsilon_\infty)E, \quad (6.4)$$

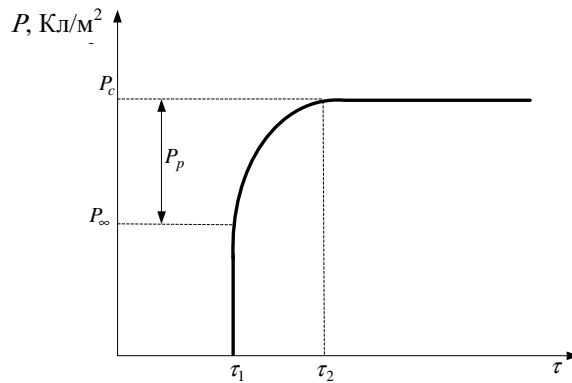
при этом

$$P_p = P_{po} \left( 1 - \exp \left\{ -\frac{\tau}{\tau_0} \right\} \right),$$

где  $\tau_0$  – время релаксации.

При воздействии переменным электрическим полем  $E(\tau) = E_m \sin \omega \tau$ , полная поляризация описывается выражением [108]:

$$P(\tau) = P_\infty(\tau) + P_p(\tau) = \epsilon_0(\epsilon_\infty - 1)E_m \sin \omega \tau + \epsilon_0(\epsilon_c - \epsilon_\infty) \int_{-\infty}^{\tau} E_m(\sin \omega \tau_i) \exp \left( -\frac{\tau - \tau_i}{\tau_0} \right) \frac{d\tau_i}{\tau_0}, \quad (6.5)$$



**Рис. 6.1. Зависимость поля поляризации от времени**

где  $\tau_i$  – время, в течение которого поляризующее поле можно считать постоянной величиной.

Интегрируя правую часть выражения (6.5), получаем [108]:

$$P(\tau) = \epsilon_0(\epsilon_\infty - 1)E_m \sin \omega \tau + \epsilon_0(\epsilon_c - \epsilon_\infty) \frac{E_m}{1 + (\omega \tau_0)^2} (\sin \omega \tau - \omega \tau_0 \cos \omega \tau). \quad (6.6)$$

Таким образом, полная поляризация в переменном поле состоит из суммы безинерционной поляризации и релаксационной поляризации, каждая из которых является функцией времени, причем безинерционная поляризация в соответствии с (6.6) всегда успевает отслеживать изменение поляризующего поля, т.е. находится с ним в фазе. Релаксационная же поляризация отстает по фазе от поляризующего поля [107]. Именно это отставание, как известно из курса электротехники, приводит



к потерям в материале. Следовательно, поглощение электромагнитной волны в материале является следствием наличия релаксационной поляризации и зависит от ее величины.

## 6.2. ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ОТ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ ДИЭЛЕКТРИКА

При прохождении электромагнитной волны через диэлектрик часть ее энергии тратится на поляризацию, при этом релаксационная поляризация сопровождается электрострикцией (деформацией) диэлектрика, которая пропорциональна квадрату напряженности электрического поля. В изотропных средах электрострикция описывается законом [111]:

$$\frac{\Delta V}{V} = \Theta P^2, \quad (6.7)$$

где  $\frac{\Delta V}{V}$  – относительная объемная деформация;  $\Theta$  – электрострикционный коэффициент, характеризующий деформацию под действием индукционного поля.

Под действием переменного электрического поля частотой  $\omega$  диэлектрик в результате электрострикции колеблется с частотой  $2\omega$  за счет двукратной (за период поля) переориентации доменов (рис. 6.2) [111], следовательно, происходит преобразование электрических колебаний в звуковые.

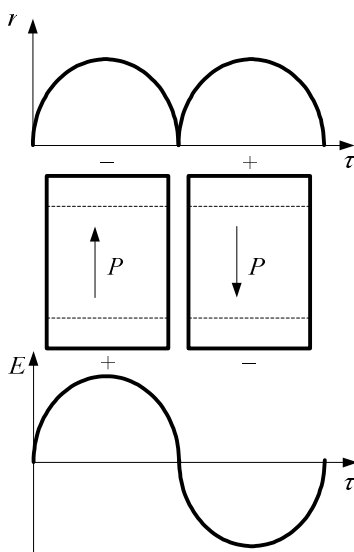


Рис. 6.2. Схематическое изображение деформации диэлектрика

Известно, что коэффициент поглощения звука для поперечных волн (возбуждаемых под действием переменного электрического поля электромагнитной волны, когда время релаксации  $\tau_0$  велико по сравнению с периодом колебаний в волне) описывается выражением [112]:

$$\gamma = \frac{T_0 \alpha^2 \rho c_t}{AC} \sqrt{\lambda \omega_t}, \quad (6.8)$$

где  $T_0$  – значение температуры твердого материала без внешнего воздействия;  $\alpha$  – коэффициент термического расширения;  $\rho$  – плотность;  $c_t$  – скорость распространения волны;  $\omega_t$  – частота колебаний звуковой волны;  $A$  – среднее значение межатомных расстояний;  $C$  – теплоемкость.

Скорость распространения электромагнитной волны зависит от показателя преломления  $n$  среды и определяется выражением [113]:

$$c_t = c/n, \quad (6.9)$$

где  $c$  – скорость света;

$$n = \left( \frac{\epsilon}{2} + \left( \left( \frac{\epsilon}{2} \right)^2 + \left( \frac{2\pi\sigma}{\omega} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (6.10)$$

$\sigma$  – проводимость.

Для диэлектрических сред  $\frac{2\pi\sigma}{\omega} \ll 1$ , и, следовательно, показатель преломления для диэлектрика (6.10)  $n \approx \sqrt{\epsilon_\infty}$ , а выражение (6.9) имеет вид:

$$c_t = c/\sqrt{\epsilon_\infty}. \quad (6.11)$$

Согласно определению теплового расширения [113]:

$$\alpha = \frac{V' - V}{V(T_2 - T_1)},$$

где  $V$  – объем твердого тела при температуре  $T_1$ ;  $V'$  – объем твердого тела при температуре  $T_2$ ,  $T_2 > T_1$ .

Используя (6.7) и введя подстановку  $\Delta T = T_2 - T_1$ , получим:

$$\alpha = \frac{P^2 \Theta}{\Delta T}. \quad (6.12)$$

Тогда расчетное выражение для коэффициента поглощения (6.8) с учетом (6.11) и (6.12) можно преобразовать к виду:

$$\gamma = \frac{c \Theta^2}{A} \frac{T_0}{\Delta T^2} \frac{\sqrt{\lambda} \rho}{\sqrt{\epsilon_\infty} C} P^4 \sqrt{2\omega}. \quad (6.13)$$

Произведя замену  $C = \lambda / a\rho$ , где  $a$  – температуропроводность, получим:

$$\gamma = \frac{c \Theta^2}{A} \frac{T_0}{\Delta T^2} \frac{a \rho^2}{\sqrt{\lambda \epsilon_\infty}} P^4 \sqrt{2\omega}. \quad (6.14)$$

Полученное выражение (6.14) с учетом (6.4) запишем в виде:

$$\gamma \cong I \frac{T_0}{\Delta T^2} E^4, \quad (6.15)$$

где  $I = \sqrt{2} \frac{c \Theta^2 \epsilon_0^4}{A} \frac{a \rho^2}{\sqrt{\lambda \epsilon_\infty}} (\epsilon_c - \epsilon_\infty)^4 \sqrt{\omega}$  – некоторая постоянная.

Для исследования зависимости коэффициента поглощения электромагнитной волны применена установка для определения напряженности поля косвенным методом по результатам измерений тока, наводимого в антенне (рис. 6.3).

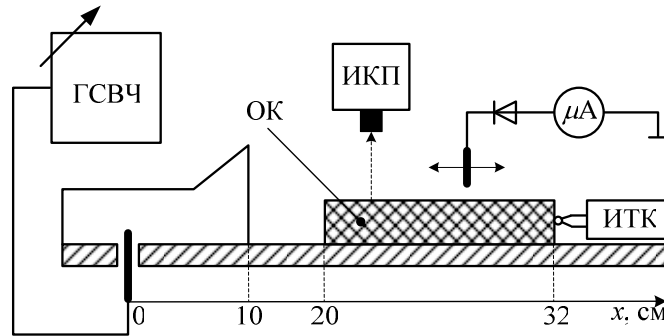


Рис. 6.3. Структурная схема установки

При исследовании напряженности  $E$  электромагнитного поля поверхностной медленной волны, создаваемой генератором СВЧ сигнала (ГСВЧ), распространяющейся вдоль плоской системы «магнитодиэлектрик – проводник» с помощью штыревой вибраторной антенны, как первичного измерительного преобразователя, информативным параметром является электрический ток, наводимый электромагнитной поверхностной волной в антенне. Для расчета напряженности  $E$  электромагнитного поля использовалось выражение:

$$E = \frac{\dot{e}_a}{l_d},$$

где  $\dot{e}_a$  – комплексная ЭДС антенны;  $l_d$  – действующая длина антенны, характеризующая энергетическую эффективность по преобразованию энергии электромагнитного поля в энергию токов высокой частоты.

Для измерения  $T_0$  в (6.14) в качестве объекта контроля (ОК) использовался измеритель температуры контактный (ИТК), а для измерения  $\Delta T$  – инфракрасный приемник (ИКП). В качестве ОК с геометрическими размерами  $12 \times 8 \times 3$  см использовались диэлектрические теплоизоляционные материалы: невулканизированная резина, полиспен, бумага, гипс, бетонит.

В ходе проведения экспериментов на частоте излучения 2,9 ГГц коэффициент поглощения электромагнитной волны (ЭМВ) рассчитывался на основании выражения [113]:

$$\gamma = \frac{1}{d} \ln \left( \frac{E_0}{E_1} \right),$$

где  $d$  – расстояние между точками измерений, находящимися в одной фазе.

Так, для резины в точке  $x = 25$  см  $E_0 = 0,132$  В/м, а в точке  $x = 30$  см  $E_1 = 0,096$  В/м,  $\gamma_1 = 0,063$  см<sup>-1</sup>; при ослаблении мощности излучения в 1,5 раза  $\gamma_2 = 0,067$  см<sup>-1</sup>,  $E_0 = 0,075$  В/м,  $E_1 = 0,054$  В/м (рис. 6.4, графики 1 и 2, соответственно). Измерения проводились при температуре окружающей среды 17,2 °С, при этом приращение температуры в первом случае составило  $\Delta T_1 = 0,1$  °С, во втором –  $\Delta T_2 < 0,1$  °С, что не позволило произвести точное измерение применяемым ИКП.

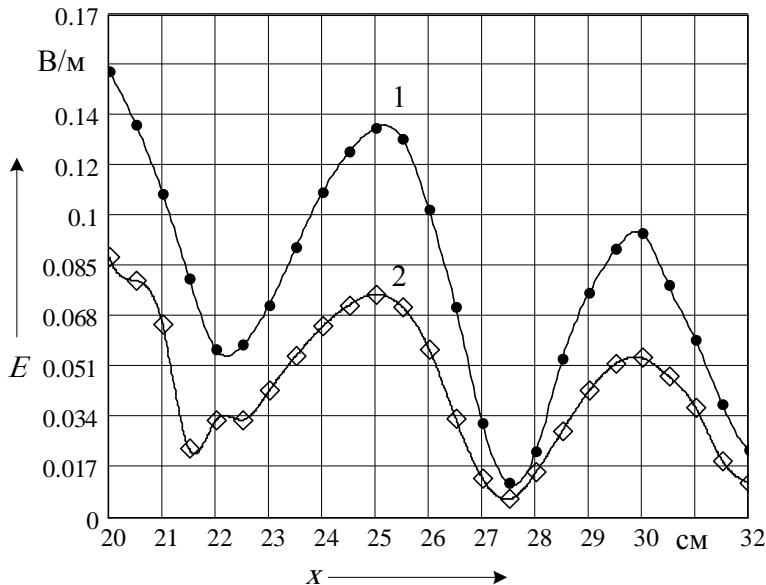
На основании (6.15), по данным графика  $I$  на рис. 6.4,  $I \approx 0,43$ , следовательно, по данным второго измерения расчетное

значение  $\Delta T_2$  не превышает  $0,06\text{ }^\circ\text{C}$ .

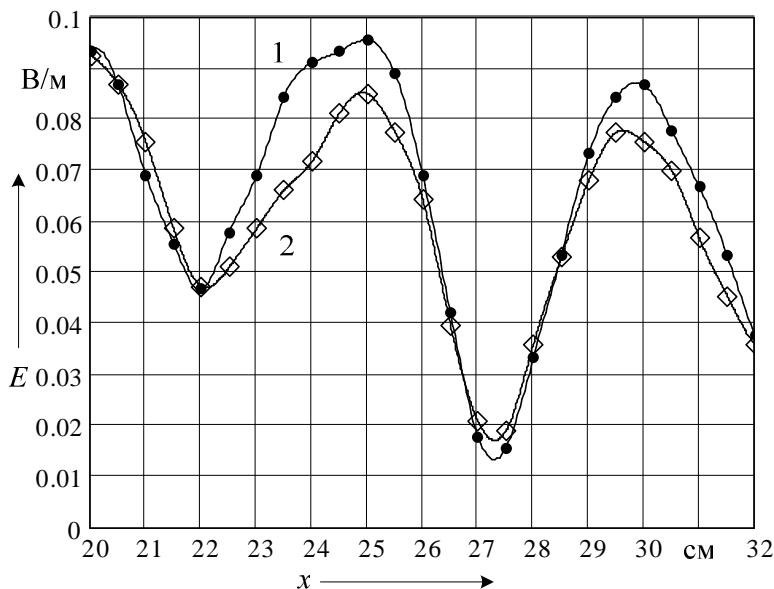
Аналогично для других ОК коэффициент поглощения ЭМВ составил: полиспен –  $\gamma_1 = 0,109\text{ см}^{-1}$ ,  $\gamma_2 = 0,116\text{ см}^{-1}$ ; бумага –  $\gamma_1 = 0,185\text{ см}^{-1}$ ,  $\gamma_2 = 0,217\text{ см}^{-1}$ ; гипс –  $\gamma_1 = 0,284\text{ см}^{-1}$ ,  $\gamma_2 = 0,364\text{ см}^{-1}$ ; бетонит –  $\gamma_1 = 0,407\text{ см}^{-1}$ ,  $\gamma_2 = 0,461\text{ см}^{-1}$ .

Следовательно, при повышении напряженности ЭМВ коэффициент ее поглощения в диэлектрических теплоизоляционных материалах уменьшается в связи с увеличением объемной деформации материала в результате электрострикции, которая сопровождается локальным ростом избыточных температур.

При повышении температуры окружающей среды наблюдается рост коэффициента поглощения ЭМВ в диэлектрических теплоизоляционных материалах. На рис. 6.5 представлены графики зависимости



**Рис. 6.4. Графики зависимости изменения напряженности ЭМВ вдоль ОК – резина, при изменении мощности излучения**



**Рис. 6.5. Графики зависимости изменения напряженности ЭМВ вдоль ОК (резина), при изменении температуры окружающей среды**

изменения напряженности ЭМВ вдоль невулканизированной резины при одинаковой мощности излучения, но разных температурах окружающей среды:  $24,8\text{ }^\circ\text{C}$ , график 1,  $\gamma_1 = 0,0195\text{ см}^{-1}$ ;  $50,1\text{ }^\circ\text{C}$ , график 2,  $\gamma_1 = 0,0236\text{ см}^{-1}$ .

В процессе данного эксперимента установка (рис. 6.3) дополнительно помещалась в замкнутое теплоизолированное пространство, в котором с помощью нагревателей поддерживалась заданная температура.

Коэффициент поглощения ЭМВ увеличился в 1,21 раза при росте температуры окружающей среды с  $24,8$  до  $50,1\text{ }^\circ\text{C}$  (в 2,02 раза). В соответствии с упрощенным выражением (6.15) рост  $\gamma$  должен быть прямо пропорционален увеличению  $T_0$ , однако с ростом температуры окружающей среды изменяются ТС объекта контроля. Так, теплопроводность невулканизированной резины с увеличением температуры окружающей среды на  $100\text{ }^\circ\text{C}$  увеличивается на 10 %, а температуропроводность наоборот уменьшается. Следовательно, на основании (6.14) и с учетом зависимости изменения ТС от температуры при увеличении температуры окружающей среды в 2,02 раза  $\gamma$  увеличится менее чем в 2 раза, что обусловлено изменением значений  $a$  и  $\lambda$  в (6.14).

Таким образом, выражение (6.14) может быть использовано в качестве расчетного соотношения при контроле радиопоглощающих покрытий путем тепловой диагностики их ТС.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Теплофизические исследования теплоизоляционных материалов имеют многочисленные приложения в системах технического диагностирования.

Для обеспечения теплозащиты космических аппаратов при проектировании прежде всего требуются данные по тепловым свойствам внешней теплозащиты и внутренней теплоизоляции аппарата, состоянию спецпокрытий и других конструктивных материалов. Для определения этих свойств необходима соответствующая методика и аппаратура.

В монографии описаны импульсные методы технического диагностирования материалов, позволяющие проводить натурные эксперименты. Приведены математические модели, описывающие процессы распространения тепла при действии линейного, криволинейного и точечного источников энергии. Эти математические модели использованы при разработке целого ряда способов для технического диагностирования материалов на основе определения их ТС. При этом уделено внимание сравнительному анализу чувствительности методов и оценке погрешностей определения ТС материалов.

Предложен класс устройств, позволяющих повысить точность и чувствительность преобразования температуры в электрические сигналы. Приведена методика определения скорости изменения температуры исследуемых материалов непосредственно в частотно-импульсном и цифровом виде.

На основании проведенного анализа дифференцирующих устройств разработан класс моделей, отличающихся от существующих повышенным быстродействием, помехозащищенностью и оперативностью диагностирования:

- с аналоговыми входными сигналами, а также частотно-импульсными или цифровыми;
- с частотно-импульсными входными и выходными сигналами;
- дифференцирующе-сглаживающие устройства первого и второго порядков с частотно-импульсными входными сигналами.

Предложен класс устройств, позволяющих повысить точность, быстродействие и помехозащищенность диагностирования тепловых свойств теплозащитных материалов. Разработаны новые структуры построения интегрирующих устройств с длительным временем интегрирования и расширенным диапазоном работы.

Разработаны средство технического диагностирования тепловых свойств и программное обеспечение, позволяющие реализовать предлагаемые методы решения обратной задачи теплопроводности при действии импульсного источника тепла на теплоизолированной поверхности испытуемого материала, а также в плоскости контакта материалов с разрывными коэффициентами. Показана возможность применения прогнозирования изменения значения теплопроводности материалов.

Получена зависимость коэффициента поглощения электромагнитной волны от тепловых и электрофизических параметров магнитоэлектрических и диэлектрических покрытий, которая может быть использована для их косвенного контроля и диагностики.

Разработанные способы определения тепловых свойств материалов, многообразие средств и приемов, повышающих точность и чувствительность преобразования температуры в электрические сигналы, последовательно реализуемая авторами концепция автоматизации теплофизических экспериментов на основе достижений электронной техники, разработка и создание средства технического диагностирования, осуществление контроля радиопоглощающих свойств покрытий на основе определения тепловых свойств диэлектриков имеют практическую значимость.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казаров, Ю.К. Принципы многоцветного использования космических аппаратов: концептуальные аспекты при авиационных происшествиях / Ю.К. Казаров, О.Н. Будадин, Т.Е. Троицкий-Марков // ВИНТИ, Проблемы безопасности полетов. – 2005. – Вып. 3. – С. 9 – 26.
2. Клюев, В.В. Неразрушающий контроль. Россия 1990 – 2000 гг. : справочник / В.В. Клюев и др. ; под ред. В.В. Клюева. – М. : Машиностроение, 2001.
3. Фесенко, А.И. Теоретические основы неразрушающего контроля теплофизических характеристик методом линейного источника тепла / А.И. Фесенко // Материалы IX научно-технической конференции ВНО ТВВАИУ. – Тамбов, 1988. – С. 142 – 145.
4. Лыков, А.В. Тепломассообмен : справочник / А.В. Лыков. – 2-е изд. – М. : Энергия, 1976. – 480 с.
5. Клебанов, М.Г. Неразрушающий экспресс-контроль теплофизических характеристик твердых материалов с использованием точечного источника тепла / М.Г. Клебанов, Т.А. Фесенко // Вестник Тамбовского государственного технического университета. – 2000. – Т. 6, № 2. – С. 208 – 220.
6. Клебанов, М.Г. Расчет температурного поля в плоскости контакта двух полуограниченных тел при действии точечного источника тепла / М.Г. Клебанов, И.Н. Ищук, А.И. Фесенко // Материалы Всерос. конференции. – Тамбов : ТВВАИУ, 1995. – С. 350 – 351.
7. Пехович, А.И. Расчет теплового режима твердых тел / А.И. Пехович, В.М. Жидких. – Л. : Энергия, 1976. – 362 с.
8. Ищук, И.Н. Измерение теплофизических свойств материалов при импульсном тепловом воздействии / И.Н. Ищук, Т.А. Фесенко // Вестник Тамбовского государственного технического университета. – 2000. – Т. 6, № 3. – С. 408 – 415.
9. Клебанов, М.Г. Способ неразрушающего экспресс-контроля при действии криволинейного источника тепла / М.Г. Клебанов, Т.А. Фесенко // Материалы Всероссийской научно-технической конференции. – Тамбов : ТВАИИ, 2000. – С. 301 – 303.
10. А. с. 774383 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 01 N 25/18. Способ определения теплофизических характеристик материалов / А.И. Фесенко и др. – № 2760924/18-25 ; заявл. 03.05.79.
11. Неразрушающие способы определения теплофизических характеристик материалов методом мгновенного источника тепла / Б.А. Арутюнов, И.М. Григоривкер, А.И. Фесенко, В.В. Штейнбрехер // Инженерно-физический журнал. – 1997. – Т. 70, № 6. – С. 888 – 894.

12. А. с. 1542231 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 01 N 25/18. Способ комплексного определения теплофизических характеристик материалов / А.И. Фесенко, В.В. Штейнбрехер. – № 4375246/31-25 ; заявл. 04.01.1988.
13. А. с. 1712849 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 01 N 25/18. Способ определения теплофизических характеристик материалов / Б.А. Арутюнов, Т.Я. Гораздовский, А.И. Фесенко, В.В. Штейнбрехер. – № 4802513/25 ; заявл. 15.03.90 ; опубл. 15.02.1992, Бюл. № 6.
14. А. с. 834480 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 01 N 25/18. Способ определения теплофизических характеристик материалов / А.И. Фесенко и др. – № 2757173/18-25 ; заявл. 24.04.79 ; опубл. 30.05.81, Бюл. № 20.
15. Пат. 2184952 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / И.Н. Ищук, Т.А. Фесенко, В.В. Обухов. – № 2000118987/25 ; заявл. 17.07.2000 ; опубл. 10.07.2002, Бюл. № 19.
16. Пат. 2149388 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / М.Г. Клебанов, А.И. Фесенко. – Опубл. 20.05.2000, Бюл. № 14.
17. Ищук, И.Н. Автоматическое устройство для контроля теплофизических характеристик твердых материалов / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2001. – № 4.
18. Пат. 2181199 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / М.Г. Клебанов, А.И. Фесенко. – № 99124387/28 ; заявл. 19.11.1999 ; опубл. 10.04.2002, Бюл. № 10.
19. Пат. 2179719 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / М.Г. Клебанов, А.И. Фесенко. – № 99124541/28 ; заявл. 22.11.1999 ; опубл. 20.02.2002, Бюл. № 5.
20. Пат. 2179717 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко. – № 99119654/25 ; заявл. 13.09.1999 ; опубл. 20.02.2002, Бюл. № 5.
21. Математика : большая энциклопедический словарь / гл. ред. Ю.В. Прохоров. – 3-е изд. – М. : Большая Российская Энциклопедия, 1998. – 848 с.
22. Пат. 2184953 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / И.Н. Ищук, Т.А. Фесенко, В.В. Обухов. – № 2000119082/25 ; заявл. 18.07.2000 ; опубл. 10.07.2002, Бюл. № 19.
23. Пат. 2255329 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ определения теплофизических свойств материалов / И.Н. Ищук, Ю.В. Чудинов, А.И. Фесенко. – № 2003136982 ; заявл. 22.12.2003 ; опубл. 27.06.05, Бюл. № 18.
24. Пат. 2149389 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко. – № 96120618 ; заявл. 08.10.1996 ; опубл. 20.05.2000, Бюл. № 14.
25. Фесенко, А.И. Метод определения теплофизических характеристик материалов при действии точечного источника тепла / А.И. Фесенко, И.Н. Ищук // Инженерно-физический журнал. – 2000. – Т. 73, № 2. – 18 с. – Деп. в ВИНТИ 31.08.99, № 2748-B99.
26. Ищук, И.Н. Способ неразрушающего контроля ТФХ материалов / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко // Повышение эффективности методов и средств обработки информации : материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Тамбов : ТВВАИУ, 1997. – С. 333 – 335.
27. Пат. 2150694 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко. – № 96120521 ; заявл. 08.10.1996 ; опубл. 10.06.2000, Бюл. № 16.
28. Пат. 2150695 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко. – № 96120614 ; заявл. 08.10.1996 ; опубл. 10.06.2000, Бюл. № 16.
29. Пат. 2149386 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / М.Г. Клебанов, А.И. Фесенко. – Опубл. 20.05.2000, Бюл. № 14.
30. Пат. 2149387 РФ, МКИ<sup>5</sup> G 01 N 25/18. Способ неразрушающего контроля теплофизических характеристик материалов / М.Г. Клебанов, А.И. Фесенко. – Опубл. 20.05.2000, Бюл. № 14.
31. А. с. 1728755 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 01 N 25/18. Способ определения теплофизических характеристик материалов / А.И. Фесенко, В.В. Штейнбрехер, С.С. Маташков. – № 4802971/25 ; заявл. 19.03.90 ; опубл. 23.04.1992, Бюл. № 15.
32. Фесенко, А.И. Частотно-импульсный метод определения теплофизических характеристик твердых материалов / А.И. Фесенко, С.С. Маташков // Инженерно-физический журнал. – 1998. – Т. 71, № 2. – С. 338.
33. Ищук, И.Н. Анализ чувствительности двухфакторных теплофизических измерений / И.Н. Ищук // Вестник Тамбовского государственного технического университета. – 2003. – Т. 9, № 2. – С. 186 – 195.
34. Ищук, И.Н. Многофакторные измерения при идентификации переменных на линиях неопределенности / И.Н. Ищук // Метрология. – 2003. – № 12. – С. 3 – 8.
35. Новицкий, П.В. Оценка погрешностей результатов измерений / П.В. Новицкий, И.А. Зограф. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – С. 183.
36. Фомин, С.А. Импульсный метод определения теплофизических характеристик материалов без нарушения их сплошности / С.А. Фомин, О.А. Петров, А.И. Вирозуб // Расчет конструкций подземных сооружений. – Киев, 1976. – С. 66 – 71.
37. Карпов, Р.Г. Техника частотно-импульсного моделирования / Р.Г. Карпов. – М. : Машиностроение, 1969. – С. 247.
38. Новицкий, П.В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П.В. Новицкий, В.Г. Кнорринг, В.С. Гутников. – Л. : Энергия, 1970. – 423 с.
39. А. с. 473065 СССР, МКИ G 01 K 7/20. Измерительный мост постоянного тока / В.В. Власов, А.И. Фесенко. – № 195974/26-21 ; заявл. 28.09.73 ; опубл. 05.06.1975, Бюл. № 21.
40. А. с. 609067 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 K 7/16. Устройство для измерения температуры / А.И. Фесенко, Г.В. Кондратьев, В.С. Борисюк. – № 2391175/18-10 ; заявл. 30.07.76 ; опубл. 30.05.1978, Бюл. № 20.
41. Фесенко, А.И. Цифровые устройства для определения теплофизических свойств материалов / А.И. Фесенко. – М. : Машиностроение, 1981. – 238 с.
42. Борисюк, В.С. Усилитель постоянного тока / В.С. Борисюк, А.И. Фесенко // Стандартизация и измерительная техника : межвуз. сб. – Красноярск : Красноярский политехн. ин-т, 1976. – Вып. 2. – С. 95 – 97.
43. А. с. 643120 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 K 7/02. Устройство для измерения меняющихся температур / А.И. Фесенко, Г.В. Кондратьев, В.С. Борисюк. – № 2414745/18-10 ; заявл. 25.10.76 ; опубл. 30.06.1978, Бюл. № 20.
44. А. с. 617690 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 K 7/02. Устройство для измерения температуры / А.И. Фесенко, Г.В. Кондратьев, В.С. Борисюк. – № 2414833/18-10 ; заявл. 25.10.76 ; опубл. 30.07.1978, Бюл. № 28.
45. Фесенко, А.И. Преобразователь температуры в широтно-импульсный сигнал / А.И. Фесенко, А.А. Ушаков // Известия вузов. Приборостроение. – 1977. – Т. XX, № 1. – С. 15 – 16.
46. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных приборах / В.С. Гутников. – Л. : Энергия, 1980. – 247 с.

47. А. с. 763895 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 N 7/50. Частотно-импульсное вычитающее устройство / А.И. Фесенко, Е.И. Глинкин. – № 2584295/18-24 ; заявл. 01.03.78 ; опубл. 15.09.1980, Бюл. № 34.
48. А. с. 708350 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 06 N 7/385. Частотно-импульсное вычитающее устройство / А.И. Фесенко, Е.И. Глинкин. – № 2554972/18-24 ; заявл. 09.12.77 ; опубл. 5.01.1980, Бюл. № 1.
49. Филипов, В. Применение композиционных материалов в авиастроении / В. Филипов // Зарубежное военное обозрение. – 1988. – С. 142 – 145.
50. Пат. 2265195 РФ, МПК<sup>7</sup> G 01 K 3/08, 7/20. Устройство для измерения разности температур / А.И. Фесенко. – № 2003126843/28 ; заявл. 1.09.2003 ; опубл. 27.11.2005, Бюл. № 33.
51. А. с. 74626 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 06 N 7/16. Аналоговое делительное устройство / А.И. Фесенко, Е.И. Глинкин. – № 2577959/18-24 ; заявл. 06.02.78 ; опубл. 30.06.1980, Бюл. № 24.
52. А. с. 920755 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 N 7/161. Множительное устройство / А.И. Фесенко. – № 2922743/18-24 ; заявл. 12.05.80 ; опубл. 15.04.1982, Бюл. № 11.
53. А. с. 894726 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 N 7/161. Четырехквadrантное множительное устройство / А.И. Фесенко. – № 2909939/18-24 ; заявл. 14.04.80 ; опубл. 30.12.1981, Бюл. № 48.
54. А. с. 721830 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 06 N 7/161. Время-импульсное делительное устройство / А.И. Фесенко. – № 2550322/18-24 ; заявл. 01.12.77 ; опубл. 15.03.1980, Бюл. № 10.
55. А. с. 721830 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 06 N 7/161. Время-импульсное делительное устройство / А.И. Фесенко. – № 2550322/18-24 ; заявл. 01.12.77 ; опубл. 15.03.1980, Бюл. № 10.
56. А. с. 920720 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 N 7/60. Устройство для вычисления отношения временных интервалов / А.И. Фесенко. – № 2931233/18-24 ; заявл. 28.05.80 ; опубл. 15.02.1982, Бюл. № 6.
57. Фесенко, А.И. Устройство с цифровым выходом для определения коэффициента теплопроводности материалов / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк // Приборы и техника эксперимента. – 1979. – № 5. – С. 269.
58. Прошин, Е.М. Частотно-импульсный преобразователь напряжения / Е.М. Прошин // Приборы и техника эксперимента. – 1965. – № 4. – С. 232–233.
59. Паламарюк, Г.О. Дисперсия ошибки частотно-импульсных вычислительных устройств замкнутого типа / Г.О. Паламарюк // Вычислительная техника : сб. науч. тр. вузов РСФСР. – Рязань, 1973. – Вып. I. – С. 93 – 97.
60. Лихарев, В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации / В.А. Лихарев. – М. : Сов. радио, 1973. – 456 с.
61. Мельников, А.А. Обработка частотных и временных импульсных сигналов / А.А. Мельников, А.Г. Рыжковский, Е.Ф. Трифионов. – М. : Энергия, 1976. – 133. с.
62. А. с. 928354 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 N 7/68. Умножитель частоты / А.И. Фесенко. – № 2931232/18-24 ; заявл. 28.05.1980 ; опубл. 15.05.1982, Бюл. № 18.
63. А. с. 902025 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 N 7/16. Умножитель частоты в  $n$  раз / А.И. Фесенко. – № 2886762/18-24 ; заявл. 22.02.1980 ; опубл. 30.01.1982, Бюл. № 4.
64. А. с. 849492 СССР, МКИ<sup>3</sup> H 03 N 23/00. Пересчетное устройство / А.И. Фесенко, Е.И. Глинкин. – № 2807648/18-21 ; заявл. 05.07.1979 ; опубл. 27.07.1981, Бюл. № 27.
65. А. с. 694805 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 N 25/18, G 01 K 17/00 . Устройство для измерения теплопроводности / А.И. Фесенко и др. – № 2624975/18-10 ; заявл. 07.06.78 ; опубл. 30.10.1979, Бюл. № 40.
66. А. с. 434289 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 L 21/12. Теплоэлектрический вакууметр / В.В. Власов, С.В. Груздев, Р.Г. Карпов, М.В. Кулаков, А.И. Фесенко. – № 1831260/18-10 ; заявл. 26.09.72 ; опубл. 30.06.1974, Бюл. № 24.
67. А. с. 595644 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 L 21/12. Теплоэлектрический вакууметр / А.И. Фесенко, Г.В. Кондратьев, В.С. Борисюк. – № 2348732/18-10 ; заявл. 16.04.76 ; опубл. 28.02.1978, Бюл. № 8.
68. Власов, В.В. Автоматическое устройство для теплофизических измерений твердых материалов / В.В. Власов, М.В. Кулаков, А.И. Фесенко. – Тамбов : ВНИИРТАМШ, 1972. – 160 с.
69. Власов, В.В. Определение теплофизической величины « $\lambda$ » для тел, имеющих форму неограниченной пластины и шара / В.В. Власов, А.И. Фесенко // Автоматизация химических производств на базе математического моделирования : тр. ТИХМа. – Тамбов, 1971. – Вып. 6. – С. 105 – 110.
70. Камья, Ф. Импульсная теория теплопроводности / Ф. Камья ; пер. с фр. под общ. ред. А.В. Лыкова. – М. : Энергия, 1972. – 272 с.
71. Коротков, П.А. Динамические контактные измерения тепловых величин / П.А. Коротков, Г.Е. Лондон. – Л. : Машиностроение, 1974. – 224 с.
72. Бессекерский, В.А. Электрические сглаживающие устройства / В.А. Бессекерский, С.Б. Востоков, Я.М. Цейтлин. – Л. : Судостроение, 1964. – 146 с.
73. Фесенко, А.И. Прибор с цифровым выходом для определения скорости изменения температуры / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк, Е.И. Глинкин // Известия вузов. Приборостроение. – 1979. – Т. 22, № 5. – С. 88 – 91.
74. А. с. 528459 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 K 7/02. Устройство для измерения и сигнализации скорости изменения температуры / А.И. Фесенко, А.А. Глушко. – № 2090473/10 ; заявл. 03.01.1975 ; опубл. 15.09.1976, Бюл. № 34.
75. А. с. 572662 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 K 7/02. Устройство для измерения и сигнализации скорости изменения температуры / А.И. Фесенко, Г.В. Кондратьев, В.С. Борисюк. – № 2348743/10 ; заявл. 16.04.1976 ; опубл. 15.09.1977, Бюл. № 34.
76. Дифференцирующее устройство для обработки частотной информации / Н.П. Сергеев, В.Ф. Тарасов, Н.Б. Заляпов, Г.А. Лызин // Известия вузов. Приборостроение. – 1975. – № 7. – С. 13 – 16.
77. Фесенко, А.И. Анализ погрешности быстродействующего дифференциального устройства для обработки частотной информации / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк // Известия вузов. Приборостроение. – 1976. – № 9. – С. 26 – 28.
78. А. с. 894729 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 G 7/64. Устройство для дифференцирования частотно-импульсных сигналов / А.И. Фесенко. – № 290441/18-24 ; заявл. 14.04.1980 ; опубл. 30.10.1981, Бюл. № 48.
79. А. с. 875400 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 06 G 7/18. Частотно-импульсное дифференцирующее устройство / А.И. Фесенко. – № 2888287/18-24 ; заявл. 27.02.1980 ; опубл. 23.10.1981, Бюл. № 39.
80. Фесенко, А.И. Частотно-импульсное дифференцирующее-сглаживающее устройство / А.И. Фесенко, И.Н. Ищук // Теория конфликта и ее приложения : материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Воронеж : ВГТА, 2000. – С. 15–16.
81. Фесенко, А.И. Устройство для определения коэффициента температуропроводности твердых материалов / А.И. Фесенко, В.Н. Чернышов // Известия вузов. Приборостроение. – 1979. – Т. 22, № 8. – С. 85 – 88.

82. А. с. 769417 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 N 25/18. Способ определения коэффициента температуропроводности материалов / А.И. Фесенко, В.Н. Чернышов. – № 2637604/18-25 ; заявл. 03.07.1978 ; опубл. 07.10.1980, Бюл. № 37.
83. Фесенко, А.И. Автоматический прибор с цифровым выходом для определения коэффициента температуропроводности твердых материалов / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк, Е.И. Глинкин // Известия вузов. Приборостроение. – 1981. – Т. XXIV, № 8. – С. 11 – 15.
84. Фесенко, А.И. Автоматическое устройство с цифровым выходом для определения объемного теплопоглощения материалов / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк, Ю.Н. Менчев // Известия вузов. Приборостроение. – 1977. – Т. XX, № 6. – С. 122 – 125.
85. А. с. 703835 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 06 G 7/18. Устройство для интегрирования электрических сигналов / А.И. Фесенко. – № 2544812/18-24 ; заявл. 18.11.1977 ; опубл. 05.05.1980, Бюл. № 17.
86. Фесенко, А.И. Устройства для интегрирования сигналов с автоматической коррекцией нулевого уровня и с расширенным динамическим диапазоном / А.И. Фесенко, М.Г. Клебанов, И.Н. Ищук // Математическое моделирование информационных и технологических систем : сб. науч. тр. – Воронеж : ВГТА, 2000. – С. 159 – 160.
87. Фесенко, А.И. Автоматическое устройство с цифровым выходом для определения термодинамической энтальпии и средней теплоемкости материалов / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк, Ю.Н. Менчев // Приборы и техника эксперимента. – 1977. – № 2. – С. 253.
88. Борисюк, В.С. Усилитель медленно меняющихся электрических сигналов / В.С. Борисюк, А.И. Фесенко // Автоматизация химических производств на базе математического моделирования : тр. ТИХМа. – Тамбов, 1975. – Вып. 64. – С. 129 – 131.
89. Фесенко, А.И. Автоматическое устройство с цифровым выходом для определения средней теплоемкости материалов / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк, Ю.Н. Менчев // Измерительная техника. – 1978. – № 3. – С. 63.
90. Фесенко, А.И. Автоматическое устройство с цифровым выходом для определения коэффициента линейного расширения материалов / А.И. Фесенко, В.С. Борисюк, Ю.Н. Менчев // Приборы и техника эксперимента. – 1979. – № 5. – С. 269.
91. Фесенко, А.И. Автоматическое устройство для определения теплофизических характеристик материалов / А.И. Фесенко, С.С. Маташков, В.В. Штейнбрехер // Повышение эффективности средств обработки информации на базе математического и машинного моделирования : материалы II Всесоюз. конф. – Тамбов : ТВВАИУ, 1991. – 360 с.
92. Рогельберг, И.Л. Сплавы для термпар : справочник / И.Л. Рогельберг, В.М. Бейлин. – М. : Металлургия, 1983. – 360 с.
93. Ищук, И.Н. Методика проектирования измерительно-вычислительной системы контроля свойств твердых материалов / И.Н. Ищук // Сборник научно-технических материалов / Тамбовский ВАИИ. – Тамбов, 2002. – № 15.
94. Ищук, И.Н. Термозонд для неразрушающего контроля теплофизических свойств материалов / И.Н. Ищук, Ю.В. Чудинов // Измерение, контроль, информатизация : материалы IV междунар. науч.-техн. конф. (19 – 21 мая 2003 г.). – Барнаул : Алтайский ГТУ, 2003. – С. 208 – 211.
95. Чудинов, Ю.В. Неразрушающий контроль теплофизических свойств теплоизоляционных аэрокосмических материалов / Ю.В. Чудинов, И.Н. Ищук, А.И. Фесенко // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. – № 7. – С. 2 – 6.
96. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ 2005611892. Программный комплекс для проведения теплофизического эксперимента по исследованию теплофизических свойств материалов / И.Н. Ищук, Ю.В. Чудинов. – № 5005611333 ; заявл. 8.06.2005 ; зарег. в Реестре программ для ЭВМ 12.07.2005.
97. Ижикеев, В. TVicHW32 Frequently Asked Questions / В. Ижикеев. – Режим доступа к сайту: <http://www.entechtaiwan.com/tools.htm>.
98. Тартаковский, Д.Ф. Метрология, стандартизация и технические средства измерений : учебник для вузов / Д.Ф. Тартаковский, А.С. Ястребов. – М. : Высшая школа, 2002. – 205 с.
99. Гурьев, В.В. Тепловая изоляция в промышленности. Теория и расчет / В.В. Гурьев, В.С. Жолудов, В.Г. Петров-Денисов. – М. : Стройиздат, 2003. – 416 с.
100. Кирьянов, Д.В. Самоучитель MathCAD 2001 / Д.В. Кирьянов. – СПб. : БХВ-Петербург, 2001. – 544 с.
101. Ищук, И.Н. Диагностирование теплофизических свойств материалов на основе принципа регуляризации / И.Н. Ищук, А.И. Фесенко // Вестник Тамбовского ВВАИУРЭ (ВИ). – 2006. – № 2. – С. 60 – 65.
102. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебник для вузов / В.И. Нефедов [и др.] ; под ред. В.И. Нефедова. – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.
103. Зейдель, А.Н. Элементарные оценки ошибок измерений / А.Н. Зейдель. – Л., 1968.
104. Тепловой метод неразрушающего контроля изделий / О.Н. Будадин, А.И. Потапов, В.И. Колганов и др. – М. : Наука, 2002. – 476 с.
105. Самойлович, А.Г. Термоэлектрические и термомагнитные методы превращения энергии : конспект лекций / А.Г. Самойлович. – М. : Издательство ЛКИ, 2007. – 224 с.
106. Хиппель, А.Р. Диэлектрики и волны / А.Р. Хиппель. – М. : Иностранная литература, 1960. – 464 с.
107. Браун, В. Диэлектрики / В. Браун. – М. : Иностранная литература, 1961. – 326 с.
108. Орешкин, П.Г. Физика полупроводников и диэлектриков / П.Г. Орешкин. – М. : Высшая школа, 1977. – 448 с.
109. Ландау, Л.Д. Электродинамика сплошных сред / Л.Д. Ландау, Е.Н. Лифшиц. – М. : Гостехиздат, 1957. – 532 с.
110. Богородицкий, М.П. К вопросу об электропроводности твердых диэлектриков / М.П. Богородицкий, И.Д. Фридберг // Физика твердого тела. – 1969. – Т. 3, № 3. – С. 680 – 683.
111. Желудев, И.С. Электрические кристаллы / И.С. Желудев. – М. : Наука, 1979. – 200 с.
112. Ландау, Л.Д. Теоретическая физика. В 10 т. Т. VII : Теория упругости : учеб. пособие / Л.Д. Ландау, Е.Н. Лифшиц. – 4-е изд., испр. и доп. – М. : Наука, 1987. – 248 с.
113. Физика. Большой энциклопедический словарь / гл. ред. Ю.В. Прохоров. – 4-е изд. – М. : Большая Российская Энциклопедия, 1998. – 944 с.
114. Чудновский, А.Ф. Теплофизические характеристики дисперсных материалов / А.Ф. Чудновский. – М. : Физматгиз, 1962. – 456 с.

115. Пат. 2300743 РФ, МПК G 01 K 7/02. Устройство для измерения и сигнализации скорости изменения температуры / А.И. Фесенко, И.Н. Ищук, Ю.В. Чудинов. – № 206102823/28 ; заявл. 31.01.2006 ; опубл. 10.06.2007, Бюл. № 16.

116. Пат. 2311621 РФ, МПК G 01 K 3/08, 7/20. Устройство для измерения разности температур / А.И. Фесенко, И.Н. Ищук, Ю.В. Чудинов. – № 206104271/28 ; заявл. 13.02.2006 ; опубл. 27.11.2007, Бюл. № 33.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ .....	3
1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ МЕТОДАМИ МГНОВЕННОГО И ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКОВ ТЕПЛА .....	6
1.1. Температурные поля в полуграниченных телах при действии линейного источника тепла .....	6
1.2. Температурные поля в полуграниченных телах при действии точечного и криволинейного источников тепла .....	9
1.3. Способы определения тепловых свойств материалов при регистрации абсолютных значений температуры .....	12
1.4. Способы определения тепловых свойств материалов при регистрации интегральных значений температуры .....	23
1.5. Способы определения тепловых свойств материалов при многоимпульсном тепловом воздействии .....	31
1.6. Анализ чувствительности импульсных методов определения тепловых свойств материалов .....	38
1.7. Оценка погрешностей определения тепловых свойств материалов .....	46
2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ .....	53
2.1. Устройства для определения разностных значений температур, представленных в частотных формах .....	53
2.2. Устройства для определения теплопроводности материалов с аналоговыми и широтно-импульсными входными сигналами .....	60
2.3. Устройство с цифровым выходом и промежуточным преобразованием переменных параметров эксперимента в частотно-импульсную форму .....	70
2.4. Устройство для определения теплопроводности материалов методами мгновенного и импульсного источников тепла .....	80
3. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ИССЛЕДУЕМЫХ МАТЕРИАЛОВ .....	90
3.1. Устройство для определения скорости изменения температуры методом конечных приращений .....	90
3.2. Дифференцирующие устройства с аналоговым входным сигналом и частотно-импульсным выходом .....	94
3.3. Дифференцирующее устройство с частотно-импульсными входными и выходными сигналами .....	96
3.4. Дифференцирующе-сглаживающие устройства первого и второго порядков .....	109
3.5. Устройство для определения знака первой производной .....	112
4. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРОПРОВОДНОСТИ, ТЕПЛОЕМКОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА ЛИНЕЙНОГО РАСШИРЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ .....	114
4.1. Устройства для определения температуропроводности материалов .....	114
4.2. Устройства с цифровым выходом для определения объемного теплопоглощения и средней теплоемкости материалов .....	125
4.3. Устройство с цифровым выходом для определения коэффициента линейного расширения материалов .....	139
4.4. Устройство для комплексного определения тепловых	143



свойств твердых материалов .....	
5. СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ .....	149
5.1. Методика разработки средств технического диагности- рования тепловых свойств материалов .....	150
5.2. Программно-аппаратное устройство для комплексного определения тепловых свойств материалов .....	160
5.3. Прогноз изменения теплопроводности материалов при продолжительной эксплуатации .....	171
5.4. Оценка надежности систем тепловой защиты при дли- тельной эксплуатации .....	173
6. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ .....	178
6.1. Механизм поглощения электромагнитных полей в ди- электриках .....	178
6.2. Зависимость коэффициента поглощения электромагнит- ной волны от тепловых свойств диэлектрика .....	181
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	187
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	189