

В. Л. Козлов

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ДАТЧИКИ

Конспект лекций
по одноименному спецкурсу
для студентов специальности
G 31 04 02 «РАДИОФИЗИКА»

МИНСК, БГУ
2005

УДК 621.382.4(075.83)
ББК 72р.я73
М54

Рецензенты:
доктор физико-математических наук, профессор
кандидат технических наук,

Рекомендовано к изданию
редакционно-издательским советом
Белгосуниверситета

Козлов В. Л.
XX_ Оптоэлектронные датчики: Конспект лекций по одноименному спецкурсу
для студ. спец. G 31 04 02 «РАДИОФИЗИКА» – Мн.: Белгосуниверситет, 2005. – 116 с.

Рассмотрены классификация, принципы действия, конструкция, параметры и характеристики оптоэлектронных и волоконно-оптических датчиков. Анализируется влияние различных факторов на характеристики датчика. Приводятся принципиальные схемы построения электронных и оптических датчиков с использованием современных микросхем для решения различных промышленных, технологических и медицинских задач.

Данный конспект является дополнением к курсу «Оптоэлектроника» и может быть использован студентами при выполнении учебно- и научно-исследовательских, курсовых, дипломных и магистерских работ. Издание может быть полезно аспирантам физических специальностей вузов, преподавателям и научным работникам.

УДК 621.382.4(075.83)
ББК 72р.я73

ВВЕДЕНИЕ

Развитие микроэлектроники, лазерной и компьютерной техники создало условия для широкой автоматизации самых разнообразных процессов в промышленности и технологиях, в научных исследованиях, в медицине, в быту. Однако реализация этих условий в значительной степени определяется возможностями устройств для получения информации о регулируемом процессе, исследуемом параметре или явлении. Такие устройства, называются датчиками или «сенсорами» (от англ. *sence*—ощущать, воспринимать). «Сенсоризация» производственной и научной деятельности, т.е. замена органов чувств человека на датчики, может рассматриваться в качестве третьей промышленной революции вслед за первыми двумя – машинно-энергетической и информационно-компьютерной. Потребность в датчиках стремительно растет в связи с быстрым развитием автоматизированных систем контроля и управления, внедрением новых технологий и переходом к гибким автоматизированным производствам. Для использования в этих системах датчики, помимо высоких метрологических характеристик, должны обладать высокой надежностью, долговечностью, стабильностью, малыми габаритами, массой и энергопотреблением, совместимостью с микроэлектронными и компьютерными устройствами обработки информации, низкой себестоимостью. В наибольшей степени, по сравнению с другими типами датчиков, этим критериям удовлетворяют оптико-электронные датчики, описанию которых посвящена данная книга. Автор по мере возможности попытался отразить современный уровень развития техники построения оптико-электронных датчиков, информация о новейших достижениях которых содержится главным образом в журнальных статьях и материалах конференций. Значительное внимание уделяется волоконно-оптическим датчикам, как самостоятельному и быстро прогрессирующему направлению техники измерительных преобразователей. Приводятся классификация, принципы действия, конструкция, параметры, а также схемы построения электронных и оптических датчиков с использованием современных микросхем для решения различных промышленных, технологических и медицинских задач.

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАТЧИКОВ

Лекция 1

Техника конструирования и применения датчиков, или, как ее можно кратко назвать, «сенсорика», за последние годы развилась в самостоятельную ветвь измерительной техники. С ростом автоматизации к датчикам физических параметров стали предъявляться все более высокие требования. При этом наряду с высокими метрологическими характеристиками особое значение придается следующим показателям: миниатюрность (возможность встраивания), дешевизна (серийное производство), эксплуатационная устойчивость и механическая прочность.

По структурному построению автоматизированные измерительные системы на основе различных типов датчиков напоминают такие биологические системы, как, например, человек. На рис. 1 проведена аналогия между человеком и технической измерительной системой (автоматом) [1] по способам получения сигналов, их обработки и накопления, а также по преобразованию информации, полученной от датчиков. Органам чувств человека соответствуют в автоматах (или роботах) датчики, а функции активных органов выполняются исполнительными устройствами. Аналогом мозга как центрального устройства для обработки сигналов служит процессор ПЭВМ с ее системой памяти.

К датчикам относятся все основные узлы электронной схемы для измерения неэлектрических величин, расположенные непосредственно у контролируемого объекта и подвергающиеся воздействию измеряемых величин. Необходимость преобразования измеряемой неэлектрической величины в адекватный ей электрический сигнал послужила основанием для введения термина «измерительный преобразователь», который часто используется одновременно либо вместо термина «датчик». Типичная структура воспринимающей системы с получением, обработкой и преобразованием сигнала на основе «измерительного преобразователя» или «датчика» представлена на рис. 2. В датчике происходит двойное преобразование: с начала оптический поток Φ преобразуется в температуру T (первичный процесс); затем нагрев T изменяет сопротивление R (вторичный процесс); изменение сопротивления R преобразуется с помощью измерительного моста в напряжение U , усиливается, линеаризуется, компенсируется и поступает на выход системы в аналоговом или после АЦП в цифровом виде.

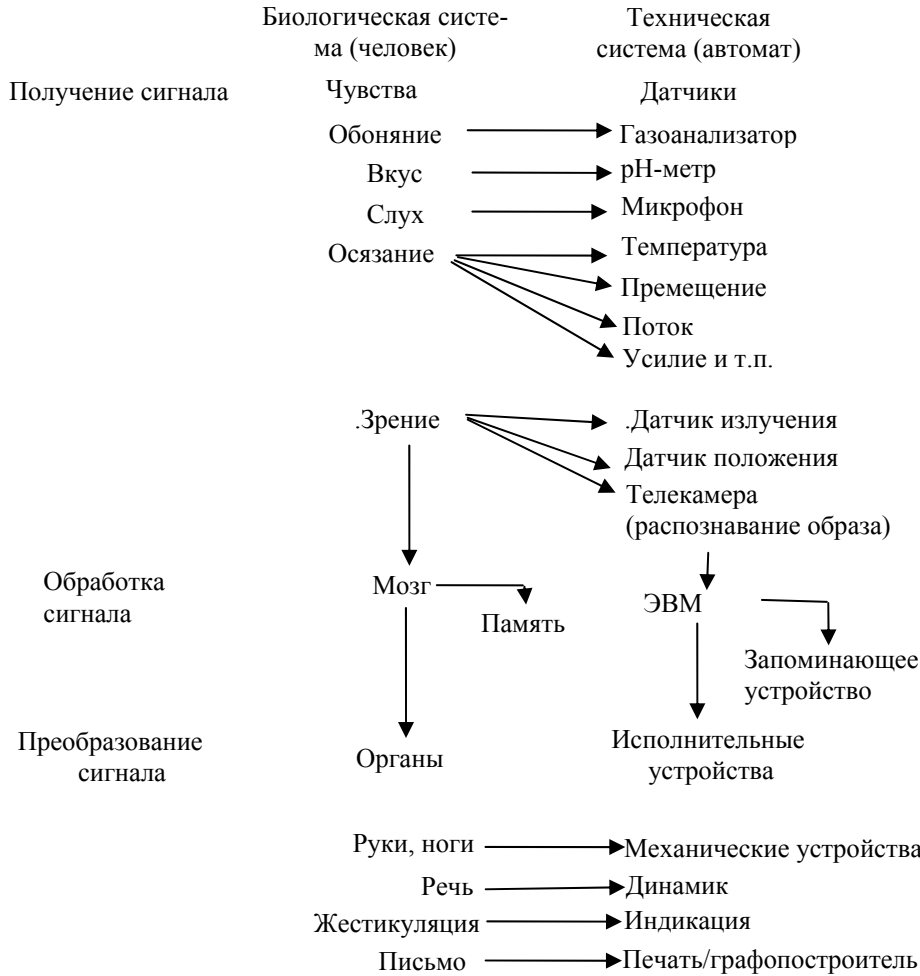


Рис. 1. Аналогия между процессами получения, обработки и преобразования сигналов в биологических (человек) и технических (автомат) системах.

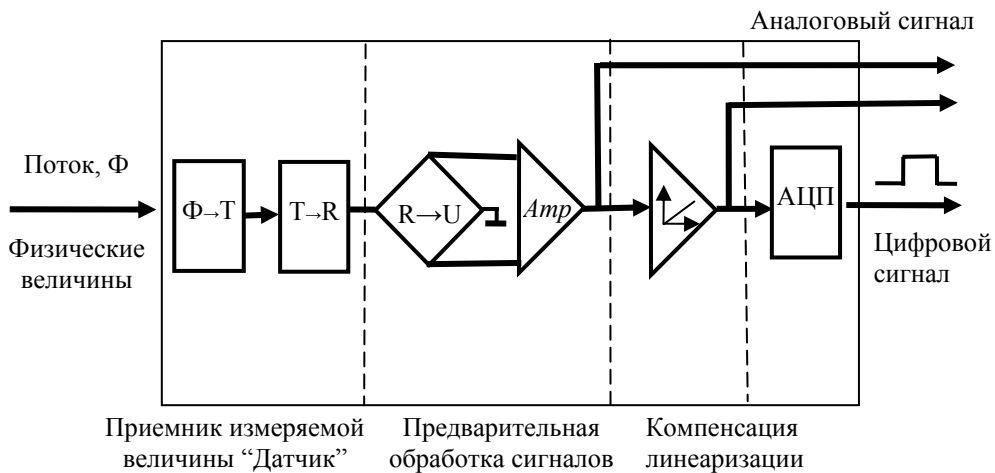


Рис. 2. Устройство воспринимающей системы с получением, обработкой и преобразованием сигнала: $\Phi \rightarrow T$ – первичный процесс; $T \rightarrow R$ – вторичный процесс; $R \rightarrow U$ – измерительный мост, согласование сигналов; Amp – усилитель.

Основные положения. Физическая величина m , характеризующая объект измерений (температура, давление и др.), называется измеряемой величиной. Совокупность операций, направленных на установление численного значения физической величины, составляет процесс измерения. Если при измерении используются электронные средства обработки сигнала, необходимо сначала преобразовать измеряемый параметр в эквивалентную электрическую величину, причем как можно точнее. Это значит, что полученная электрическая величина должна содержать всю информацию об измеряемом параметре. Датчик – это устройство, которое, подвергаясь воздействию физической измеряемой величины, выдает эквивалентный сигнал, обычно электрической природы (заряд, ток, напряжение или импеданс), являющийся функцией измеряемой величины:

$$s = F(m) \quad (1)$$

Здесь s выходная величина датчика, а m – входная величина (рис. 3).

Измерив значение S , можно определить тем самым значение m (рис.4). Соотношение $S = F(m)$ выражает в общей теоретической форме физические законы, положенные в основу работы датчиков. Будучи выраженными численно, эти законы определяют выбор конструкций (геометрии и размеров) и материалов для их изготовления, допустимые характеристики окружающей среды, при которых датчики могут работать, и условия применения. Для всех датчиков характеристика преобразования – соотношение $S = F(m)$ – в численной форме определяется экспериментально в результате градуировки, при проведении которой для ряда точно известных значений m измеряют соответствующие значения s , что позволяет построить градуировочную кривую (рис. 4). Из этой кривой для всех полученных в результате измерения значений S_i можно найти соответствующие значения искомой величины m_i .

Для удобства измерений датчик стараются построить или, по крайней мере, использовать таким образом, чтобы существовала линейная зависимость между малыми приращениями выходной Δs и входной Δm величин:

$$\Delta S = S \Delta m \quad (2)$$

Здесь S – чувствительность датчика.

Важнейшей проблемой при проектировании и использовании датчика является обеспечение постоянства чувствительности, которая должна как можно меньше зависеть от значений m (предопределяя линейность характеристики преобразования) и частоты их изменений, от времени и от воздействия других физических величин, характеризующих не сам объект, а его окружение (они называются влияющими на результаты измерений величинами).

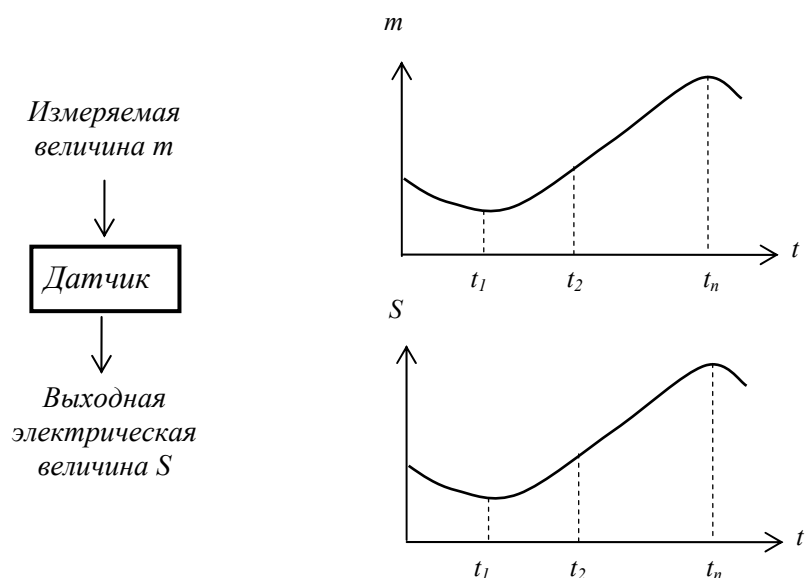


Рис. 3. Пример изменения во времени измеряемой величины m и соответствующей реакции датчика S

Датчик с точки зрения вида сигнала на его выходе может быть активным – генератором, выдающим заряд, напряжение или ток, – либо пассивным, с выходным сопротивлением, индуктивностью или емкостью, изменяющимися соответственно входной величине. Различие между активными и пассивными датчиками обусловлено их эквивалентными электрическими схемами, отражающими фундаментальные отличия в природе используемых в датчиках физических явлений.

Электрический сигнал – это переменная составляющая тока или напряжения, которая несет информацию, связанную с измеряемой величиной; амплитуда и частота сигнала должны быть непосредственно связаны с амплитудой и частотой измеряемой величины. Активный датчик является источником непосредственно выдаваемого электрического сигнала, а измерение изменений параметров импеданса пассивного датчика производится косвенно, по изменению тока или напряжения в результате его обязательного включения в схему с внешним источником питания. Электрическая схема, непосредственно связанная с пассивным датчиком, формирует его сигнал, и, таким образом, совокупность датчика и этой электрической схемы является источником электрического сигнала.

1.1. Активные датчики.

Принцип действия активного датчика основан на том или ином физическом явлении, обеспечивающем преобразование соответствующей измеряемой величины в электрическую форму энергии. Наиболее важные

из этих физических явлений указаны в табл. 1, а принципы их технической реализации иллюстрируют схемы на рис. 4 [2].

Таблица 1

Физические эффекты, используемые для построения активных датчиков

Измеряемая величина	Используемый эффект	Выходная величина
Температура	Термоэлектрический эффект	Напряжение
Поток оптического излучения	Пироэлектрический эффект Внешний фотоэффект Внутренний фотоэффект в полупроводнике с р-п переходом Фотоэлектромагнитный эффект	Заряд Ток Напряжение Напряжение
Сила, давление, ускорение	Пьезоэлектрический эффект	Заряд
Скорость	Электромагнитная индукция	Напряжение
Перемещение	Эффект Холла	Напряжение

Датчик, реализующий термоэлектрический эффект, – термопара – содержит два проводника M_1 и M_2 различной химической природы (рис. 4,а). Их спай, находящиеся при температурах T_1 и T_2 , являются местом возникновения термо-э.д.с. $e(T_1, T_2)$. Термо-э.д.с. e пропорциональна измеряемой температуре T_1 , когда температура T_2 известна (соответствующий нерабочий, спай термопары помещен в среду с постоянной температурой, равной, например, 0°C).

В датчике с *пироэлектрическим эффектом* определенные кристаллы, называемые пироэлектриками (например, триглицинсульфата), испытывают спонтанную электрическую поляризацию, зависящую от их температуры, и на двух противоположных поверхностях появляются электрические заряды противоположных знаков, пропорциональные этой поляризации (рис. 4,б). Поглощенный кристаллом поток излучения приводит к росту его температуры и к соответствующему изменению поляризации, которое измеряется по изменению напряжения на зажимах конденсатора.

В датчике с *пьезоэлектрическим эффектом* изменение механического напряжения в кристалле пьезоэлектрика, например, кварца, приводит к деформации, вызывающей появление на противоположных поверхностях кристалла одинаковых по величине электрических зарядов противоположного знака (рис. 4,в). Таким образом, измерение силы или приводимых к ней величин (давление, ускорение) осуществляется измерением напряжения между зажимами пьезоэлектрика.

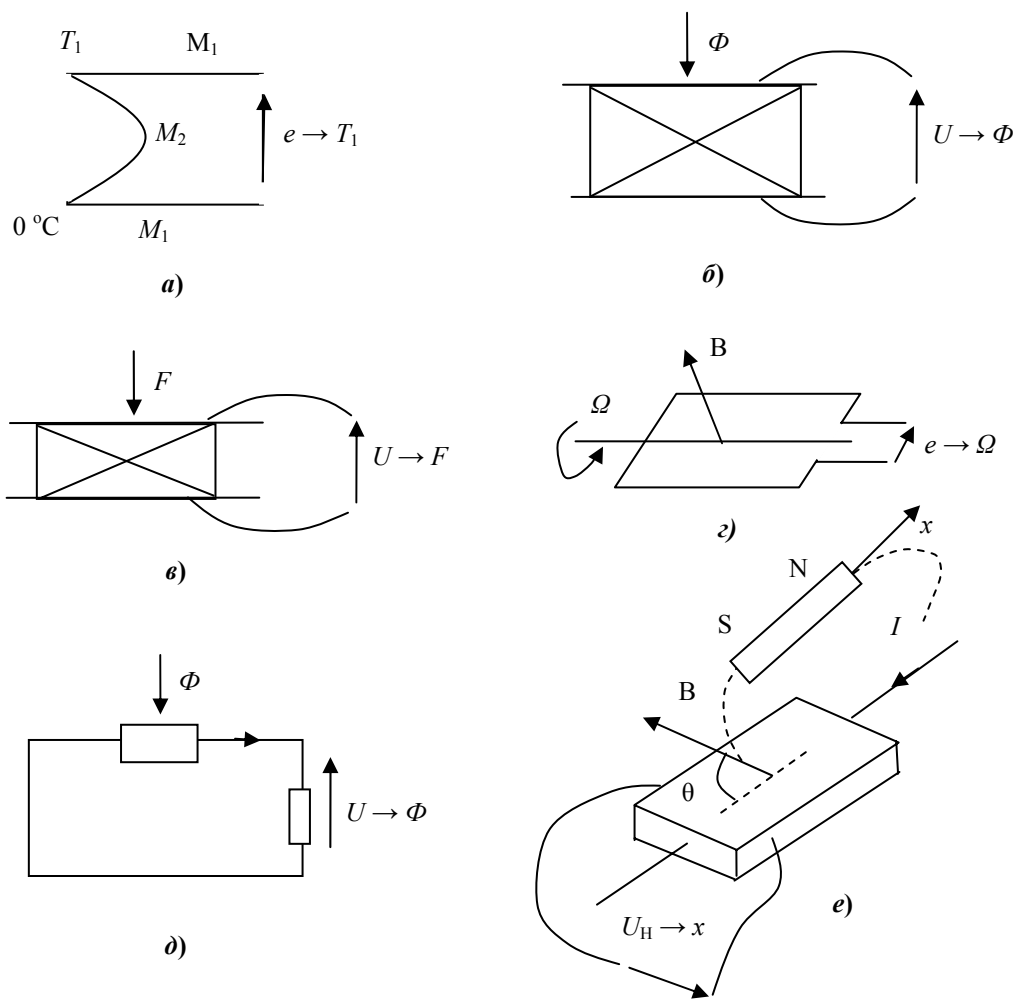


Рис.4. Примеры использования физических явлений для построения активных датчиков. Эффекты: *a* – термоэлектрический; *б* – пьезоэлектрический; *в* – пьезоэлектрический; *г* – электромагнитной индукции; *д* — фотоэлектрический; *е* — Холла.

В датчике, использующем явление электромагнитной индукции, при перемещении проводника в постоянном электромагнитном поле возникает э.д.с., пропорциональная магнитному потоку и, следовательно, скорости его перемещения (рис. 4,г). Аналогичным образом, когда замкнутый контур подвергается воздействию переменного магнитного потока при перемещении в поле самого контура или источника поля (например магнита), индуцированная в контуре э.д.с., равна по величине (и противоположна по знаку) скорости изменения магнитного потока. Таким образом, измерение э.д.с. электромагнитной индукции позволяет определить скорость перемещения объекта, механически связанного с подвижным элементом подобного датчика.

В датчиках используются и фотоэлектрические эффекты, различные по своим проявлениям, но объединенные общей причиной их воз-

никновения – освобождением электрических зарядов в веществе под действием светового или, в более общем смысле, электромагнитного излучения, длина волны которого меньше некоторого порогового значения, являющегося характеристикой чувствительного материала (рис. 4,д).

Вакуумный фотоэлемент с внешним фотоэффектом. Освобожденные в нем фотоэлектроны покидают освещенный фотокатод и образуют пропорциональный освещенности ток, текущий к аноду под действием приложенного электрического поля.

Полупроводниковый фотодиод с внутренним фотоэффектом. Электроны и дырки, освобожденные в окрестностях освещенного *p-n*-перехода в полупроводнике, перемещаясь под действием электрического поля, вызывают изменение напряжения на границах полупроводника.

Датчик на основе фотоэлектромагнитного эффекта. Приложение магнитного, поля, перпендикулярного падающему излучению, вызывает в освещенном полупроводнике появление электрического напряжения в направлении по нормали к полю и падающему излучению.

Фотоэлектрические эффекты являются основой фотометрии и обеспечивают передачу информации, носителем которой является свет.

Датчик на основе эффекта Холла. При пропускании электрического тока через образец (пластину) полупроводника, находящийся в однородном магнитном поле (вектор магнитной индукции B составляет угол θ с направлением тока I), в направлении, перпендикулярном полю, возникает э.д.с. U_H :

$$U_H = K_H IB \sin \theta \quad (3)$$

где K_H , зависит от типа проводимости и размеров пластины (рис. 4,е).

Датчик Холла используют для измерения перемещений x объектов, а также величин, преобразуемых в перемещения, например давления. Постоянный магнит датчика механически связывают с объектом, и при смещении магнита пропорционально изменяется выходное напряжение датчика (ток при этом постоянен).

1.2. Пассивные датчики

В пассивных датчиках некоторые параметры выходного импеданса могут меняться под воздействием измеряемой величины. Импеданс датчика, с одной стороны, обусловлен геометрией и размерами его элементов, а с другой стороны – свойствами материалов: удельным сопротивлением ρ , магнитной проницаемостью μ и диэлектрической постоянной ϵ . Изменения импеданса могут быть, таким образом, вызваны воздействием измеряемой величины либо на геометрию и размеры элементов

датчика, либо на электрические и магнитные свойства его материала, либо, что реже, на то и на другое одновременно.

Деформация является результатом действия силы (или величины, с ней связанной, – давления, ускорения) на чувствительный элемент датчика. Изменение импеданса датчика, вызванное деформацией чувствительного элемента, вызывает изменение соответствующего электрического сигнала в специальной измерительной схеме, в которую этот датчик включают.

Электрические свойства материала и состояние чувствительного элемента датчика зависят от переменных физических величин: температуры, давления, влажности, освещенности и т.д. Если меняется только одна из величин, а остальные поддерживаются постоянными, то можно оценить существующее однозначное соответствие между значениями этой величины и импедансом датчика. Это соответствие описывается градуировочной кривой. Зная градуировочную кривую, по результатам измерения импеданса можно определить соответствующее значение измеряемой величины.

Таблица 2.

Физические принципы преобразования величин и материалы, используемые для построения пассивных датчиков

Измеряемая величина	Электрическая характеристика, изменяющаяся под действием измеряемой величины	Тип используемых материалов
Температура	Сопротивление	Металлы (платина, никель, медь), полупроводники
Сверхнизкие температуры	Диэлектрическая проницаемость	Стекло, керамика
Поток оптического излучения	Сопротивление	Полупроводники
Деформация	Сопротивление	Сплавы никеля, легированный кремний
Перемещение	Магнитная проницаемость Сопротивление	Ферромагнитные сплавы Магниторезистивные материалы: висмут, антимонид индия
Влажность	Сопротивление Диэлектрическая проницаемость	Хлористый литий, окись алюминия, полимеры
Уровень	Диэлектрическая проницаемость	Жидкие изоляционные материалы

В табл. 2 указан ряд физических эффектов, связанных с преобразованием значений электрических характеристик пассивных датчиков. Среди них нужно отметить резистивные датчики. Импеданс пассивного датчика

и его изменения можно измерить не иначе, как включая датчик в специальную электрическую схему, содержащую источник питания и схему формирования сигнала. Наиболее часто используются измерительные схемы следующих видов:

- потенциометрическая схема, содержащая соединенные параллельно источник напряжения и датчик-потенциометр;
- мостовая схема, разбаланс которой характеризует изменение импеданса датчика;
- колебательный контур, включающий в себя импеданс датчика (при этом контур является частью генератора колебаний и определяет его частоту);
- операционный усилитель, в котором импеданс датчика является одним из элементов, определяющим коэффициент усиления.

Выбор схемы формирования сигнала является важным этапом в реализации измерений, от которого зависят метрологические характеристики измерительных комплексов в целом – погрешность, чувствительность, линейность, невосприимчивость к влиянию определенных величин.

1.3. Комбинированные датчики

При измерениях некоторых неэлектрических величин не всегда удастся преобразовать их непосредственно в электрическую величину. В этих случаях осуществляют двойное преобразование исходной (первичной) измеряемой величины – в промежуточную неэлектрическую величину, которую преобразуют затем в выходную электрическую величину. Совокупность двух соответствующих измерительных преобразователей образует комбинированный датчик (рис. 5). Подобные преобразования удобны для измерения механических величин, вызывающих в первичном преобразователе деформацию или перемещение выходного элемента, к которым чувствителен вторичный преобразователь.



Рис. 5. Блок-схема комбинированного датчика.

Давление, например, можно измерить с помощью мембраны, служащей первичным преобразователем, деформация которой преобразуется в электрическую величину датчиком, реагирующим на механическое сме-

щение. Так, мембрана электродинамического микрофона является первичным преобразователем, деформация которой, вызванная воздействием акустического давления, преобразуется в соответствующий электрический сигнал.

1.4. Влияющие величины

Датчик в определенных условиях эксплуатации может подвергаться воздействию не только измеряемой величины, но и других физических величин, именуемых влияющими, к которым чувствителен датчик. Вариации этих паразитных воздействий могут привести к изменениям выходного электрического сигнала датчика, и появлению соответствующей погрешности измерений.

Основными физическими величинами, влияющими на погрешность датчиков, являются:

- температура, которая изменяет электрические и механические характеристики датчика, а также размеры составляющих его деталей;
- давление, ускорение и вибрации, вызывающие в определенных элементах датчиков деформации и напряжения, изменяющие их чувствительность;
- влажность, которая может вызвать изменение определенных электрических характеристик элементов, таких, как диэлектрическая проницаемость и удельное сопротивление;
- постоянное или переменное магнитное поле, индуцирующее в проводниках э.д.с., которая накладывается на полезный сигнал, и изменяющее электрические характеристики некоторых чувствительных элементов, например, удельное сопротивление магниторезисторов;
- изменение параметров напряжения питания – его амплитуды и частоты.

Если обозначить величины, влияющие на датчик, $g_1, g_2 \dots$, то связь между выходным электрическим сигналом s и измеряемой величиной m , которая в идеальном случае выражается, как $s = F(m)$ преобразуется к виду

$$s = F(m, g_1, g_2 \dots) \quad (4)$$

Для того чтобы в этом случае определить измеряемую величину по выходному сигналу датчика, без внесенной влияющими величинами погрешности, необходимо:

- либо снизить значения влияющих величин соответствующей защитой датчика, используя, например, антивибрационное основание, магнитные экраны и др.;

- либо стабилизировать влияющие величины и градуировать датчик для этих условий, используя, например, термостат, источник стабилизированного напряжения питания и др.;
- либо использовать такую схему, которая позволила бы скомпенсировать влияние паразитных величин, например, мост Унтстона с двумя одинаковыми датчиками, один из которых предназначен для измерений, а второй – для компенсации погрешности, вызванной влияющими факторами.

Лекция 2

Единственными измеряемыми величинами, значения которых достаточно точно известны, являются величины, воспроизводимые эталонами. Значения всех других измеряемых величин становятся известными только после обработки результатов измерений с помощью измерительной схемы. Воздействие на датчик определяется истинным значением измеряемой величины, но экспериментатор воспринимает только общую реакцию всей измерительной цепи; эта реакция, выраженная в единицах измеряемой величины, и есть ее измеренное значение. Разность между измеренным и истинным значениями величины называется погрешностью измерения; она возникает из-за несовершенств измерительной цепи, в которой частично теряется информация о сигнале в процессе его обработки. Погрешность измерений можно оценить лишь приближенно, поскольку истинное значение измеряемой величины нам неизвестно. Однако строгое и точное понимание особенностей измерительного канала позволяет уменьшить погрешность измерений и, следовательно, более уверенно приблизиться к истинному значению измеряемой величины.

2.1. Систематические погрешности

Систематические погрешности возникают из-за ошибочного или неполного представления о характеристиках измерительной системы или неправильного ее использования. Наличие систематической погрешности можно установить по расхождению между наиболее вероятными значениями величины, полученными из двух серий измерений, проведенных для одной и той же измеряемой величины с помощью различных методик и аппаратуры [2,3].

Погрешности значения опорной величины. Смещение нуля прибора при регистрации отклонения стрелки, ошибка при определении опорной температуры термопары, неточная величина напряжения питания в мосте – эти погрешности могут быть уменьшены при тщательной проверке используемой аппаратуры.

Погрешности, связанные с определением характеристик датчика. К ним относят погрешности, связанные с чувствительностью или градуировочной кривой. В общем случае это может быть старение датчика, механическая усталость его деталей или ухудшение его параметров вследствие химических воздействий, что приводит к прогрессирующим изменениям первоначальной градуировочной кривой; этот случай особенно характерен для термопар и термисторов. Специальная градуировка датчика для более жестких условий применения часто позволяет уменьшить, хотя и не полностью устранить, погрешности этого типа.

Погрешности, связанные со способом или условиями применения. Динамическая погрешность вызывается либо ограниченностью скорости нарастания выходного сигнала датчика или всего измерительного канала, либо завершением измерения до момента достижения установившегося режима. Присутствие датчика может заметно изменить измеряемую величину, например, в случае термометрического зонда, теплостойкость и теплообмен которого с окружающей средой являются факторами, которыми нельзя пренебречь по сравнению с аналогичными свойствами самой среды, в которую помещают зонд.

Погрешности из-за использования не обработанных надлежащим образом данных измерений. Эти погрешности возникают из-за неправильного введения поправок в результаты измерений, например:

- не учитывается отклонение от линейности датчика или электрической схемы формирования сигнала, ошибочно предполагаемых линейными;
- не учитывается самонагрев термометрического сопротивления измерительным током;
- не учитывается разность между температурами датчика и исследуемой среды, обусловленная теплопроводностью корпуса датчика или подводящих проводов.

2.2. Случайные погрешности

Проявление этих погрешностей происходит со случайной амплитудой и случайным знаком. Причины их возникновения могут быть ясны, однако величины погрешностей в момент измерений неизвестны. Различные возможные причины возникновения случайных погрешностей следующие.

Погрешности, связанные с собственными параметрами измерительной аппаратуры. *Порог чувствительности.* Ниже определенного значения вариации измеряемой величины уже не вызывают обнаруживаемых изменений электрического сигнала датчика. Порог чувствительности определяется как максимальное изменение измеряемой величины,

которое еще вызывает обнаруживаемые изменения выходного сигнала датчика.

Погрешность считывания значения сигнала. Совокупность порога чувствительности (ϵ_n) и погрешности считывания (ϵ_c) определяет погрешность разрешения (ϵ_p), которая представляет собой минимальную вариацию измеряемой величины, измеримую с помощью данной аппаратуры:

$$\epsilon_p = \sqrt{\epsilon_n^2 + \epsilon_c^2} \quad (5)$$

Погрешность гистерезиса. Если какой-либо элемент измерительного канала проявляет гистерезионные свойства, то выходной сигнал в определенной мере зависит от предшествующих условий эксплуатации. Погрешностью гистерезиса называют половину максимальной разности выходных сигналов, соответствующих одной и той же измеряемой величине, если она получена в процессе возрастания или убывания входной величины.

Погрешность квантования аналого-цифрового преобразователя. Погрешность такого рода сопровождает операцию квантования, когда совокупности аналоговых величин в диапазоне, соответствующем интервалу, квантования в единицу младшего разряда, приписывается единственное значение. Максимальная вносимая погрешность равна при этом половине интервала квантования.

Погрешности из-за появления в измерительной цепи паразитных сигналов случайного характера. К ним относятся:

- а) шумы, возникающие в результате теплового возбуждения носителей заряда в резисторах или активных элементах, которые вызывают появление флуктуаций напряжения, накладывающихся на полезный сигнал;
- б) наводки от электромагнитных полей промышленной частоты, а также иных частот;
- в) флуктуации напряжения питающих устройств, изменяющие характеристики измерительной аппаратуры, а также искажающие амплитуду обрабатываемого сигнала, причем так, что эти искажения нельзя отделить от изменений, связанных с измеряемой величиной;
- г) временной дрейф напряжения на выходе усилителя.

Погрешности, вызванные влияющими величинами. Если последствия вариаций влияющих на измерение величин не учтены при градуировке, то можно считать, что их вклад носит случайный характер. Следует отметить, что погрешности, связанные с влияющими величинами, могут относиться как к систематическим, так и к случайным в зависимости от

того, является ли продолжительность измерений соответственно слишком малой или слишком большой по сравнению с «периодом» влияющего действия. Так, если на результат измерений влияет окружающая температура, то ее изменение в течение дня может привести:

- к систематической погрешности, если все измерения проводятся в течение нескольких минут;
- к случайной погрешности, если измерения занимают несколько дней.

Уменьшение случайных погрешностей. Величина случайных погрешностей может быть в определенных случаях уменьшена путем применения соответствующих устройств или экспериментальных методов.

Защита измерительного канала от причин погрешностей. Поддержание стабильной температуры и контролируемой влажности; применение антивибрационных оснований; стабилизация напряжения питания; применение усилителей с малым дрейфом и АЦП с достаточным разрешением; надлежащее заземление экранов и установок; применение усилителей с высокой степенью подавления синфазных помех; применение фильтров.

Рациональные измерительные процедуры. Методы дифференциальных измерений; устранение паразитных сетевых наводок; извлечение сигнала из шумов, его селекция путем синхронного детектирования и использования корреляционных методов.

Случайные ошибки, приводят к разбросу результатов при повторении измерений, однако статистическая обработка результатов позволяет определить наиболее вероятное значение измеренной величины и оценить пределы его погрешности. Если измерение одной и той же (неизвестной) величины повторяется n раз и дает результаты m_1, m_2, \dots, m_n , то среднее значение \bar{m} по определению равно:

$$\bar{m} = \frac{m_1 + m_2 + \dots + m_n}{n}. \quad (6)$$

Разброс результатов характеризуется среднеквадратическим отклонением σ :

$$\sigma = \sqrt{\frac{(m_1 - \bar{m})^2 + (m_2 - \bar{m})^2 + \dots + (m_n - \bar{m})^2}{n - 1}}. \quad (7)$$

Если случайные погрешности, сопровождающие различные серии измерений, взаимно независимы, то вероятность появления различных результатов обычно удовлетворительно описывается нормальным законом, называемым также законом Гаусса. Вероятность $P(m_1, m_2)$, при котором

измеряемая величина будет лежать в пределах от m_1 до m_2 , можно записать в виде

$$P(m_1, m_2) = \int_{m_1}^{m_2} p(m) dm, \quad (8)$$

где $p(m)$ – плотность вероятности для измеряемой величины m .

В случае соблюдения закона Гаусса:

$$p(m) = 1/\sigma\sqrt{2\pi} \exp\left\{-\frac{(m - \bar{m})^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (9)$$

наиболее вероятная величина m равна \bar{m} , а вероятность появления результатов измерения в указанных ниже пределах равна:

$$P(\bar{m} \pm \sigma) = 68,27\% \quad P(\bar{m} \pm 2\sigma) = 95,45\% \quad P(\bar{m} \pm 3\sigma) = 99,73\%$$

2.3 Чувствительность

Чувствительность – определяющий параметр для выбора датчика; в общем случае чувствительность S определяется для диапазона близ некоторого постоянного значения измеряемой величины m_i как отношение вариации сигнала Δs на выходе к изменению Δm измеряемой величины, которое вызвало эту вариацию сигнала:

$$S = \frac{\Delta s}{\Delta m} \Big|_{m=m_i} \quad (10)$$

Значение чувствительности в заданных условиях применения обычно определяется изготовителем; этот параметр позволяет потребителю оценить выходной сигнал датчика, зная пределы изменения измеряемой величины, и выбрать датчик для измерительной системы, отвечающий требованиям и условиям измерения.

Единицы, в которых выражается S , зависят от принципа работы датчика и от природы измеряемой величины, например, Ом/°С для терморезистора, мкВ/°С, для термопары, мкА/Вт – для датчика излучения

Для различных датчиков, основанных на одинаковых физических принципах, численное значение S может зависеть от выбора материала чувствительного элемента, от размера датчика или особенностей его устройства. Чувствительность может зависеть и от других параметров, таких, как амплитуда или частота напряжения питания, температура окру-

жающей среды, где находится датчик, или частота изменений измеряемой величины.

Частота изменений измеряемой величины является другим важным параметром, влияющим на чувствительность. В зависимости от частоты существуют два различных режима работы, датчиков, с которыми связаны соответствующие параметры чувствительности:

- а) статический режим работы, при котором измеряемая величина постоянна или меняется очень медленно;
- б) динамический режим работы, при котором измеряемая величина меняется быстро (модулированный поток излучения, ускорение, связанное с вибрациями конструкции). Некоторые датчики по самой своей природе работают только в динамическом режиме.

Чувствительность в статическом режиме. Графическое представление результатов градуировки дает статическую характеристику. Рабочая точка датчика Q_i соответствует определенным значениям m_i и s_i статической характеристики. Статическая чувствительность в рабочей точке Q_i определяется, как отношения приращения Δs к вызвавшему его приращению Δm . Следовательно, чувствительность в статическом режиме определяется наклоном статической характеристики в рабочей точке.

Чувствительность в динамическом режиме. Динамическая чувствительность может быть определена, когда измеряемая величина является периодической функцией времени; в этих условиях выходной сигнал S в установившемся режиме имеет ту же периодичность, что и измеряемая величина. Пусть измеряемая величина описывается выражением $m(t) = m_0 + m_1 \cos \omega t$, где m_0 – постоянная составляющая, на которую накладывается синусоидальная переменная с амплитудой m_1 и частотой $f = \omega / 2\pi$. Выходной сигнал датчика при этом приобретает форму

$$S(t) = S_0 + S_1 \cos(\omega t + \psi), \quad (11)$$

где S_0 – постоянная величина, соответствующая m_0 (обе эти величины определяют рабочую точку Q_0 на статической градуировочной кривой); S_1 – амплитуда переменной составляющей выходного сигнала, возникающей под действием переменной составляющей измеряемой величины, а ψ – сдвиг фазы между вариациями на выходе и на входе.

Чувствительность, которая, в общем, является отношением изменения S к изменению m , определяется в этом случае выражением:

$$S = \left. \frac{s_1}{m_1} \right|_{Q_0}. \quad (12)$$

Зависимость чувствительности в динамическом режиме от частоты f , т.е. $S(f)$, является частотной характеристикой датчика.

Когда изменения измеряемой величины m не синусоидальны, но имеют период $T = 2\pi/\omega$, зависимость $m(t)$ можно разложить в ряд Фурье (13).

$$m(t) = m_0 + \sum_{n=1}^{\infty} m_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (13) \quad s(t) = s_0 + \sum_{n=1}^{\infty} s_n \cos(n\omega t + \psi_n) \quad (14)$$

Тогда выходной сигнал датчика приобретает вид (14) и представляет собой суперпозицию различных составляющих $m_n \cos(n\omega t + \varphi_n)$. Каждая из этих составляющих определяется своим значением чувствительности, определяемым частотной характеристикой

$$s_n / m_n \Big|_{Q_0} = S(f_n), \text{ где } f_n = n\omega / 2\pi. \quad (15)$$

Изменения чувствительности в функции частоты связаны обычно с инерцией измерительного канала – датчика и устройств, непосредственно с ним связанных. Инерция может объясняться и физическими принципами, на которых работает датчик, но чаще это связано с элементами электрической схемы – сопротивлениями, индуктивностями и емкостями, сосредоточенными или распределенными, которые приводят к переходным процессам с постоянной времени, равной RC или L/R . Поэтому частотную характеристику следует определять, рассматривая в совокупности датчик и элементы измерительной цепи, непосредственно с ним связанные.

Выраженная в наиболее общей форме связь между величинами S и m представляет собой дифференциальное уравнение, которое в зависимости от, конкретного случая может быть уравнением первого или второго порядка; выходной сигнал в режиме непрерывного синусоидального воздействия можно описать просто, приводя это дифференциальное уравнение к эквивалентной комплексной форме путем преобразования:

$$\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega \text{ и } \frac{d^2}{dt^2} \rightarrow \omega^2. \quad (16)$$

Частотные характеристики связаны с порядком дифференциального уравнения, так что различают описания систем первого и второго порядка.

Частотные характеристики системы первого порядка. Такая система описывается дифференциальным уравнением:

$$A \frac{ds}{dt} + Bs = m(t), \quad (17)$$

где A и B – постоянные. Для изменяющейся по синусоидальному закону измеряемой величины $m(t) = m_1 \cos \omega t$ выходной сигнал в установившемся режиме также изменяется по синусоиде: $s(t) = s_1 \cos(\omega t + \psi)$.

В комплексной форме соответствующие члены будут выглядеть так:

$$m(t) \rightarrow m_1 e^{j\omega t}, \quad s(t) \rightarrow s_1 e^{j(\omega t + \psi)}, \quad (18)$$

где m_1 и s_1 – действительные величины. При этом уравнение системы принимает вид $i\omega A s_1 e^{i\psi} + B s_1 e^{i\psi} = m_1$. Подставляя сюда граничную частоту $f_c = \frac{B}{2\pi\omega}$, получим: $s_1 = \frac{m_1}{B} \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}, \quad \psi = -\arctg(f/f_c)$. (19)

Тогда выражение для чувствительности в зависимости от частоты запишется в виде

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{B} \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}. \quad (20)$$

При $f \rightarrow 0$ чувствительность в динамическом режиме стремится к значению статической чувствительности $S(0) = 1/B$.

2.4 Линейность характеристики

Говорят, что система линейна в определенном диапазоне измеряемых величин, если ее чувствительность не зависит от значения измеряемой величины, т.е. остается постоянной. В диапазоне линейности характеристики датчика электрический сигнал во всех элементах измерительной цепи пропорционален значениям измеряемой величины, если все другие устройства, связанные с датчиками (мосты, усилители), также линейны. В таком случае значительно упрощается последующая обработка результатов измерений. Выгода линейности столь бесспорна, что при нелинейности датчика оказывается целесообразным делать измерительную систему линейной, включая в нее устройства коррекции. Этот процесс называют линеаризацией; он направлен на то, чтобы сделать сигнал пропорциональным вариациям измеряемой

В статическом режиме линейность определяется наличием прямолинейного участка статической характеристики, и работа датчика остается линейной, пока вариации измеряемой величины не выйдут за пределы

этого участка. В динамическом режиме при изменении измеряемой величины с частотой f чувствительность меняется по законам:

– для системы первого

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}, \quad (21)$$

– для системы второго порядка

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{[1 - (f/f_0)^2]^2 + 4\zeta(f/f_0)^2}}. \quad (22)$$

Таким образом, линейность в динамическом режиме зависит от чувствительности статического режима $S(0)$ и параметров частотной характеристики (f_c , f_0 и ζ), которые не зависят от значений измеряемой величины в диапазоне, где чувствительность $S(0)$ постоянна. В частных случаях, когда работа возможна только в динамическом режиме, например, для измерительного микрофона, $S(0)=0$.

2.5. Быстродействие датчика

Описанная выше амплитудно-частотная характеристика определяет работу датчика в установившемся режиме при гармоническом (синусоидальном) входном воздействии.

В момент времени воздействия измеряемой величины на датчик или в момент ее резкого изменения установившемуся режиму предшествует переходный режим. Для обеспечения правильных измерений оценка переходного режима очень важна. Время переходного процесса системы можно определить решением дифференциального уравнения, описывающего эту систему. Быстродействие – это параметр датчика, позволяющий оценить, как выходная величина следует во времени за изменениями измеряемой величины. Быстродействие, таким образом, связано со временем, необходимым для того, чтобы вклад переходного режима в выходную величину стал пренебрежимо мал в условиях требуемой точности. Однако характер переходного режима не зависит от закона изменения измеряемой величины; он зависит только от свойств элементов измерительной системы, непосредственно связанных с датчиком. Следовательно, вводя характеристики быстродействия для частных случаев вариаций измеряемой величины, можно оценивать быстродействие независимо от реального закона изменения рассматриваемой измеряемой величины. Параметр, используемый для количественного описания быстро-

действия, – это время установления, т.е. интервал времени, который должен пройти после резкого ступенчатого изменения измеряемой величины, чтобы сигнал на выходе датчика достиг уровня, отличающегося на определенную, обычно фиксированную величину ε (%) от установившегося значения. Время установления нужно, следовательно, всегда определять, указывая величину ε , которой оно соответствует, $t_r(\varepsilon\%)$.

Чем меньше время установления, тем выше быстродействие датчика. Время установления, характеризующее скорость протекания переходного процесса, можно выразить в функции параметров, определяющих переходный режим.

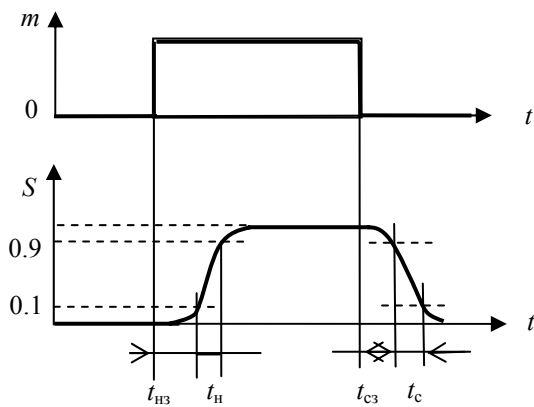


Рис. 6. Диаграммы ступенчатого воздействия на систему и ее отклика

переходный режим.

В случае ступенчатого изменения измеряемой величины (рис. 6), вызывающего увеличение выходного сигнала, обычно различают:

а) время задержки нарастания $t_{нз}$ – время, необходимое для того, чтобы сигнал S на выходе увеличился от начального значения до 10% своего полного изменения;

б) время нарастания $t_{н}$ – время, соответствующее увеличению выходного сигнала s от 10 до 90% .

В случае ступенчатого изменения измеряемой величины, вызывающего уменьшение выходного сигнала, различают:

а) время задержки уменьшения (или спада) $t_{сз}$ – время, необходимое, чтобы сигнал S на выходе уменьшился от начального значения до 10% ;

б) время убывания (спада) $t_{с}$ – время, соответствующее уменьшению выходного сигнала S от 10 до 90% .

ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ

ЛЕКЦИЯ 3

Из всех физических величин, несомненно, наиболее часто измеряемой является температура. Действительно, температура представляет собой очень важную характеристику состояния вещества, которая отражает как непрерывные изменения состояния, так и, например, фазовые превращения. Однако определение числового значения температуры представляет собой фундаментальную проблему. Действительно, числовые значения большинства физических величин можно определить как отношение измеряемой величины к соответствующей величине, принятой в качестве единицы измерения. Такие величины иногда называют экстенсивными, поскольку существование единицы измерения облегчает, определение их кратных и дольных значений. Этот подход неприменим в случае температуры, которая является величиной, называемой интенсивной, поскольку деление или умножение температуры априорно не имеет реального физического смысла. Поэтому сначала необходимо исследовать вопрос о физических принципах определения числовых значений температур, т. е. рассмотреть вопрос о шкале температур.

Благодаря многообразию свойств веществ и физических явлений, зависящих от температуры, было создано большое количество методов измерений: оптические методы, основанные на изменении спектрального распределения испускаемого излучения или уширения спектральных линий вследствие эффекта Доплера, обусловленного тепловым движением молекул; электрические методы, основанные на зависимости от температуры сопротивления или его собственного шума, на эффекте Зеебека или на зависимости частоты колебаний кварцевого кристалла от температуры. При использовании оптических методов измерение температуры не вносит в объект никаких возмущений, но область их применения ограничена, и осуществление измерений этими методами связано с определенными трудностями. Электрические методы имеют широкую область применения и сравнительно просто реализуются, но взаимное влияние датчика и исследуемой среды часто при выполнении точных измерений ставит трудную задачу по определению отличия измеряемой температуры от фактически измеренной, которая является температурой датчика.

3.1. Шкалы температур

Физические свойства материалов зависят от их температуры, поэтому всегда возможно по изменениям одного из физических параметров данного материала в зависимости от температуры определить шкалу, кото-

рая позволяет сравнивать температуры и некоторым способом устанавливать равенство двух температур. Однако такая шкала оказывается абсолютно произвольной, поскольку она основана на определенном свойстве данного материала, что не позволяет определять значение температуры и не решает проблемы ее измерения. Только законы термодинамики позволяют определить шкалы температур, имеющие универсальное значение [2,4].

Термодинамические, или абсолютные шкалы температур. Они однозначно определяются исходя из теоремы Карно или свойств идеального газа. Согласно теореме Карно, коэффициент полезного действия (к. п. д.) η тепловой машины с обратимым циклом, температура рабочего тела которой в процессе цикла, меняется в пределах между значениями, выраженными изначально в произвольной шкале и равными Θ_1 и Θ_2 зависит лишь от Θ_1 и Θ_2 :

$$\eta = 1 - F(\Theta_1)/F(\Theta_2) \quad (23)$$

Вид функции F зависит от выбора шкалы температур, по которой определяется Θ , и, наоборот, выбор функции F определяет шкалу температур. Абсолютную термодинамическую температуру T определяют, полагая $F(\Theta) = T$. В этом случае к. п. д. обратимой тепловой машины записывается в виде:

$$\eta = 1 - T_1/T_2 \quad (24)$$

где T_1 и T_2 – абсолютные термодинамические температуры двух источников тепла.

Чтобы определить числовое значение температуры T , необходимо выбрать для нее единицу измерения. Для этого достаточно произвольно установить значение температуры, соответствующей четко определенному и воспроизводимому явлению.

Шкала Кельвина. Единица измерения кельвин (К) определяется из того условия, что температура воды в тройной точке (температура равновесия воды, льда и пара) равна 273,16 К.

Шкала Рэнкина. Единица измерения – градус Рэнкина ($^{\circ}\text{R}$) – равен 5/9 кельвина; при таком определении температура в тройной точке воды равна 491,69 $^{\circ}\text{R}$.

Производные шкалы от термодинамических шкал. Посредством простого смещения нуля термодинамической шкалы можно получить новые шкалы температур, не являющиеся абсолютными, но с такой же единицей измерения, как у исходной абсолютной шкалы.

Шкала Цельсия. Она получается из абсолютной шкалы Кельвина, если за нуль принять температуру замерзания воды; единица измерения этой шкалы – градус Цельсия ($^{\circ}\text{C}$) – равна одному кельвину:

$$T(^{\circ}\text{C}) = T(\text{K}) - 273,16$$

Шкала Фаренгейта. Эта шкала получается смещением нуля абсолютной шкалы Рэнкина; единица измерения – градус Фаренгейта ($^{\circ}\text{F}$) – равна одному градусу Рэнкина:

$$T(^{\circ}\text{F}) = T(^{\circ}\text{R}) - 459,67.$$

Формулы перехода от одной шкалы к другой имеют следующий вид:

$$T(^{\circ}\text{C}) = [T(^{\circ}\text{F}) - 32] (5/9), \quad T(^{\circ}\text{F}) = (9/5) T(^{\circ}\text{C}) + 32.$$

Таблица 3

Шкалы и некоторые важные значения температур:

Температуры	Шкалы температур				
	Кельвина, К	Цельсия		Рэнкина, $^{\circ}\text{R}$	Фаренгейта, F
		$^{\circ}\text{C}$ (до 1990 г.)	$t_{90}/^{\circ}\text{C}$ (после 1990 г.)		
1.	0	-273.15	-273.15	0	-459.67
2.	273.15	0	0	491.67	32
3.	273.16	0.01	0.01	491.67	32.018
4.	373.15	100	99.974	671.974	212

1– абсолютный нуль; 2– температура равновесия смеси воды и льда при нормальном атмосферном давлении; 3– тройная точка воды; 4– температура кипения воды при нормальном атмосферном давлении.

В качестве примера в табл. 3 приведены соответствующие значения нескольких важных температур для различных шкал.

3.2. Измеренная и измеряемая температуры

Температура T_c , измеренная с помощью резистора или термопары, фактически является температурой датчика. Она, конечно, зависит от температуры T_x среды, в которую погружен датчик, но также и от существующего теплообмена. При формулировании упрощенной модели процесса измерения предполагается, что в условиях измерений погрешность $T_x - T_c$ мала.

3.3. Термометры сопротивления

Чувствительность к температуре. Обычно величина электрического сопротивления материала зависит от его температуры T [2]:

$$R(T) = R_0 F(T - T_0) \quad (25)$$

где R_0 – сопротивление при температуре T_0 , а функция F является характеристикой материала и равна 1 при $T = T_0$. Так, для металлов

$R(T) = R_0(1 + AT + BT^2 + CT^3)$, где температура T выражается в $^{\circ}\text{C}$, а $T_0 = 0^{\circ}\text{C}$. Для термисторов, изготовляемых из смесей полупроводниковых оксидов

$$R(T) = R_0 \exp[B(1/T - 1/T_0)], \quad (26)$$

где T – абсолютная температура. Коэффициенты в законе изменения R обычно известны из серии измерений при нескольких температурах; поэтому, измерив величину R , можно определить температуру термометра.

Для малых изменений температуры ΔT в окрестности значения T общую зависимость изменения сопротивления от температуры можно линеаризовать

$$R(T + \Delta T) = R(T)(1 + \alpha_R \Delta T), \quad (27)$$

где $\alpha_R = [1/R(T)](dR/dT)$ – температурный коэффициент сопротивления, или чувствительность при температуре T . Величина α_R , очевидно, зависит от температуры и материала термометра. Например, при температуре 0°C для платины $\alpha_R = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$; для некоторых термисторов $\alpha_R \approx 5,2 \cdot 10^{-2} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$. При измерении температуры в окрестности 0°C с помощью моста Уитстона, одним из плеч которого является термометр сопротивления, а три других представляют собой резисторы с постоянными сопротивлениями (равными R_0 – сопротивлению термометра при температуре 0°C), напряжение разбаланса моста будет равно:

$$U_m = (E_s / 4)(\Delta R / R_0) = (E_s / 4)\alpha_R \Delta T \quad (28)$$

При $E_s = 2$ В и $\Delta T = 1^{\circ}\text{C}$ имеем $U_m = 1,9$ мВ для платиновых резисторов и $U_m = 26$ мВ для упомянутого выше термистора. Эти значения значительно превышают э. д. с. термопар, равные $U_m = 0,05$ мВ для термопары железо – константан и $U_m = 0,005$ мВ для термопары платинородий (10% Rh) – платина.

Качество измерительной аппаратуры характеризуется минимальной измеримой величиной $(\Delta R / R_0)_{\min}$, которая определяет минимальное измеримое значение температуры:

$$\Delta T_{\min} = (1/\alpha_R)(\Delta R / R_0)_{\min} \quad (29)$$

При $(\Delta R / R_0)_{\min} = 10^{-6}$ измерения в окрестности температуры 0°C платиновым термометром сопротивления дают $\Delta T_{\min} = 2,6 \cdot 10^{-4} \text{ }^{\circ}\text{C}$, а рассматриваемым термистором – $\Delta T_{\min} = 2,0 \cdot 10^{-5} \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Линеаризация. Интерпретация измерительного сигнала, поступающего с выхода схемы формирования, существенно упрощается, если он изменяется линейно в зависимости от температуры. Наиболее простой метод линеаризации заключается в параллельном или последовательном

подключении к датчику (в зависимости от конкретных условий) резистора с постоянным сопротивлением R_l (называемого линейаризующим резистором), величина которого определяется из условия квазилинейной зависимости измеряемого напряжения U_m от T в окрестности выбранной температуры T_i . Эта квазилинейная зависимость в действительности соответствует точке перегиба кривой $U_m(T)$ при $T=T_i$, что выражается математическим условием

$$d^2U_m/dT^2 \Big|_{T=T_i} = 0. \quad (30)$$

Вид функции $U_m(T)$ зависит от типа датчика и схемы формирования сигнала, но для конкретного датчика и определенной температуры T , линейаризация обеспечивается при одном и том же значении сопротивления R_l независимо от вида схемы формирования сигнала – источника тока, потенциометрической схемы или моста Уитстона.

Линейаризующий шунт термометра сопротивления. Для линейаризации напряжения U_m необходимо линейаризовать сопротивление двухполюсника $R(T)$ в окрестности точки $T=T_i$ [1]. Следовательно, должно выполняться условие

$$d^2R/dT^2 \Big|_{T=T_i} = 0. \quad (31)$$

Чаще всего это условие можно выполнить, составив двухполюсник из параллельно соединенных датчика с сопротивлением $R_c(T)$ и резистора с постоянным сопротивлением R_l . Для рассматриваемого случая имеем:

$$R(T) = R_l R_c(T) / [R_l + R_c(T)] \quad (32)$$

Применив условие линейаризации к этому выражению, получим:

$$[R_l + R_c(T_i)] \cdot d^2R_c/dT^2 \Big|_{T=T_i} - 2(dR_c/dT)^2 \Big|_{T=T_i} = 0. \quad (33)$$

Отсюда:

$$R_l = 2R_c'^2(T_i)/R_c''(T_i) - R_c(T_i), \text{ где } dR_c/d(T) = R_c' \text{ и } d^2R_c/d(T)^2 = R_c''. \quad (34)$$

В случае металлического резистора $R_c(T) = R_{c0}(1 + AT + BT^2)$, где T в °C, $R_c' = R_{c0}(A + 2BT)$, $R_c'' = 2R_{c0}B$, получаем выражение для R_l :

$$R_l = R_{c0} \frac{(A + 2BT_i)^2}{B} - R_c(T_i). \quad (35)$$

Если B – отрицательное число, что соответствует кривой с выпуклостью, направленной вверх, то линейаризующий шунт не существует, поскольку вычисленное таким образом его сопротивление отрицательно. К этому случаю относится платина, для которой $A=3,9 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ и $B=-5,8 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$. Для никеля имеем $A=5,5 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ и $B=6,7 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ т. е. линейаризация воз-

можно (рис. 7). В случае термистора $R_c(T) = R_{c0} \exp\{B[(1/T) - (1/T_0)]\}$, где T выражается в кельвинах.

$$R'_c = -(B/T^2)R_c(T), \quad R''_c = [(B^2 + 2BT)/T^4]R_c(T). \quad (36)$$

Сопротивление R_l определяется формулой $R_l = R_c(T_i)[(B - 2T_i)/(B + 2T_i)]$, где B находится в интервале значений 3000-5000 К, поэтому решение существует всегда. Чувствительность линейризованного двухполюсника к температуре $\alpha_R(T_i)$ меньше чувствительности исходного датчика:

$$\alpha_R(T_i) = \frac{R_l}{R_l + R_c(T_i)} \left(\frac{1}{R_c} \frac{dR_c}{dT} \right)_{T=T_i}. \quad (37)$$

В выражении (37) величина, заключенная в скобки, представляет собой чувствительность исходного датчика к температуре. В случае термистора чувствительность к температуре линейризованной измерительной цепи, несмотря на ее уменьшение, обычно остается значительно больше чувствительности металлического резистора.

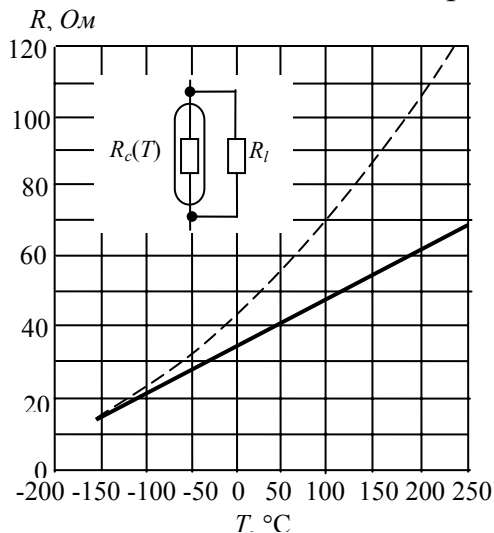


Рис. 7. Линейризация характеристики никелевого зонда с сопротивлением 50 Ом в окрестности температуры 25°C при помощи шунта с сопротивлением 150 Ом.

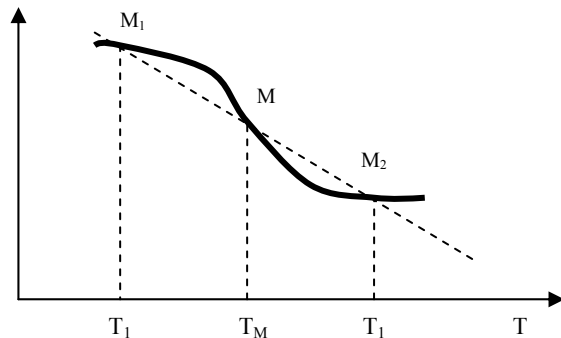


Рис. 8. Принцип трехточечной линейризации

Линейрирующий последовательно включенный резистор. Нелинейность характеристики металлического резистора можно компенсировать нелинейностью другого резистора, изготовленного из выбранного соответствующим образом металлического материала. Рассмотрим датчик, сопротивление которого выражается соотношением:

$$R_c(T) = R_{c0} (1 + A_c T + B_c T^2), \quad (38)$$

где T выражается в °С. Присоединим к нему последовательно резистор с сопротивлением $R_s(T)$:

$$R_s(T) = R_{s0} (1 + A_s T + B_s T^2), \quad (39)$$

где T выражается в °С. Сопротивление составленного из них двухполюсника равно:

$$R(T) = R_{c0} + R_{s0} + (R_{c0}A_c + R_{s0}A_s)T + (R_{c0}B_c + R_{s0}B_s)T^2. \quad (40)$$

Сопротивление $R(T)$ будет линейным при условии:

$$R_{s0}B_s = -R_{c0}B_c. \quad (41)$$

Таким образом, платиновый резистивный датчик можно линеаризовать, присоединив к нему последовательно резистор из никеля.

Линеаризация измеряемого напряжения в мосте Уитстона. Мост Уитстона образуется посредством соединения двух потенциометров (R_1 и R_2 с одной стороны, R_3 и R_4 с другой) [4]. Измеряемое напряжение U_m пропорционально разности относительных сопротивлений:

$$U_m = E \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right). \quad (42)$$

Сопротивления R_3 и R_4 постоянны, поэтому линеаризация U_m сводится к линеаризации отношения $R_2/(R_1 + R_2)$, что достигается при $R_2 = R_c(T)$, когда R_1 равно определенному выше значению R_l . Мост уравнивается при температуре T_i , в окрестности которой напряжение U_m линеаризовано, если $R_3 = R_l$ и $R_4 = R_c(T_i)$. Линейность может быть дополнительно улучшена посредством параллельного включения нескольких (двух или трех) различных датчиков, соединенных последовательно с резисторами постоянного сопротивления. Сопротивление $R_c(T)$ всей группы линеаризуется, как и в предыдущем случае, резистором R_l , соединенным последовательно или параллельно.

ЛЕКЦИЯ 4

4.1 Металлические термометры сопротивления

В зависимости от диапазона температур и других предъявляемых требований, термометры сопротивления изготавливаются из платины, никеля и, реже, из меди и вольфрама [5]. Химическая пассивность платины и отсутствие кристаллических изменений обеспечивают стабильность электрических свойств. Благодаря точности определения электрических характеристик и их стабильности обеспечивается взаимозаменяемость платиновых термометров сопротивления. Они используются в ин-

тервале температур от 200 до 1000°C, если это позволяет защитный корпус.

Интерес к никелю обусловлен его высокой чувствительностью к температуре. В интервале температур 0–100°C его сопротивление увеличивается в 1,67 раза, тогда как у платины – в 1,385 раза. Однако его химическая активность, в частности способность к окислению, может приводить к изменению электрических свойств. Поэтому применение никеля обычно ограничивается температурами ниже 250°C.

Медь в качестве материала термометра сопротивления применяется потому, что зависимость ее сопротивления от температуры линейна с очень высокой точностью. Однако химическая активность меди не позволяет применять ее при температурах выше 180°C. Кроме того, из-за малого удельного сопротивления приходится использовать более длинные проводники, что приводит к большим габаритам измерительной установки.

Удельное сопротивление вольфрама более чувствительно к температуре, чем у платины, при температурах ниже 100 К. Вольфрам может применяться при более высоких температурах, чем платина, и имеет лучшую линейность удельного сопротивления. Из него изготавливаются очень тонкие проволоки, позволяющие получать большие сопротивления и минимальные размеры датчика. Однако внутренние напряжения, возникающие в процессе волочения проволоки, трудно полностью устранить и при отжиге вольфрама, поэтому стабильность его электрических характеристик ниже, чем у платины. В табл. 4 представлены значения некоторых физических параметров рассмотренных выше металлов.

Таблица 4.

Физические свойства некоторых металлов термометров сопротивления.

параметр	медь	никель	платина	вольфрам
$T_f, ^\circ\text{C}$	1083	1453	1769	3380
$c, \text{Дж}\cdot^\circ\text{C}^{-1}\cdot\text{кг}^{-1}$	400	450	135	125
$\lambda_t, \text{Вт}\cdot^\circ\text{C}^{-1}\cdot\text{кг}^{-1}$	400	90	73	120
$\alpha_t, ^\circ\text{C}^{-1}$	$16,7\cdot 10^{-6}$	$12,8\cdot 10^{-6}$	$8,9\cdot 10^{-6}$	$6\cdot 10^{-6}$
$\rho, \text{Ом}\cdot\text{см}$	$1,72\cdot 10^{-8}$	$10,0\cdot 10^{-8}$	$10,6\cdot 10^{-8}$	$5,25\cdot 10^{-8}$
$\alpha_\rho, ^\circ\text{C}^{-1}$	$3,9\cdot 10^{-3}$	$4,7\cdot 10^{-3}$	$3,9\cdot 10^{-3}$	$4,5\cdot 10^{-3}$

где, T_f – температура плавления, c – удельная теплоемкость при температуре 20°C, λ_t – коэффициент теплопроводности, α_t – коэффициент линейного расширения, ρ – удельное сопротивление при температуре 20°C, α_ρ – температурный коэффициент сопротивления при температуре 20°C.

4.2. Термисторы

Общие характеристики. Основное отличие термометров сопротив-

ления этого типа состоит в том, что их чувствительность к температуре значительно выше (приблизительно в 10 раз), чем металлических. Кроме того, их температурный коэффициент обычно отрицательный и сильно зависит от температуры. Они изготавливаются из смесей поликристаллических полупроводниковых оксидов металлов (MgO , $MgAl_2O_4$, Mn_2O_3 , Fe_3O_4 , Co_2O_3 , NiO , $ZnTiO_4$).

Порошки оксидов спекаются в форме под давлением и упрочняются посредством поверхностного обжига при температурах порядка $1000\text{ }^\circ\text{C}$ в контролируемой атмосфере. Металлические выводы припаиваются к двум точкам предварительно металлизированной поверхности полупроводника. Термисторы выпускаются в виде дисков, цилиндров, колец, шариков. Высокие значения удельного сопротивления используемых материалов позволяют получить необходимые сопротивления при малой массе и, следовательно, малых размерах (порядка 1 мм). Вследствие этого термисторы имеют малые габариты, что позволяет проводить измерения температуры практически в точке и малую инерционность.

Температурный диапазон применения термисторов различных типов – от нескольких градусов абсолютной температуры приблизительно до $300\text{ }^\circ\text{C}$. Их можно применять и за пределами этого диапазона, но при этом возникает серьезная опасность существенного изменения номинального сопротивления датчика. Без специального отбора взаимозаменяемость термисторов одного и того же типа весьма посредственна, поскольку обычные отклонения сопротивления от номинальной величины составляют $\pm 10\%$.

Взаимосвязь между сопротивлением и температурой. Сопротивление термистора можно выразить следующей формулой:

$$R(T) = R_0 (T/T_0)^{-b} \exp[\beta(1/T - 1/T_0)], \quad (43)$$

где R_0 – сопротивление при температуре T_0 , выраженное в кельвинах. В соответствии с этой формулой чувствительность к температуре равна:

$$\alpha_R = -(\beta + bT)/T^2. \quad (44)$$

Поскольку в выражении для сопротивления экспоненциальный член является определяющим, это выражение обычно записывают в упрощенной форме (26) и полагают, что величина B не зависит от температуры. В этом случае чувствительность к температуре описывается соотношением $\alpha_R = -B/T^2$, где B обычно составляет от 3000 до 5000 К .

На рис. 9а дан пример зависимости сопротивления термистора (UUA32 J4 фирмы Omega) от $1/T$ (в полулогарифмической системе координат). На рис.9б приведена зависимость α_R от T для того же термисто-

ра. Величина α_R уменьшается с ростом температуры, но все же ее значения в рабочем диапазоне остаются значительно выше, чем у металлических термометров сопротивления. Значение B для этого термистора равно 3200 К при температуре -80°C и увеличивается до 4150 К при 150°C , что соответствует $\beta=2600$ К и $b=3,60$. В ограниченном диапазоне температур, в котором часто используются термисторы, величину B можно считать постоянной.

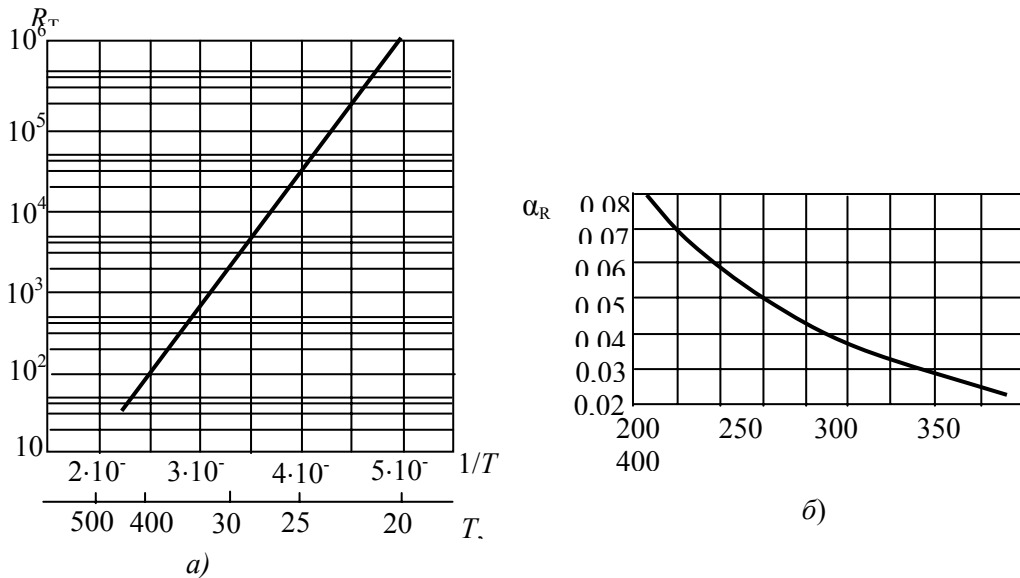


Рис. 9. Изменение характеристик термистора UUA 32 J4 в зависимости от температуры (данные фирмы Omega): а – сопротивление; б – чувствительность к температуре.

Высокая чувствительность термисторов к температуре позволяет применять их для обнаружения и измерения очень малых изменений температуры (от 10^{-4} до 10^{-3} К). Термисторы можно использовать в диапазоне от нескольких градусов абсолютной температуры приблизительно до 300°C без каких-либо серьезных трудностей, связанных с обеспечением надежности. За пределами этого диапазона необходимо выбирать специальные материалы, например карбид кремния, и использовать защиту от химического воздействия. Для измерения низких температур используют термисторы с малым сопротивлением при температуре 25°C (например, 50 или 100 Ом), тогда как для измерения высоких температур применяют термисторы со значительным сопротивлением при указанной температуре (например, от 100 до 500 Ом). Окончательный выбор термистора зависит от типа измерительной аппаратуры.

4.3. Кремниевые термометры сопротивления

Полупроводниковые датчики температуры этого типа отличаются от

рассмотренных выше термисторов следующими особенностями. У кремниевых датчиков температурный коэффициент сопротивления положительный и имеет величину порядка $0,7\% / ^\circ\text{C}$ при температуре 25°C ; более слабая зависимость сопротивления от температуры позволяет осуществить линейризацию характеристики датчика с высокой точностью во всем рабочем диапазоне температур при помощи единственного резистора с постоянным сопротивлением, присоединенного, в зависимости от схемы измерения, последовательно или параллельно (рис. 10). Взаимозаменяемость этих резисторов очень хорошая; она обеспечивается высокой точностью и стабильностью технологии изготовления. Рабочий диапазон температур от -50 до 120°C .

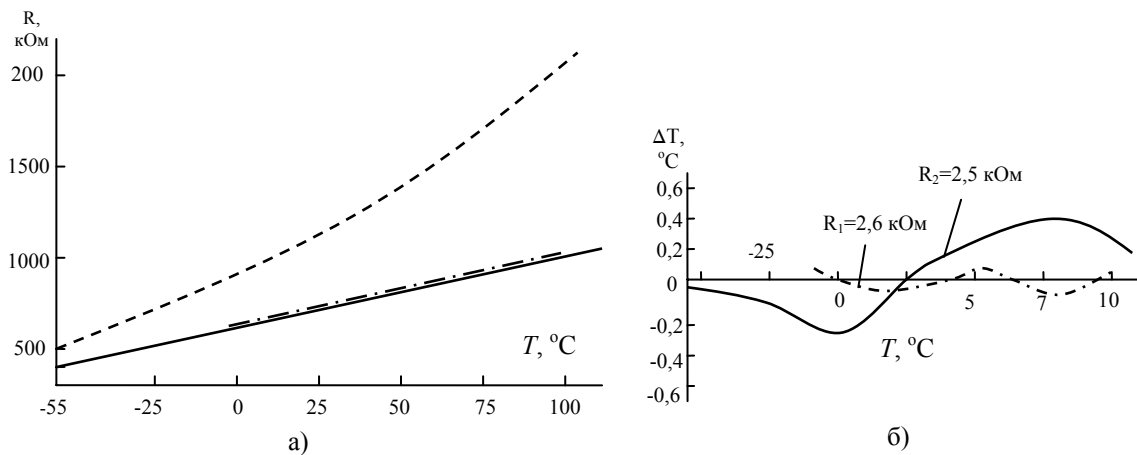


Рис. 10. Линейризация характеристик кремниевого зонда с помощью параллельно присоединенного резистора с постоянным сопротивлением R_l .

a – изменение сопротивлений в зависимости от температуры; *б* – нелинейность линейризованного датчика; — — — нелинейризованный зонд; — · — линейризация в диапазоне от 0 до 100°C , $R_l = 2.6 \text{ k}\Omega$; ——— линейризация в диапазоне от -55 до 125°C ; $R_l = 2.5 \text{ k}\Omega$.

Эти резисторы изготавливаются по планарной технологии посредством диффузии примесей (обычно типа n) через отверстие маски в пластинку монокристаллического кремния. Строгий контроль параметров, определяющих величину сопротивления, позволяет ограничивать отклонения от номинального значения величиной не более 1% . Изменение сопротивления кремния от температуры зависит от количества примеси. Существуют две области температур с различным изменением сопротивления. При температурах ниже $\sim 120^\circ\text{C}$ в рабочем диапазоне кремниевых датчиков величина сопротивления увеличивается с ростом температуры вследствие снижения подвижности носителей заряда, концентрация которых остается практически постоянной. Температурный коэффициент сопротивления тем меньше, чем больше концентрация диффундирова-

ших примесей.

При более высоких температурах сопротивление уменьшается с ростом температуры. Как и в случае рассмотренных выше термисторов, определяющей здесь является термическая ионизация, которая создает концентрацию носителей заряда, значительно превышающую концентрацию примесей. Температурный коэффициент сопротивления в этой области не зависит от количества примесей и такой же, как у чистого материала.

4.4. Измерение температуры с помощью диодов и транзисторов

Чувствительность к температуре. Используемые элементы – диоды или кремниевые транзисторы, включенные по схеме диода (коллектор замкнут на базу), питаются постоянным током в прямом направлении; напряжение U на выводах, зависящее от температуры, является выходной электрической величиной датчика температуры, который образуют указанные элементы (рис. 11а, б).

Чувствительность к температуре S диода или транзистора, включенного по схеме диода определяется, как $S = dU/dT$. Ее величина имеет порядок – 2,5 мВ/°С, но она не является совершенно независимой от температуры. Кроме того, чувствительность, как и напряжение U , зависит от обратного тока I_0 , который может быть существенно разным у различных элементов. Поэтому взаимозаменяемость можно обеспечить только посредством отбора элементов, имеющих одинаковые определяющие параметры (одинаковые значения U при одинаковом токе и одинаковые значения I_0).

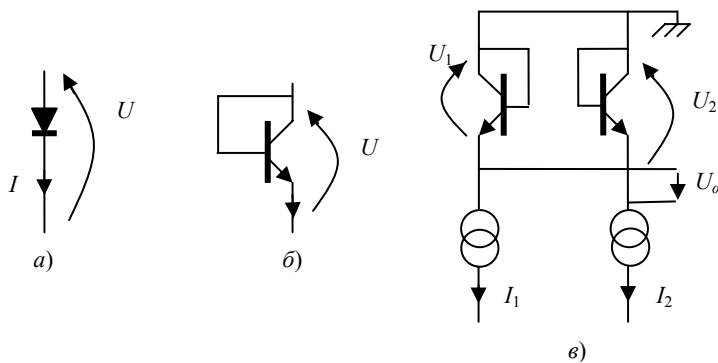


Рис. 11. Элементы, используемые в датчиках температуры: а – диод; б – транзистор, включенный по схеме диода; в – пара транзисторов, включенных по схеме диода.

Для диода или транзистора, включенного по схеме диода (рис. 11а, б), ток I связан с напряжением U соотношением $I = I_0 \exp(qU/kT)$, где T выражается в Кельвинах, а $I_0 = CT^m \exp(-qU_\phi/kT)$. Здесь U_ϕ – ширина запрещенной зоны в вольтах, равная для кремния 1,12 В; m – величина, обычно близкая к 3; C – константа, не зависящая от T , но зависящая от геометрии перехода и уровней легирования. Из этих соотношений для

напряжения U получаем следующее выражение:

$$U = U_{\Phi} + (kT/q) \lg I - (kT/q) m \lg T - (kT/q) \lg C. \quad (45)$$

Константу C и ток I можно исключить, если известно напряжение U_1 при том же токе I , но при температуре T_1 имеем:

$$U = U_1(T/T_1) + U_{\Phi}(1 - T/T_1) + m(kT/q) \lg(T_1/T). \quad (46)$$

Это соотношение нелинейно относительно температуры, но, тем не менее, оно выявляет члены, определяющие взаимозаменяемость: напряжение U_1 при $T=T_1$ и величину m .

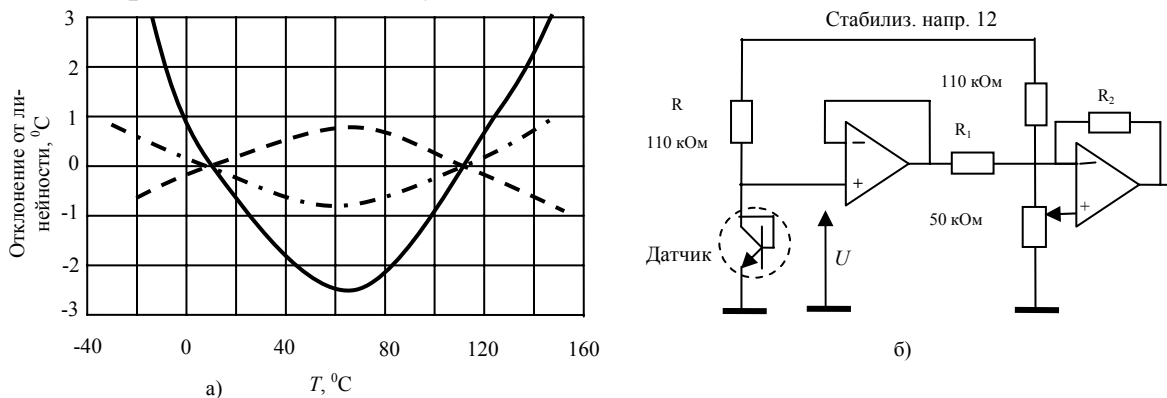


Рис. 12. Транзисторный датчик температуры. *а* – сравнение нелинейностей; *б* – измерительная схема; — — — платиновый термометр сопротивления; - - - - транзистор MTS 102, ——— термопара типа.

На рис. 12*а* представлено отклонение от линейной зависимости в диапазоне от -20 до $+150^\circ\text{C}$ для транзистора MTS 102 (фирма Motorola). Она такого же порядка, как и у платинового термометра сопротивления, и значительно меньше, чем у термопары.

Из предыдущих соотношений легко получить выражение для чувствительности к температуре:

$$dU/dT = -(mk/q) + (U - U_{\Phi})(1/T). \quad (47)$$

Для транзисторов серии MTS (фирма Motorola) зависимость средней величины температурного коэффициента от напряжения U (в мВ) в интервале от -40 до 150°C при температуре 25°C имеет вид:

$$dU/dT = -2,25 + 0,0033(U - 600), \text{ мВ}^\circ\text{C}. \quad (48)$$

Напряжение $U(T)$ можно представить формулой

$$U = U(25^\circ\text{C}) + (dU/dT)(T - 25^\circ\text{C}), \quad (49)$$

где T выражается в $^\circ\text{C}$. Эта формула позволяет определять температуру с погрешностью $\leq \pm 2^\circ\text{C}$ для транзисторов серии MTS 102, $\leq \pm 3^\circ\text{C}$ для транзисторов серии MTS 103 и $\leq \pm 5^\circ\text{C}$ для транзисторов серии MTS 105. При-

мер измерительной схемы представлен на рис. 12б.

Два параллельных транзистора T_1 и T_2 (рис. 13б) с одинаковым значением тока I_0 питаются параллельно постоянными токами I_1 и I_2 .

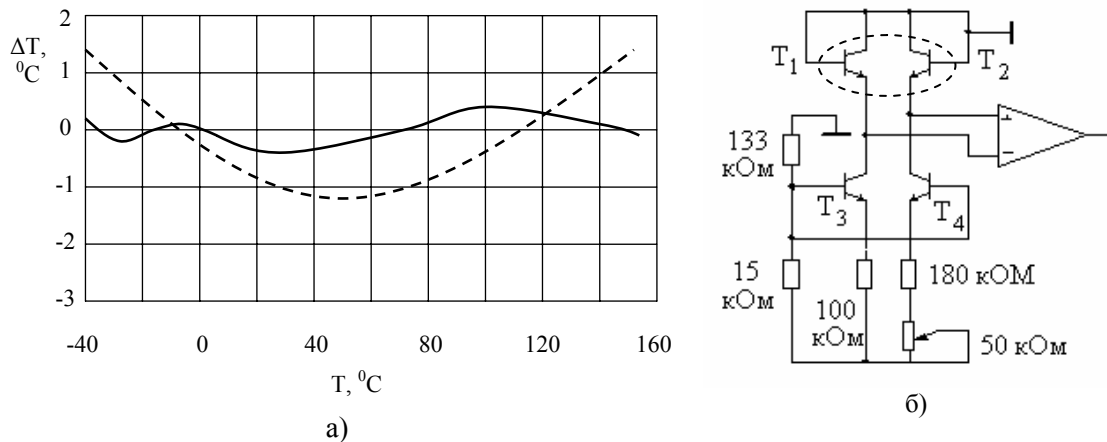


Рис. 13. Датчик температуры на спаренных транзисторах (материалы фирмы Р.М.И.). а – сравнение нелинейностей — пара транзисторов (ΔV_{BE}), - - - одиночный транзистор (V_{BE}); б – схема измерения.

Для этой схемы справедливы соотношения:

$$U_1 = (kT/q) \lg(I_1/I_0), \text{ и } U_2 = (kT/q) \lg(I_2/I_0). \quad (45)$$

Измерение разности напряжений $U_d = U_1 - U_2$ позволяет исключить влияние I :

$$U_d = (kT/q) \lg(I_1/I_2) = (kT/q) \lg n, \quad (46)$$

где n – отношение величин постоянных токов. С числовыми коэффициентами эта формула имеет вид: $U_d = 86,56T \lg n$, где U_d выражается в мкВ, T – в кельвинах. Для $n=2$ разность напряжений $U_d = 59,73 T$.

Чувствительность к температуре выражается формулой $S = dU_d/dT = (k/q) \lg n$ (47), или численно $S = 86,56 \lg n$, мкВ·К⁻¹.

Чувствительность к температуре данной дифференциальной схемы меньше чувствительности схемы с одним диодом или транзистором, но она существенно меньше зависит от T . Линейность значительно улучшается, как это показано на рис. 13а.

Микроэлектронная технология позволяет изготавливать оба транзистора рассмотренной пары в виде интегральной схемы на одном кристалле. Это очень удобно для применения в качестве датчиков температуры, основанных на измерении напряжения U_d . Главное достоинство интегральных датчиков, которые создают ток или напряжение, пропорциональные абсолютной температуре, и обеспечивают очень высокую линейность, состоит в простоте их использования. Однако они имеют ог-

раниченный рабочий диапазон – от -50 до 150 °С.

ЛЕКЦИЯ 5

5.1. Измерение температуры по тепловому шуму

Тепловые движения носителей заряда создают в резисторе флуктуации напряжения или тока, которые зависят от температуры T и имеют мгновенные значения, соответственно, E_{bR} и I_{bR} . Эффективное значение шумового напряжения и тока, равные корню квадратному из среднеквадратичных значений E_{bR} и I_{bR} выражаются формулами

$$\sqrt{\overline{E_{bR}^2}} = \sqrt{4kTRB}, \quad \sqrt{\overline{I_{bR}^2}} = \sqrt{4kTB/R}, \quad (48)$$

где $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К⁻¹ – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура в Кельвинах, B – полоса пропускания измерительной аппаратуры.

Мощность шума в резисторе не зависит от величины сопротивления R

$$P_b = \overline{E_{bR}^2} / R = \overline{I_{bR}^2} R = 4kTB = \sqrt{\overline{E_{bR}^2} \overline{I_{bR}^2}}. \quad (49)$$

Измерение $\sqrt{\overline{E_{bR}^2}}$ с помощью вольтметра, регистрирующего эффективное значение напряжения, позволяет при известных R и B определить T ; измерение P_b дает дополнительное удобство, поскольку в этом случае не требуется знать R .

Определение шумового напряжения методом балансировки. Пусть изменяемое сопротивление R_c имеет неизвестную температуру T_c . Среднеквадратическое шумовое напряжение на этом резисторе равно: $\overline{E_{bR}^2} = 4kT_c R_c B$. Переменное сопротивление резистора, находящегося при температуре T_1 , устанавливается при таком значении R_1 , при котором его шумовое напряжение и шумовое напряжение на резисторе R_c одинаковы

$$4kT_c R_c B = 4kT_1 R_1 B, \text{ или } T_c = (R_1 / R_c) T_1. \quad (50)$$

При использовании этого метода необходимо предварительно определить R_c , R_1 и T_1 . Кроме того, в этих двух измерениях должна быть одинаковой полоса пропускания, что достигается посредством регулирования емкости C_c параллельной резистору R_c , таким образом, чтобы выполнялось соотношение $R_c C_c = R_1 C_1$

Определение мощности шума. Мощность шума определяется посредством последовательных измерений эффективного значения шумового напряжения разомкнутой цепи $\sqrt{\overline{E_{bR}^2}} = \sqrt{4kTRB}$, и эффективного значения шумового тока короткозамкнутой цепи $\sqrt{\overline{I_{bR}^2}} = \sqrt{4kTB/R}$. Затем

производится перемножение результатов этих измерений. На рис. 14 представлена схема измерений.

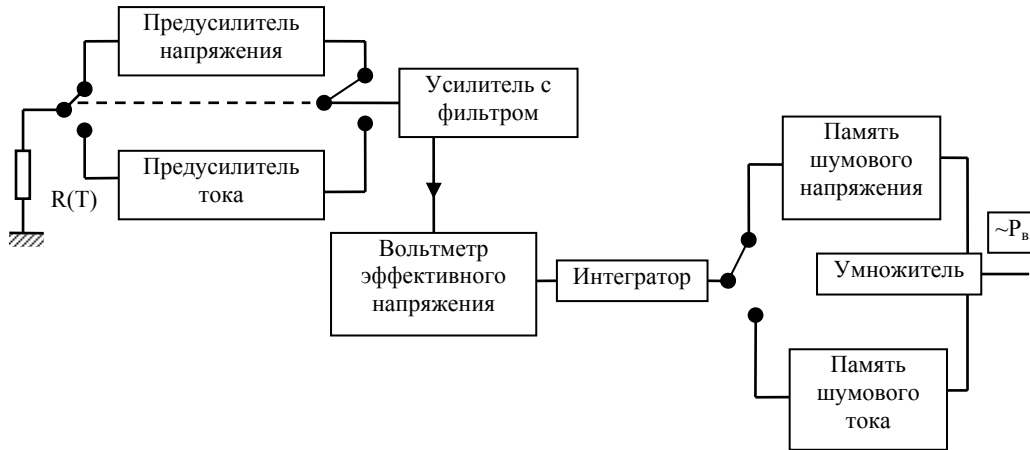


Рис. 14. Схема измерения мощности теплового шума сопротивления

Необходимо соблюдать предосторожность, чтобы собственный шум приборов или внешних помех был значительно ниже уровня теплового шума измерительного резистора. Погрешность измерений температуры в такой схеме меньше 1%. Этот метод интересен тем, что он не требует никаких предварительных измерений и, кроме того, измерение не зависит от величины сопротивления R_x . Последняя особенность важна в случае измерений при высоких температурах и в агрессивных средах, например в ядерных реакторах, где возможны изменения электрических параметров (сопротивления, э. д. с.) используемых датчиков.

5.2. Кварцевые термометры

Классическим применением кварца является создание генераторов частоты с очень высокой стабильностью, в частности, температурной. Для этого пластинку кварца выбирают с такой кристаллографической ориентацией, при которой влияние изменений температуры на частоту кварцевого генератора минимально. При использовании кварца в качестве датчика температуры, наоборот, пластинку выбирают с такой кристаллографической ориентацией, при которой частота генератора является

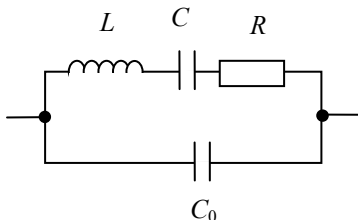


Рис. 15. Эквивалентная электрическая схема пластины кварца

квазилинейной функцией температуры кварцевой пластинки. Изготовленный таким образом датчик обладает высокими точностью и чувствительностью. Вблизи одной резонансных частот механических колебаний пластинка кварца с электрической точки зрения представляет собой двух-

полосник, состоящий из двух параллельных ветвей (рис. 15). Первая ветвь содержит L, C, R ; значения ее параметров определяются геометрическими, механическими и кристаллографическими характеристиками пластинки. Вторую ветвь образует емкость C_0 , обусловленная наличием металлических электродов. Отношение C/C_0 обычно находится в пределах $10^{-2} - 10^{-3}$. Этот двухполосник имеет две цепи электрического резонанса: последовательную L, C, R с резонансной частотой $f_s = 1/2\pi\sqrt{LC}$ и параллельную с емкостной ветвью C_0 и индуктивной L, C, R резонансная частота которой равна $f_p = 1/2\pi\sqrt{LC[1/(1+C/C_0)]}$. Эти частоты очень близки:

$$(f_p - f_s)/f_s = (1/2)(C/C_0) \quad (51)$$

Кварцевый генератор синусоидальных колебаний состоит из усилителя и цепи обратной связи (рис. 16а), где A – коэффициент усиления усилителя; φ_a – вносимый им сдвиг фазы; β – коэффициент обратной связи, равный отношению амплитуды сигнала, подаваемого на вход усилителя, к амплитуде сигнала на его выходе; φ_r – сдвиг фазы в цепи обратной связи. Для возникновения колебательного режима должны выполняться два условия: $|A\beta| \geq 1$, $\varphi_a + \varphi_r = 2\pi$. В качестве примера на рис. 16б представлена простая схема генератора на полевом транзисторе.

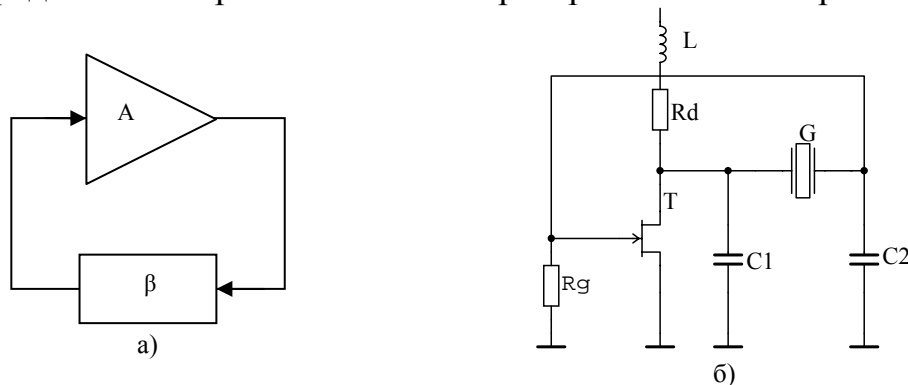


Рис. 16. Кварцевый генератор частоты: а—принципиальная схема; б—пример простой схемы кварцевого генератора.

Чувствительность к температуре. С изменением температуры изменяются размеры пластинки, ее плотность и модули упругости, что сопровождается изменением частот механического резонанса $f = (n/l)\sqrt{c/\rho}$ и значений параметров L, C, R , являющихся электрическими характеристиками пластинки.

В общем случае имеем: $f(T) = f_0(1 + aT + bT^2 + dT^3)$, где T выража-

ется в $^{\circ}\text{C}$, или $\Delta f / f_0 = aT + bT^2 + dT^3$, где $\Delta f = f(T) - f_0$. Значения коэффициентов a , b , d зависят от среза пластинки. Срез LC (линейный) характеризуется фактически нулевым значением коэффициентов b и d . Поэтому чувствительность резонансной частоты к температуре для него является постоянной величиной $S = \Delta f / \Delta T = af_0$

При $\alpha = 35,45 \cdot 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ и $f_0 = 28,208 \text{ МГц}$ имеем $S = 1000 \text{ Гц}/^{\circ}\text{C}$.

5.3. Примеры электрических схем датчиков температуры

Чувствительный датчик температуры. Схема чувствительного датчика температуры на основе таймера КР1006ВИ1 [7] представлена на рис 17. Обычно при включении таймера КР1006ВИ1 по схеме самовозбуждающегося мультивибратора нужны два постоянных резистора. В схеме преобразователя вместо одного из них последовательно включены терморезистор и постоянный резистор, а вместо другого – транзистор VT1, который насыщается в период заряда времязадающего конденсатора C1 и выключается в период его разряда. Сопротивление перехода коллектор–эмиттер транзистора VT1, когда он открыт, близко к нулю, а когда он закрыт – более 1 МОм.

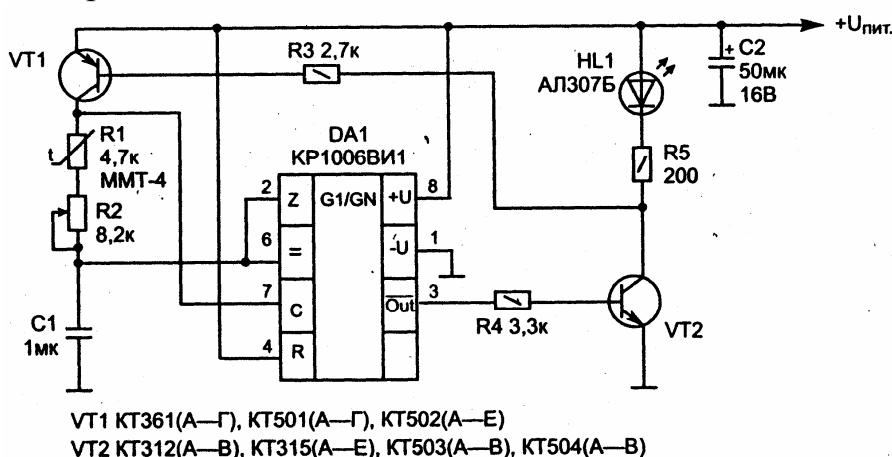


Рис. 17. Чувствительный термометр

Регулировку чувствительности производят переменным резистором R2. Информация об измеряемой температуре заключается в частоте следования импульсов на выходе микросхемы DA1, которая может измеряться цифровым частотомером. Визуальная индикация температуры осуществляется светодиодом HL1. Настройка устройства заключается в установке резистором R2 порога включения прибора тогда, когда термодатчик R1 регистрирует комнатную температуру ($+20^{\circ}\text{C}$). При увеличении температуры, воздействующей на терморезистор, частота импульсов увеличивается. При уменьшении температуры — уменьшается. Схему можно использовать в качестве точного узла считывания показаний тем-

пературы с малой погрешностью в сочетании с цифровой схемой отображения информации.

Терморегулятор на оптронах. Пороговый выключатель коммутатор нагрузки в зависимости от температуры контролируемой области показан на рис.18 [7]. Чувствительным элементом служит терморезистор R1. Порог срабатывания устанавливается переменным резистором R2.

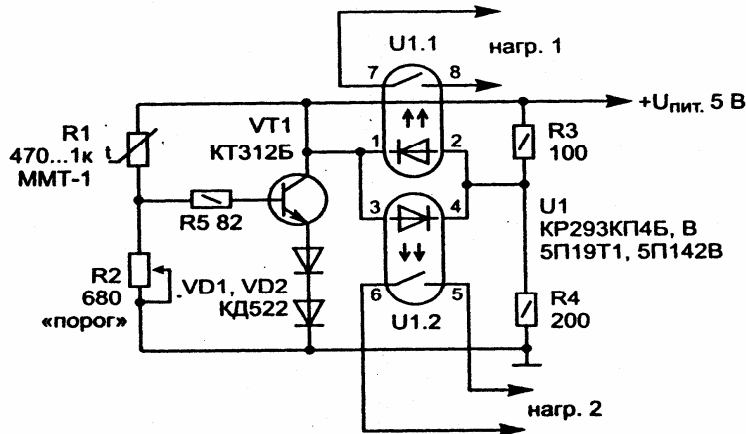


Рис. 18. Электрическая схема терморегулятора на оптронах

При температуре ниже заданной, сопротивление терморезистора большое, и транзистор VT1 заперт, а оптронный ключ U1.2 находится в активном включенном состоянии. Он своими контактами коммутирует нагрузку или индикаторную цепь. При повышении температуры и превышении порога включения транзистор отпирается, отключается оптронный ключ U1.2 и включается U1.1, своими контактами коммутирующей другую цепь нагрузки. Свойства КР293КП4 таковы, что коммутирующие контакты оптронов могут управлять маломощной нагрузкой при токе до 0,5 А. Диоды в цепи эмиттера транзистора необходимы для защиты его перехода в открытом состоянии.

Датчик возгорания. Электрическая схема датчика возгорания представлена на рис 19. В качестве чувствительного элемента датчика температуры используется терморезистор R7 (ММТ-4), который вместе с переменным резистором R6 и резистором R2 образуют делитель напряжения, которое подается на базу транзистора VT1, используемого как компаратор. Пороговое напряжение переключения компаратора равно сумме напряжения смещения светодиода VD1 и напряжения перехода база – эмиттер транзистора VT1 и относительно положительного полюса источника питания равняется приблизительно 2 В. Регулировка переменным резистором R6 позволяет повысить чувствительность компаратора. Пока разница потенциалов на выводах терморезистора не превысит пороговую, транзистор VT1 будет закрыт, следовательно, светодиод VD1 не горит, напряжение на выводах резистора R1 близко к нулю, транзи-

сторы VT2, VT3 закрыты, реле обесточено, сигнал тревоги отсутствует. При повышении температуры терморезистора (более 50°C) сопротивление R7 лавинообразно уменьшается. Напряжение на базе транзистора VT1 относительно «минуса» питания падает, и он открывается. Ток через открытый переход коллектор – эмиттер транзистора VT1 и светодиод VD1 обуславливает падение напряжения на резисторе R1.

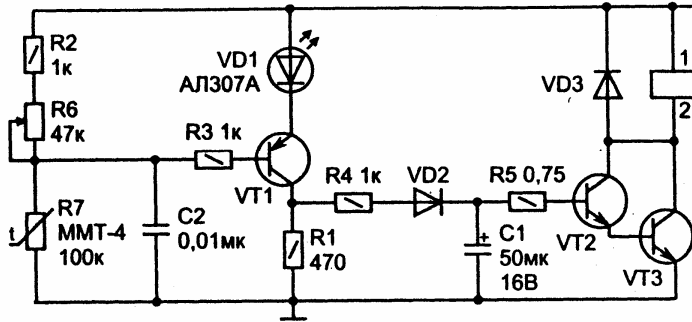


Рис. 19. Датчик возгорания

Через ограничивающий резистор R4 и детектор на диоде VD2 конденсатор C1 быстро заряжается. Напряжение с диода VD2 подается на оконечные транзисторы, которые открываются и включают с помощью реле сигнал тревоги. Диод VD3 препятствует обратному току через реле и предотвращает дребезг контактов [7].

Датчик температуры - приставка к вольтметру. Электрическая схема датчика температуры, используемого как приставка к вольтметру представлена на рис 20 [7].

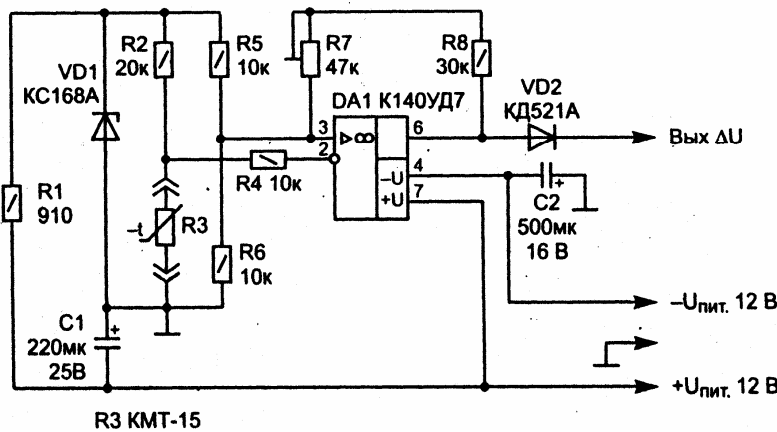


Рис. 20. Электрическая схема приставки

В качестве чувствительного элемента датчика температуры используется терморезистор R3, включенный в плечо балансного моста. На микросхеме DA1 реализован усилитель постоянного тока. Коэффициент усиления, а, следовательно, крутизна преобразования датчика, регулируется изменением сопротивления R7. Выход приставки подключается к щупам цифрового вольтметра с пределом измерения постоянного напря-

жения 25 В. Настройка системы производится с эталонным датчиком температуры. При комнатной температуре изменением сопротивления R7 нужно добиться таких показаний на ЖКИ вольтметра, какую температуру показывает эталонный термометр. При удалении терморезистора от приставки более чем на 50 см соединительные провода нужно экранировать. При считывании показаний прибора следует учитывать инерционность изменения сопротивления терморезистора (при изменении температуры среды), которая может достигать 5...6 минут.

ЛЕКЦИЯ 6

6.1. Бесконтактные методы измерения температуры

Бесконтактные методы измерения температуры основаны на принципах оптической пирометрии, заключающихся в использовании соотношений, существующих между температурой объекта и оптическим излучением (инфракрасным или видимым), которое этим объектом испускается [2,6]. Датчики, воспринимающие это излучение, являются, следовательно, оптическими датчиками, фотоэлектрическими или тепловыми. Преимуществом оптической пирометрии является то, что она позволяет определить температуру объекта без контакта с ним. Таким образом, методы оптической пирометрии являются особенно эффективными, когда условия эксперимента не позволяют использовать классические термометрические датчики. К таким условиям относятся:

- высокие температуры (>2000 °С) и измерения на большом расстоянии;
- очень агрессивная окружающая среда (химическая промышленность);
- материалы, плохо проводящие тепло (пластмассы, стекла, дерево);
- движущиеся тела (например, листовой материал в прокатном стане),
- объекты, находящиеся под высоким напряжением.

Физические принципы. Все тела спонтанно испускают электромагнитное излучение, распределение энергии в спектре которого есть функция температуры. Излучение является следствием вызванных тепловым возбуждением радиационных переходов в атомах и молекулах. Фундаментальный закон теплового излучения Планка определяет спектральную плотность энергетической светимости источника, являющегося абсолютно черным телом, в функции длины волны λ и абсолютной температуры

$$T \text{ этого источника: } E_{\lambda,n}(\lambda, T) = \frac{c_1}{\lambda^5 (\exp(c_2/\lambda T) - 1)}, \quad (52)$$

где $c_1 = 2\pi^5 h c^2 / 15$ и $c_2 = hc/k$; $h=6,6261 \cdot 10^{-34}$ Вт с² – постоянная Планка; $c \cong 2,998 \cdot 10^8$ м с⁻¹ – скорость света; $k=1,38066 \cdot 10^{-23}$ Вт с К⁻¹ – постоянная Больцмана; величины c_1 и c_2 в системе СИ равны $c_1 = 3,7405 \cdot 10^{-16}$ Вт м²,

$c_2=1,4388 \cdot 10^{-2}$ м К. В прикладных задачах спектральную плотность энергетической светимости часто выражают в ваттах на квадратный сантиметр и микрометр длины волны ($\text{Вт}/\text{см}^2 \cdot \text{мкм}$); в этом случае c_1 и c_2 , численно равны $c_1=3,7405 \cdot 10^{-4}$ и $c_2=14388$.

На рис. 21 представлена зависимость спектральной плотности энергетической светимости от длины волны для различных температур. В часто встречающемся на практике случае, когда $c_2 \ll \lambda T$, закон Планка

можно записать в виде:
$$E_{\lambda,n}(\lambda, T) = \frac{c_1}{\lambda^5} \exp(-c_2/\lambda T). \quad (53)$$

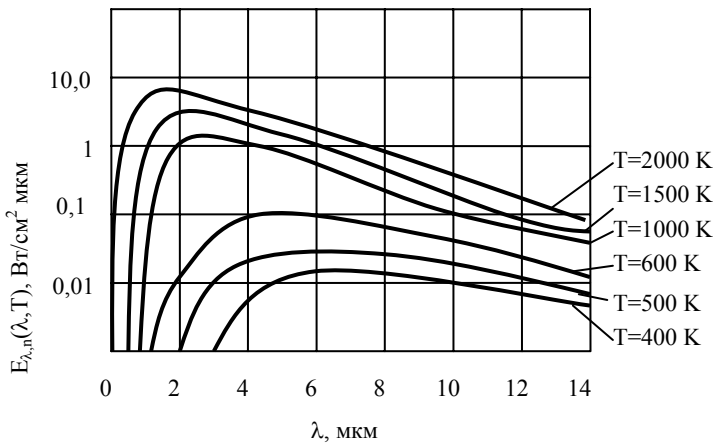


Рис.21. Спектральная плотность энергетической светимости черного тела при различных температурах в функции длины волны.

Максимальная спектральная плотность энергетической светимости на длине волны λ_{\max} при температуре T выражается формулой: $E_{\lambda,n}(\lambda_{\max}, T) = 1,286 \cdot 10^{-15} \cdot T^5$. (54) здесь $E_{\lambda,n}$ выражена в $\text{Вт}/\text{см}^2 \cdot \text{мкм}$.

Закон Стефана – Больцмана получается интегрированием закона Планка и дает величину интегральной энергетической светимости источника с абсолютной температурой T :

$$E_n(T) = \int_0^{\infty} E_{\lambda,n} d\lambda = \sigma T^4, \quad (55)$$

где σ – постоянная Стефана – Больцмана, численно равна $\sigma=5,67 \cdot 10^{-8}$ $\text{Вт м}^{-2} \cdot \text{К}^{-4}$. Установлено, что более 90% полной энергии излучается в диапазоне между $\lambda_{\max}/2$ и $5\lambda_{\max}$.

Эти законы показывают (табл. 5), что с повышением температуры быстро увеличивается энергетическая светимость и происходит сдвиг спектра излучения в сторону коротких длин волн. Заметим, что при тем-

Закон смещения Вина, который выводится путем взятия производной от формулы закона Планка, дает длину волны λ_{\max} , соответствующую максимуму спектральной плотности энергетической светимости источника с данной абсолютной температурой T :

$$\lambda_{\max} [\text{мкм}] = 2898/T [\text{К}].$$

Максимальная спектраль-

пературах ниже 500°C тепловое излучение почти полностью приходится на инфракрасную область спектра, а когда источником является Солнце ($T \cong 5500 \text{ K}$), λ_{max} соответствует максимуму чувствительности глаза.

Таблица 5.

Зависимость теплового излучения от температуры источника.

$T, ^{\circ}\text{C}$	-200	-100	0	100	200	500	1000	2000	4000	5000
E_n Вт/см ²	0,16 $\cdot 10^{-3}$	5,7 $\cdot 10^{-3}$	31,5 $\cdot 10^{-3}$	109 $\cdot 10^{-3}$	284 $\cdot 10^{-3}$	2,02	14,9	150,8	1871	5183
λ_{max} , мкм	39,7	16,7	10,6	7,76	6,13	3,75	2,27	1,27	0,68	0,53

Тепловое излучение реальных тел. Спектральная плотность энергетической светимости реального объекта E_{λ} , связана с аналогичной характеристикой излучения черного тела $E_{\lambda,n}$ соотношением:

$$E_{\lambda}(T) = \varepsilon(\lambda, T) E_{\lambda,n}(T), \quad (56)$$

где $\varepsilon(\lambda, T)$ – коэффициент излучения на длине волны λ при температуре T материала, из которого состоит объект.

Коэффициент излучения тела равен его коэффициенту поглощения (закон Кирхгофа): величина коэффициента излучения, равная единице для черного тела, меньше единицы для реального тела и зависит, в частности, от его природы и от состояния его поверхности.

Когда коэффициент излучения не зависит от λ , тело называют «серым», и закон Стефана – Больцмана для тел этого типа записывается в виде:

$$E(T) = \varepsilon(T) \sigma T^4. \quad (57)$$

Незнание точного значения $\varepsilon(\lambda, T)$ – главный источник потенциальных погрешностей в оптической пирометрии.

Поглощение теплового излучения. На своем пути между излучающим объектом и приемником излучение ослабляется, причем ослабление зависит от природы среды и ее толщины, т. е. от расстояния, преодолеваемого в ней излучением. Ослабление в атмосфере обусловлено парами воды, углекислым газом и озоном; эти составляющие атмосферы имеют полосы поглощения в инфракрасной области спектра. Спектральные участки, в которых поглощение минимально, называются «окнами», и это наиболее благоприятные для измерений диапазоны: окно в ближней инфракрасной области 0,75 – 2,7 мкм; окно в средней инфракрасной области 3 – 5 мкм; окно в дальней инфракрасной области 7 – 14 мкм. Оптические элементы, связанные с оптическим пирометром (прозрачные окна, отражающие и преломляющие элементы), также обуславливают определенное поглощение излучения, которое можно уменьшить, выбирая со-

ответствующий материал (фтористый кальций, сапфир, плавленый кварц).

6.2. Основные методы измерения температур

Объект, температуру T которого хотят измерить, излучает в полу-сферу с единицы поверхности и в спектральном интервале шириной $d\lambda$ на длине волны λ элементарный поток $d\Phi$:

$$d\Phi = E_{\lambda}(T)d\lambda = \varepsilon(\lambda, T)E_{\lambda, n}(T)d\lambda. \quad (58)$$

Применяемый приемник излучения принимает элементарный поток $d\Phi_d$, являющийся частью $K(\lambda)$ потока, излучаемого объектом:

$$d\Phi = K(\lambda)\varepsilon(\lambda, T)E_{\lambda, n}(T)d\lambda, \quad (59)$$

где $K(\lambda)$ зависит от оптики, связанной с приемником, геометрии системы объект – приемник (расстояния, размеры) и от поглощения излучения средой, в которой оно распространяется.

Приемник излучения с чувствительностью $S_d(\lambda)$ преобразует принимаемый поток в электрический сигнал U_{el} (ток или напряжение), и, следовательно, для элементарного потока имеем:

$$dU_{el} = S_d(\lambda)K(\lambda)\varepsilon(\lambda, T)E_{\lambda, n}(T)d\lambda. \quad (60)$$

Это соотношение с учетом закона Планка устанавливает связь между температурой T объекта и элементарным электрическим сигналом на выходе приемника излучения:

$$dU_{el} = S_d(\lambda)K(\lambda)\varepsilon(\lambda, T)\frac{c_1 d\lambda}{\lambda^5 \{\exp(c_2/\lambda T - 1)\}}. \quad (61)$$

Из последнего выражения видны трудности такого типа измерений, которые, в частности, требуют знания коэффициента $\varepsilon(\lambda, T)$ объекта и ослабления, вносимого средой, через которую проходит излучение.

Нужно также быть уверенным, что принимаемое излучение является тепловым излучением исследуемого объекта и к нему не прибавляется излучение, испускаемое другими объектами с различной температурой.

Пирометр полного излучения. Весь спектр теплового излучения объекта (на практике – его основная часть) принимается приемником в широкой полосе, для чего используется тепловой приемник излучения.

Электрический сигнал, выдаваемый приемником, определяется вы-

ражением:

$$dU_{el} = \int_0^{\infty} S_d(\lambda)K(\lambda)\varepsilon(\lambda, T)E_{\lambda, n}(T)d\lambda. \quad (62)$$

Если принять, что S_d , K , ϵ не зависят от λ , то по закону Стефана – Больцмана получим:
$$dU_{el} = S_d K \epsilon(T) \int_0^{\infty} E_{\lambda,n}(T) d\lambda = S_d K \epsilon(T) \sigma T^4. \quad (63)$$

На практике пирометр должен быть отградуирован в условиях его применения путем одновременного измерения U_{el} и T (например, с помощью термопары, когда это возможно).

Когда пирометр градуируют с помощью черного тела, сигнал U_{el} соответствует T_n . Для реального тела со средним коэффициентом излучения ϵ , дающего тот же сигнал U_{el} , температура T равна $T_n / \sqrt[4]{\epsilon}$.

Узкополосный (монохроматический) пирометр. Некоторая часть теплового спектра излучения объекта на длине волны λ_0 , имеющая ширину $\Delta\lambda$, выделяется с помощью оптического фильтра и принимается фотоэлектрическим датчиком со спектральной чувствительностью, согласованной с этой длиной волны λ_0 . Электрический сигнал U_{el} , выдаваемый приемником, описывается выражением:

$$U_{el} = \int_{\lambda_0 - \Delta\lambda/2}^{\lambda_0 + \Delta\lambda/2} S_d(\lambda) K(\lambda) \epsilon(\lambda, T) E_{\lambda,n}(T) d\lambda. \quad (64)$$

Учитывая, что принимаемая полоса $\Delta\lambda$ спектра узкая, можно полагать, что в ней практически $\lambda \cong \lambda_0$, и, следовательно,

$$S_d(\lambda) = S_d(\lambda_0), \quad K(\lambda) = K(\lambda_0), \quad \epsilon(\lambda, T) = \epsilon(\lambda_0, T),$$

откуда с учетом закона Планка

$$U_{el} = S_d(\lambda_0) K(\lambda_0) \epsilon(\lambda_0, T) \frac{c_1 \Delta\lambda}{\lambda_0^5 \{ \exp(c_2 / \lambda_0 T) - 1 \}}. \quad (65)$$

Для часто встречающегося случая, когда $\lambda_0 T \ll c_2$, $\exp(c_2 / \lambda_0 T) \gg 1$, получаем окончательно:

$$U_{el} = S_d(\lambda_0) K(\lambda_0) \epsilon(\lambda_0, T) c_1 \exp(-c_2 / \lambda_0 T) (\Delta\lambda / \lambda_0^5).$$

Как указывалось выше, электрический сигнал U_{el} соответствует температуре T_n , когда пирометр градуируют с помощью черного тела. В случае, когда реальный объект имеет коэффициент излучения $\epsilon(\lambda_0, T)$, его температура T , соответствующая сигналу U_{el} , равна:

$$T = \frac{1}{1/T_n + (\lambda_0 / c_2) \lg \epsilon(\lambda_0, T)}. \quad (66)$$

Бихроматический пирометр (пирометр спектрального отношения). Этот пирометр можно рассматривать как двойной монохроматический пирометр, использующий два соседних диапазона теплового излучения, которые центрированы на длинах волн λ_1 и λ_2 и имеют одинаковую спектральную ширину $\Delta\lambda$ полосы пропускания.

В соответствии с выражением для сигнала датчика в случае монохроматического пирометра будем иметь в этом случае для диапазона λ_1 .

$$U_{el_1} = S_d(\lambda_1)K(\lambda_1)\epsilon(\lambda_1, T)c_1 \exp(-c_2/\lambda_1 T)(\Delta\lambda/\lambda_1^5), \quad (67)$$

и для диапазона, центрированного в λ_2 :

$$U_{el_2} = S_d(\lambda_2)K(\lambda_2)\epsilon(\lambda_2, T)c_1 \exp(-c_2/\lambda_2 T)(\Delta\lambda/\lambda_2^5). \quad (68)$$

В условиях измерения, когда длины волн λ_1 и λ_2 близки,

$$S_d(\lambda_1) = S_d(\lambda_2), \quad K(\lambda_1) = K(\lambda_2), \quad \epsilon(\lambda_1) = \epsilon(\lambda_2),$$

отношение сигналов, выдаваемых приемником излучения, равно

$$r = \frac{U_{el_1}}{U_{el_2}} = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^5 \exp\left\{\frac{c_2}{T}\left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1}\right)\right\}. \quad (69)$$

Отношение r , вычисляемое по сигналам в аналоговой форме или с помощью логической схемы, зависит только от температуры T объекта; оно, в частности, не зависит от коэффициента излучения объекта; в этом заключается большое преимущество данного типа пирометра. Области применения некоторых фотоэлектрических датчиков в оптической пирометрии представлены в таблице 6.

Таблица 6.

Области применения фотоэлектрических датчиков в оптической пирометрии.

Нижний предел измеряемых температур, °С	Датчик
Фотодиоды	
600	Si
200	Ge
Фоторезисторы	
100	PbS
50	PbSe
0	InSb
-50	HgCdTe

6.3. Бесконтактный низкотемпературный термометр

Функциональная схема бесконтактного низкотемпературного датчика для измерения температуры поверхности различных объектов, представлена на рис. 22. Принцип действия прибора [6] основан на методе пиро-

метра полного излучения. Излучение от поверхности объекта 1 собирается с помощью оптической системы, состоящей из фокусирующего коллиматора 2, и попадает на приемник излучения 3, в качестве которого можно использовать пироэлектрические приемники МГ-30, МГ-32, полупроводниковый болометр БП-2.

При этом на приемник излучения 3 поступают различные оптические потоки: для открытой входной апертуры оптической системы – от измеряемой точки поверхности объекта, для закрытой – от равновесного излучения внутренней полости обтюратора и входной оптической системы. Электрический сигнал на выходе приемника от излучения измеряемой точки поверхности объекта будет равен: $U_1 = S_d K \varepsilon(T) \sigma T_1^4$, (70)

где S_d - чувствительность приемника излучения, $K(\lambda)$ – коэффициент, зависящий от параметров оптической системы, $\varepsilon(T)$ - коэффициент излучения объекта, T_1 – температура объекта.

Сигнал на выходе приемника излучения от равновесного излучения внутренней полости обтюратора и входной оптической системы будет равен $U_0 = S_d K \varepsilon(T) \sigma T_0^4 = S_d K \sigma T_0^4$, (71)

где $\varepsilon(T)=1$ - коэффициент излучения внутренней полости пирометра, равный единице, T_0 – температура внутренней полости пирометра.

Таким образом, на выходе приемника 3 будет сигнал U_d , равный разности сигнала (70) и сигнала (71)

$$U_d = U_1 - U_0 = S_d K \varepsilon(T) \sigma T_1^4 - S_d K \sigma T_0^4 \quad (72)$$

Искомое значение температуры T_1 будет равно

$$T_1 = \sqrt[4]{\frac{U_d}{S_d K \varepsilon(T) \sigma} + \frac{T_0^4}{\varepsilon(T)}} \quad (73)$$

Образующийся на выходе приемника 3 переменный сигнал с амплитудой (72) и частотой модуляции, равной частоте вращения обтюратора, усиливается усилителем 6 и поступает на синхронный детектор, включающий в себя инвертор 7, коммутатор 8 и следящий интегратор 9. Для уменьшения погрешностей, вызываемых плохим соотношением сигнал/шум на приемнике, при определении потока излучения используется синхронное детектирование с последующим интегрированием. Повышение отношения сигнал/шум на выходе синхронного детектора основано на совпадении фазы сигнала с фазой детектора. Импульсы синхронизации, необходимые для синхродетектора, формируются при вращении обтюратора 4, приводящимся во вращение электродвигателем 5, с помощью светодиода СД и фотодиода ФД, а также компаратора 13.

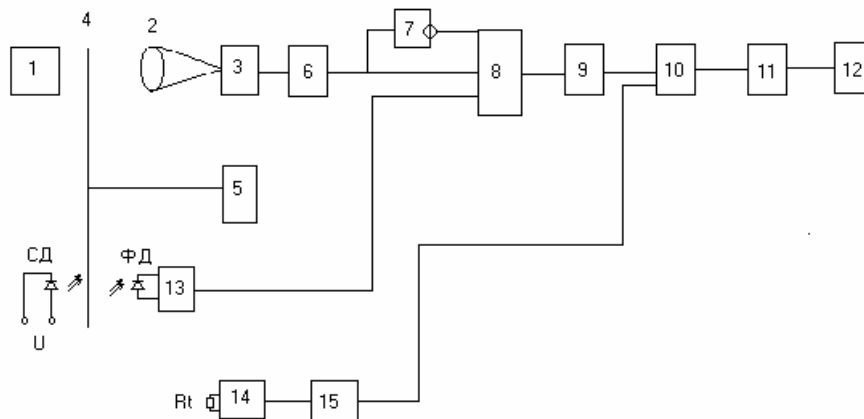


Рис.22. Функциональная схема бесконтактного термометра: 1 – поверхность объекта; 2 – фокусирующий коллиматор; 3 – приемник излучения; 4 – обтюратор; 5 – электродвигатель; 6 – усилитель; 7 – инвертор; 8 – коммутатор; 9 – следящий интегратор; 10 – сумматор; 11 – аналогово–цифровой преобразователь; 12 - блок индикации, 13 –компаратор, 14 балансный мост, 15- усилитель.

На выходе синхродетектора, таким образом, формируется сигнал, характеризующий разность температур от измеряемой точки поверхности объекта и внутренней полости приемной системы, который далее поступает на вход сумматора 10. Температура внутренней полости пирометра контролируется терморезистором R_t , включенным в одно из плеч балансного моста 14. Сигнал разбаланса усиливается усилителем 15 и поступает на другой вход сумматора 10, где используется в качестве отсчетного уровня для определения истинной температуры измеряемой точки поверхности тела. С выхода сумматора 10 сигнал поступает на вход аналогово–цифрового преобразователя 11, где происходит преобразование измеренного информационного сигнала в цифровой код и вывод на индикацию блоком 12.

Электрическая принципиальная схема информационно-измерительной схемы пирометра представлена на рис. 23, В качестве приемника излучения используется пироэлектрический приемник МГ-30 (МГ-32). Модуляция оптического излучения осуществляется лопастным обтюратором с частотой порядка 100 Гц, приводимым во вращение электродвигателем постоянного тока типа.

Переменный электрический сигнал, амплитуда которого характеризует разность температур измеряемого объекта и внутренней полости приемной оптической системы, через разделительную емкость $C1$ поступает на вход усилителя DA1, представляющего собой операционный усилитель типа К1401УДЗ, коэффициент передачи которого определяется отношением резисторов $R3$ и $R4$. С выхода DA1 информационный сигнал поступает на вход синхродетектора, выполненного на инверторе

К1401УДЗ, аналоговом ключе К590КН4, и интеграторе К140УД14. Тактовые импульсы для синхродетектора формируются при вращении обтюратора с помощью оптронной пары, состоящей из светодиода АЛ107 и фотодиода ФД-256. Выходной сигнал фотодиода регистрируется компаратором на К1401УДЗ и через резистор поступает на тактовый вход ключа. С выхода аналогового ключа преобразованный однополярный переменный сигнал поступает на вход интегратора, коэффициент передачи которого регулируется переменным резистором R5, а время интегрирования составляет 0,5 сек. и определяется резистором R6 и конденсатором С2. В интеграторе также осуществляется операция суммирования входного информационного сигнала и сигнала с терморезистора R_t , определяющего температуру внутренней полости приемной оптической системы. Терморезистор R_t включен в плечо балансного моста на резисторах и операционном усилителе К1401УДЗ. Балансировка моста и установка коэффициента излучения осуществляется переменными резисторами, расположенным на панели управления прибора. Для обеспечения стабильности результатов измерений при изменении величины питающих напряжений и температуры окружающей среды в схему введен стабилизатор напряжения на операционном усилителе К140УД14.

С выхода интегратора информационный сигнал, характеризующий разность температур измеряемого объекта и окружающей среды, поступает на вход АЦП, где происходит преобразование аналогового значения сигнала в цифровой код. Индикация вычисленного значения сигнала осуществляется с помощью жидкокристаллического индикатора. Питание прибора осуществляется от аккумуляторных батарей ± 5 В.

Технические характеристики бесконтактного термометра:

диапазон измеряемых температур	-30....+ 1000 °С
разрешение при измерении температуры:	
диапазон от -30.....+ 200 °С	0,1 °С
диапазон от +200...+1000 °С	1,0 °С
погрешность измерения :	$\pm 1,0$ °С .. ± 1 % $T_{изм}$
диапазон регулировки коэффициента излучения	0,2....1,0
время измерений	0,5 с
спектральный диапазон приемника,	2,5...10 мкм
диапазон рабочих расстояний	0,01...3,0 м
видоискатель	лазерный

ОПТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

ЛЕКЦИЯ 7

Оптические датчики позволяют преобразовать в электрические сигналы информацию, доставляемую видимым светом или излучением соседних длин волн – инфракрасным и ультрафиолетовым.

Свет одновременно имеет и волновую, и корпускулярную природу. В волновом аспекте он представляет собой электромагнитные колебания, излучаемые при электронных переходах в атомах источника с одного энергетического уровня на другой. Эти волны распространяются в вакууме со скоростью $c=299792458$ м/с, а в веществе – с меньшей скоростью $v = c/n$, где n – показатель преломления среды. Частота ν и длина волны λ связаны соотношением $\lambda = v/\nu$, т. е. в вакууме $\lambda = c/\nu$. Световая монохроматическая волна создается взаимно ортогональными и синусоидально изменяющимися во времени и пространстве электрическим и магнитным полями, перпендикулярными направлению ее распространения. Различные атомы источника (исключая случай лазера) излучают волны, фазы и направления полей которых независимы и для каждого атома случайным образом меняются во времени. Использование поляризатора позволяет получить линейно поляризованное излучение, для которого ориентация в пространстве электрического и магнитного полей постоянна [8].

В корпускулярном аспекте свет рассматривается, когда речь идет о взаимодействии его с веществом. Свет, как и все другие виды электромагнитного излучения, представляется состоящим из частиц – фотонов, каждый из которых несет элементарную энергию E_ϕ , определяемую только частотой излучения ν : $E_\phi = h\nu$, где h – постоянная Планка, равная $6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с. В веществе электроны связаны с атомами, и для того, чтобы стать свободными, они должны получить энергию E_l , равную энергии их связи. Поглощение одного фотона вызывает освобождение одного электрона при условии $E_\phi = E_l$, т. е. $\nu = E_l/h$, или $\lambda \leq hc/E_l$. Максимальная длина волны, способная вызвать освобождение электрона в веществе, называется пороговой длиной волны λ_s :

$$\lambda_s = hc/E_l \text{ и } \lambda_s(\text{мкм}) = 1,237/E_l(\text{эВ}). \quad (74)$$

Действие оптических датчиков основано фотоэлектрическом эффекте, заключающемся в освобождении носителей заряда под действием светового излучения, приводящем к изменению электрических свойств материала. Интенсивность эффекта в непрерывном режиме пропорциональна числу освобожденных за секунду носителей, однако даже для

$\lambda \leq \lambda_s$ каждый фотон падающего излучения не обязательно освобождает носитель; часть фотонов отражается от поверхности материала, а энергия другой части фотонов может превращаться в энергию теплового возбуждения.

Для непрозрачного материала с коэффициентом отражения R , при воздействии потока монохроматического излучения Φ (Вт), число n_i падающих в секунду фотонов равно $n_i = \Phi / h\nu = \lambda\Phi / hc$, число n_a поглощенных фотонов составляет $n_a = (1 - R)n_i = (1 - R)\lambda\Phi / hc$, а число G освобожденных в секунду электронов или дырок определяется выражением $G = \eta n_a = \eta(1 - R)\lambda\Phi / hc$, где η – квантовый выход, т. е. среднее число электронов или дырок, освобожденных на каждый поглощенный фотон.

В зависимости от явлений, происходящих в освещаемом объекте, фотоэлектрический эффект проявляется в различных формах, таких как фотопроводимость, фотогальванический эффект, фотоэлектромагнитный эффект и др. Физические основы работы различных типов современных приемников излучения, таких как фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, КМОП фотоприемники, ПЗС структуры и др., работающих на основе упомянутых фотоэлектрических эффектов, а также вопросы фотометрии достаточно подробно описаны в курсе лекций В.А.Фираго “Приемники излучения” [9]. Поэтому в данном курсе лекций не будет рассматриваться физика работы приемников излучения, а будут рассматриваться конкретные типы оптических датчиков для решения различных задач, а также будут приведены дополнительные сведения о некоторых датчиках ИК излучения и рассмотрены методы повышения точности регистрации оптического сигнала.

На рис.23 представлены спектральные рабочие диапазоны основных одноэлементных ИК приемников излучения [9] и показаны предельно достижимые значения обнаружительной способности в режиме ограничения фоном. В ближней ИК области спектра наиболее распространены являются фоторезисторы на основе PbS, германиевые фотодиоды и фотодиоды на тройных соединениях InGaAs. Поскольку в современных оптоволоконных линиях связи используют излучение с длиной волны 1.55 мкм, то в этой области достигнута наибольшая обнаружительная способность фотодиодов InGaAs. В средней ИК области спектра используется несколько типов приемников, обладающих большой обнаружительной способностью. В области до 5.5 мкм часто используют криогенно охлаждаемые фотодиоды InSb или фотоприемники PbSe с термоэлек-

трическим охлаждением, а в области 8–12 мкм – охлаждаемые фотоприемники на основе тройных соединений HgCdTe.

При необходимости обеспечить большую обнаружительную способность в области $\lambda \geq 20$ мкм используют глубоко охлаждаемые фоторезисторы на основе германия, легированного атомами разных металлов.

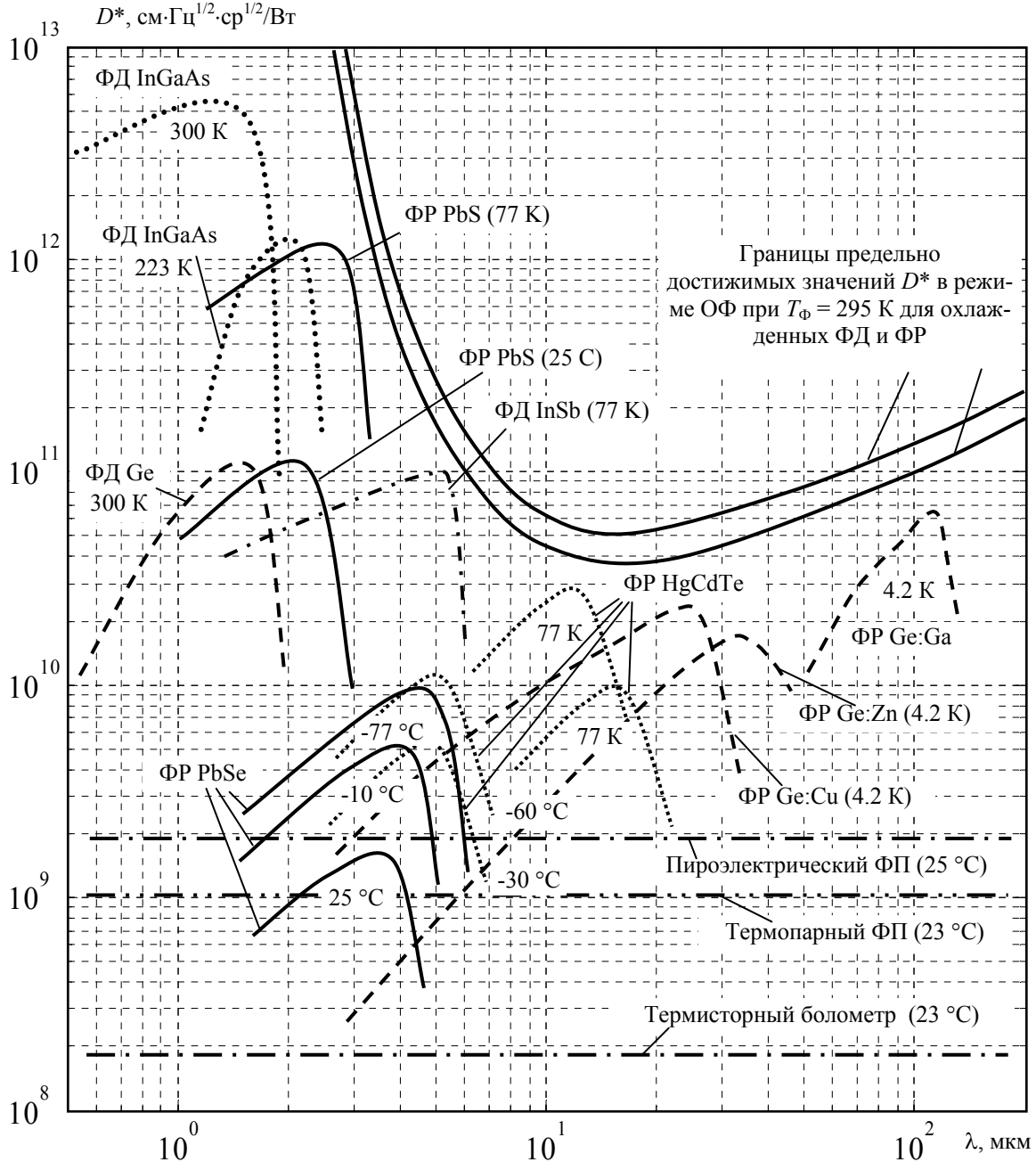


Рис. 23. Рабочие диапазоны современных ИК детекторов излучению для различных температур чувствительной области
ФД – фотодиод, ФР – фоторезистор, ФП – фотоприемник

7.1. Четырехквadrантный фотодетектор

Оптические детекторы в настоящее время являются наиболее эффективными устройствами для определения положения и перемещений объектов. В состав оптического датчика перемещений, как правило, входят три компонента; источник излучения, фотодетектор и устройства, управляющие светом (линзы, зеркала, оптические волокна и т.д.). В таких системах свет направляется на объект при помощи фокусирующих линз, а возвращается назад к детектору при помощи отражателей. В последнее время за счет более сложных компонентов удалось улучшить избирательность, повысить помехозащищенность и надежность оптических датчиков [10].

Классическая концепция мостовых схем применима и к оптическим датчикам. На рис. 24 приведен пример построения мостового оптического датчика.

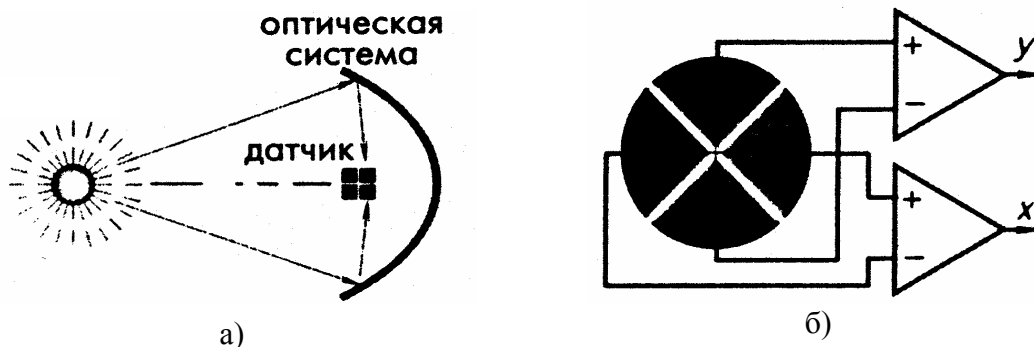


Рис. 24. Четырехквadrантный фотодетектор: а – фокусирование объекта на датчик, б – подключение чувствительных элементов к дифференциальным усилителям.

Четырехквadrантный фотодетектор состоит из четырех детекторов света, соединенных в мостовую схему. Объект должен отличаться по оптической контрастности от окружающей среды. Рассмотрим систему определения местонахождения объектов (рис. 24а). На фотодетектор при помощи оптической системы (например, телескопа) фокусируется изображение какого-то достаточно яркого объекта. Четыре выхода фотодетектора подсоединяются к соответствующим входам дифференциальных усилителей (рис. 24б), Выходной сигнал каждого усилителя пропорционален перемещению изображения от оптического центра датчика вдоль соответствующей оси. Когда изображение находится точно в центре, выходные сигналы обоих усилителей равны нулю. Это происходит только тогда, когда оптическая ось телескопа пересекает объект.

7.2. Позиционно-чувствительные детекторы

Для точного измерения положений объектов и их перемещений на длинных и коротких расстояниях подходят оптические системы, рабо-

тающие в ближнем ИК спектральном диапазоне. Примерами таких систем являются позиционно-чувствительные детекторы (ПЧД), часто используемые в устройствах автофокусировки фото- и видеокамер. Модуль определения положения объекта является активным устройством: в его состав входит светоизлучающий диод (СИД) и ПЧД с фотодетектором. Принцип действия этого устройства поясняется рис. 25 [10]. Излучение от СИД, работающего в ближней ИК области спектра, проходя через линзу коллиматора, формирует луч с малой расходимостью (менее 2°). Излучение представляет собой импульс длительностью 0.7 мс. Отражаясь от объекта, излучение попадает назад на детектор и фокусируется на чувствительной поверхности ПЧД. Выходные сигналы ПЧД (токи I_B и I_A) пропорциональны расстоянию x между центром детектора и световым пятном. Интенсивность дошедшего излучения сильно зависит от отражательных свойств объекта. Диффузионная отражающая способность в ближнем ИК диапазоне практически та же, что и в видимой области спектра, поэтому интенсивность света, попадающего на поверхность ПЧД, меняется довольно ощутимо. Тем не менее, точность измерений практически не зависит от интенсивности полученного света.

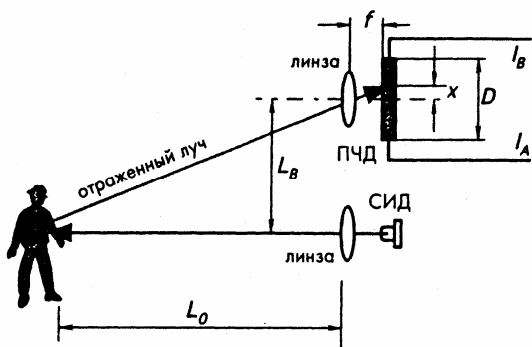


Рис. 25. Принцип измерения расстояний при помощи ПЧД

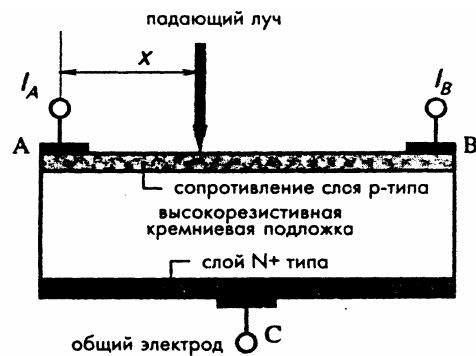


Рис. 26. Конструкция одномерного ПЧД

ПЧД работает на принципе фотоэффекта. Он использует зависимость сопротивления поверхности кремниевого фотодетектора от интенсивности падающего излучения. В отличие от МОП и ПЗС устройств, представляющих собой матрицы фотодиодов, ПЧД имеет непрерывную чувствительную область. Световое пятно, перемещающееся по чувствительной зоне, ПЧД преобразует в одномерный или двумерный сигналы, пропорциональные расстоянию до объекта. ПЧД изготавливается на подложке из высокорезистивного кремния, с двух сторон которой нанесены два слоя (p и n^+ типа) (рис. 26). Одномерный датчик имеет два электрода (А и В), сформированные на верхнем слое. Эти электроды служат для обеспечения электрического контакта при определении сопротивления p -

слоя. В центре нижнего слоя сформирован один общий электрод С. Фотоэлектрический эффект протекает в верхнем p - n переходе. Расстояние между электродами А и В равно D , а соответствующее этому расстоянию сопротивление – R_D .

Предположим, что луч попадает на поверхность ПЧД в зону, расположенную на расстоянии x от электрода А. Сопротивление между электродом и точкой падения луча соответственно равно R_x . Фотоэлектрический ток I_0 генерируемый при попадании луча на поверхность детектора, пропорционален интенсивности излучения. Ток на выходах А и В пропорционален расстояниям между точкой падения луча и электродами:

$$I_A = I_0 \frac{R_D - R_x}{R_D}, \quad I_B = I_0 \frac{R_x}{R_D}. \quad (75)$$

Поскольку зависимость сопротивления от расстояний является тактически линейной, это выражение можно переписать в следующем виде:

$$I_A = I_0 \frac{D - x}{D}, \quad I_B = I_0 \frac{x}{D}. \quad (76)$$

Для исключения зависимости выходных токов от фотоэлектрического тока (а, следовательно, и от интенсивности света) найдем отношение токов:

$$P = \frac{I_A}{I_B} = \frac{D}{x} - 1, \quad \text{или} \quad x = \frac{D}{P + 1}. \quad (77)$$

На рис. 7.35 показана геометрическая модель описываемой измерительной системы. Решай задачу с двумя подобными треугольниками и используя (7.12), получаем выражение

$$L_0 = f \frac{L_B}{D} (P + 1) = k(P + 1). \quad (78)$$

Формула (7.13) представляет собой зависимость между искомым расстоянием и отношением выходных токов, где f – фокусное расстояние принимающей линзы, а k называется геометрической константой модуля. Очевидно, что эта зависимость является линейной.

На этом же принципе работы реализован промышленный оптический датчик перемещений (рис. 27), в котором ПЧД используется для измерения небольших перемещений на расстоянии нескольких сантиметров. Эти датчики эффективно работают в реальном масштабе времени и применяются при измерениях: - высоты в таких устройствах, как системы контроля; качества печатных плат, уровня жидких и твердых сред, и т.д.;

эксцентриситета вращающегося объекта; толщины; перемещений, а также для обнаружения присутствия в рабочей зоне определенных объектов.

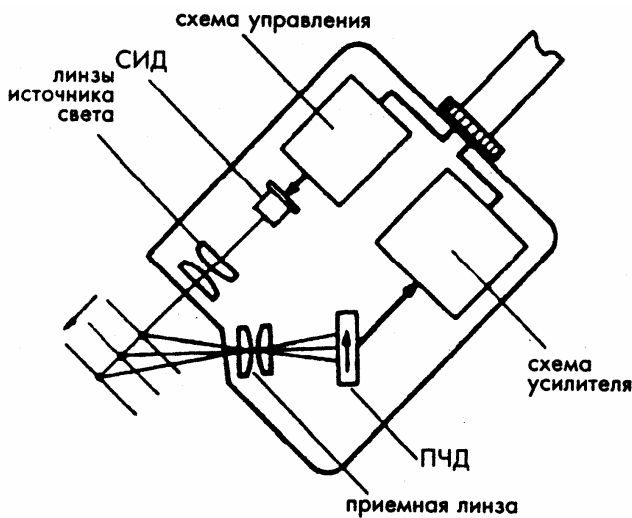


Рис. 27. Оптический датчик на основе ПЧД

одномерных ПЧД лежит в пределах 1x2... 1x12 мм, в то время как больших двухмерных ПЧД ее сторона равна 4...27 мм.

Основным достоинством датчиков на основе ПЧД является то, что их точность может превышать точность самого ПЧД. Позиционно-чувствительные детекторы выпускаются двух типов: одно и двухмерные. Спектральный диапазон ПЧД составляет 320...1100 нм, следовательно, они работают в УФ, видимом и ближнем ИК областях спектра. Чувствительная поверхность небольших

ЛЕКЦИЯ 8

8.1. Тепловые приемники излучения

Для тепловых приемников излучения первичным процессом является преобразование энергии поглощенного света в энергию теплового возбуждения решетки, которое вызывает повышение температуры приемника, приводящее к изменению его электрических свойств. К электрическим величинам, тепловые вариации которых могут использоваться для измерения потока излучения, относятся [12]:

- а) сопротивление металлического или полупроводникового элемента (болометры);
- б) термо-э.д.с., т. е. возникновение э.д.с. в электрической цепи, состоящей из двух проводников с различными свойствами (эффект Зеебека);
- в) спонтанная электрическая поляризация пироэлектриков.

Поглощению излучения содействует чернение приемной поверхности соответствующим покрытием (например, платиновой чернью), излучательная способность которого ϵ близка к 1. Поглощение для такого покрытия остается достаточно большим в длинноволновой спектральной области (перекрывается несколько порядков длин волн — обычно весь инфракрасный спектр, λ составляет от 0,8 мкм до 1 мм). Эти характерные свойства тепловых приемников излучения определяют специфическую область их применения.

Соотношение между нагревом приемника и падающим на него потоком излучения. Общий баланс переноса энергии на уровне приемника излучения описывается уравнением

$$K(dT/dt) = q\Phi - G_{\theta}(T - T_a), \quad (79)$$

где K – теплоемкость приемника, G_{θ} – коэффициент теплопередачи между приемником с температурой T и окружающей средой с температурой T_a , Φ – поток излучения, часть которого q поглощается приемником. Это уравнение позволяет рассчитать нагрев $\Delta T = (T - T_a)$ приемника. В случае постоянного потока $\Phi = \Phi_0$ решение уравнения переноса энергии дает

$$\Delta T = \frac{q\Phi_0}{G_{\theta}} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_t}\right) \right\}, \quad (80)$$

где τ_t – тепловая постоянная, определяемая выражением $\tau_t = K/G_{\theta}$.

В случае модулированного потока $\Phi = \Phi_0 + \Phi_1 \cos \omega t$ нагрев датчика происходит по закону

$$\Delta T = \frac{q\Phi_0}{G_{\theta}} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_t}\right) \right\} + \frac{q\Phi_1}{G_{\theta} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_t^2}} \times \left\{ \cos(\omega t - \psi) - \frac{\exp(-t/\tau_t)}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_t^2}} \right\}, \quad (81)$$

где $\psi = \arctg \omega \tau_t$. Исключая переходный режим, ход которого определяется тепловым запаздыванием τ_t , и постоянный нагрев, обусловленный потоком Φ_0 , получим установившийся синусоидальный режим нагрева, модуляция которого будет происходить с амплитудой

$$\Delta T_1 = \frac{q\Phi_1}{G_{\theta} \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}}, \quad (82)$$

где граничная круговая частота, определяемая тепловым запаздыванием, равна $\omega_t = 1/\tau_t = G_{\theta}/K$.

Из предыдущих соотношений следует, чтобы получить максимальный нагрев, следует уменьшить G_{θ} , сведя к минимуму потери за счет конвекции и теплопроводности, для чего нужно поместить приемник в вакуумированный корпус и термоизолировать его держатель. Когда первостепенное значение имеет быстродействие, коэффициент теплопередачи увеличивают, помещая приемник в воздухе и укрепляя его на металлической подложке, которая играет роль радиатора [2].

8.2. Детекторы излучений на основе термоэлементов

Термоэлементы относятся к классу пассивных ИК детекторов. Их принцип действия аналогичен принципу термопар. Фактически, термоэлемент представляет собой несколько последовательно соединенных

термопар. Первоначально такая конструкция была предложена Джоулем для увеличения выходного сигнала термоэлектрических датчиков. Он соединил последовательно несколько термопар и термически объединил их горячие спаи. Современные термоэлементы имеют совсем другую конструкцию. Теперь их основное предназначение – тепловое детектирование излучений среднего и дальнего ИК диапазонов спектра.

На рис. 28а показана схема детектора на основе термоэлемента. Такой датчик состоит из рамы, обладающей сравнительно большой тепловой

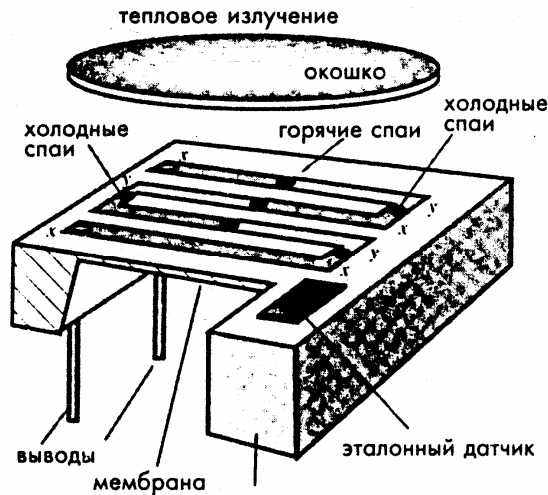


Рис 28. Термоэлемент для детектирования теплового излучения

массой, на которой сформированы «холодные» спаи. Эта рама присоединена либо к термостату с известной температурой, либо к эталонному датчику температуры. На раме крепится тонкая мембрана, обладающая низкой теплоемкостью и теплопроводностью, на поверхности которой располагаются «горячие» спаи. Названия горячих и холодных спаев являются историческими, напоминающими о том, что термоэлементы произошли от термопар. На самом деле в таких детекторах места соединений редко бывают горячими или

холодными.

Принцип действия датчиков на основе термоэлементов ничем не отличается от принципа любого пассивного ИК детектора [10]. ИК излучение поглощается или испускается мембраной. При этом происходит изменение ее температуры. Поскольку на мембране расположены горячие спаи, разность температур между ними и холодными спаями приводит к возникновению термоэлектрического напряжения, равного $\Delta E = S\Delta T$, где S – чувствительность термоэлемента. Увеличение температуры мембраны ΔT зависит от ее теплоемкости, теплопроводности и мощности ИК излучения. С учетом предыдущих соотношений, связывающих нагрев чувствительного слоя ΔT и поток излучения Φ , получаем

$$\Delta E = \frac{Sq\Phi}{G_{\theta}\sqrt{1+(\omega/\omega_t)^2}}, \quad (83)$$

Для получения термоэлементов с высокой чувствительностью и низким уровнем шума спаи должны изготавливаться из материалов, обла-

дающих высоким термоэлектрическим коэффициентом α , низкой теплопроводностью и низким объемным удельным сопротивлением. При этом термоэлектрические коэффициенты пар соединений должны иметь противоположные знаки. Материалами для термоэлементов являются металлы Cu, Ni, Al, Bi, Zn, Ag, константан (Cu+Ni) и полупроводники Sb, Si, Te, Se. К сожалению, большинство металлов, обладающих низким удельным электрическим сопротивлением (медь, серебро), имеют очень низкие термоэлектрические коэффициенты, У металлов с более высоким удельным сопротивлением (висмут и сурьма) термоэлектрические коэффициенты гораздо выше, поэтому именно они и используются чаще других при производстве термоэлементов. Легирование этих металлов Se и Te позволяет увеличить термоэлектрический коэффициент до 230 мкВ/К. В настоящее время висмут и сурьма часто заменяются на кремний. Кремниевые термоэлементы обладают большей эффективностью и надежностью.

Методы изготовления термоэлементов со спаями из металлов основаны на технологии вакуумного напыления с использованием масок для формирования слоев из термоэлектрических материалов. Количество спаев варьируется от 20 до нескольких сотен. На «горячие» спаи часто наносится абсорбционный слой, например, зачернение при помощи органических красителей, для улучшения поглощения ИК излучения.

Термоэлементы являются устройствами, работающими на постоянном токе, выходной сигнал которых достаточно хорошо отслеживает температуру «горячего» спая. Термоэлемент можно представить в виде источника напряжения, управляемого тепловым потоком, соединенного последовательно с резистором фиксированного номинала. Датчик размещается в герметичном металлическом корпусе с прочным прозрачным окном (из кремния, германия или селенида цинка). Выходное напряжение датчика пропорционально попадающему на него излучению. Диапазон рабочих частот детектора, в основном, зависит от теплоемкости и теплопроводности мембраны, определяющих тепловую постоянную времени, составляющую 1-100 мс. Датчики на основе термоэлементов обладают довольно низким уровнем шума, который соответствует тепловому шуму эквивалентного сопротивления детектора (т.е. порядка 20...50 кОм).

8.3. Пироэлектрические детекторы излучения

Пироэлектрический эффект основан на спонтанной электрической поляризации пироэлектриков. Термоизменение поляризации P , вызван-

ное падающим излучением Φ на чувствительную площадку A , вызывает вариации заряда dQ , что приводит к появлению тока I_p

$$I_p = \frac{dQ}{dt} = A \frac{dP}{dT} \frac{dT}{d\Phi} \frac{d\Phi}{dt}. \quad (84)$$

Для модулированного потока $d\Phi/dt = \omega\Phi$, используя пирометрический коэффициент $P_i = dP/dT$ для единичной площади A с учетом предыдущих формул получаем токовую чувствительность S_i

$$S_I = \frac{I_p}{\Phi} = \frac{P_i \omega q}{G_\theta \sqrt{1 + (\omega / \omega_t)^2}}. \quad (85)$$

В отличие от термоэлементов и болометров, для которых ω_t является верхней граничной частотой полосы пропускания, для пироэлектрических приемников ω_t определяет нижнюю граничную частоту. Для $\omega > \omega_t$ чувствительность постоянна и равна $S_i = P_i \omega_t q / G_\theta$. Для $\omega < \omega_t$ чувствительность равна $S_i = P_i \omega q / G_\theta$ и уменьшается при снижении частоты модуляции, а при $\omega \rightarrow 0$ чувствительность $S \rightarrow 0$.

Чувствительность по напряжению на нагрузочном резисторе $R \gg R_p$, где R_p сопротивление пироэлектрика, будет равна

$$S_U = \frac{U_p}{\Phi} = \frac{P_i \omega q R}{G_\theta \sqrt{1 + (\omega / \omega_t)^2} \sqrt{1 + (\omega / \omega_{RC})^2}}, \quad (86)$$

где $\omega_{RC} = 1/RC$, C – емкость пироэлектрика. Обычно $\omega_{RC} > \omega_t$, поэтому пироэлектрик работает в диапазоне частот от ω_t до ω_{RC} и в пределах полосы имеет чувствительность по напряжению $S_U = P_i \omega_t q R / G_\theta$. Время нарастания составляет 0,1 мс...1 нс, а полоса пропускания 10^3 Гц... 10^2 МГц.

В упрощенном виде можно считать [10], что пироэлектричество появляется вследствие теплового расширения материалов (рис. 29). Пироэлектрические материалы вырабатывают электрические заряды в ответ на тепловой поток, проходящий через них. Поглощенное тепло заставляет расширяться переднюю часть чувствительного элемента. Поскольку все пироэлектрики также обладают пьезоэлектрическими свойствами, возникшее в результате расширения напряжение приводит к появлению зарядов на электродах элемента. Это означает, что между электродами, расположенными с двух сторон элемента, возникает разность потенциалов. К сожалению, пьезоэлектрический эффект здесь играет отрицательную роль. Поскольку если на датчик действуют паразитные внешние механические силы, они также приводят к появлению зарядов на электродах, которые часто трудно отличить от полезного сигнала. Для того чтобы разделить заряды, формируемые тепловым и пьезоэлектрическим способами, пироэлектрические датчики обычно изготавливают симмет-

ричными (рис. 30а), т.е. внутри корпуса размещают два абсолютно одинаковых элемента, выходы которых подключают к электронной схеме.

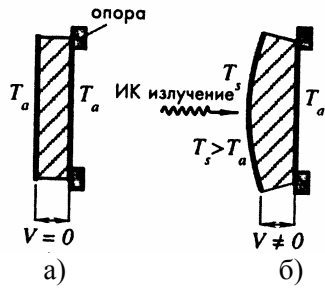


Рис. 29. Упрощенная модель пьезоэлектрического эффекта, как следствия пьезоэлектричества. Первоначально элемент имеет равномерную температуру (а); под действием теплового излучения передняя сторона элемента расширяется, что приводит к появлению на электроде зарядов (б).

При одновременной (синфазной) подаче на эти элементы одинаковых входных сигналов (помех) они будут взаимно уничтожаться, поэтому на выходе датчика сохранится нулевой уровень сигнала. Основная идея датчика заключается в том, что тепловой поток, создаваемый при движении объекта, дойдет до чувствительных элементов в разные моменты времени, в результате чего на выходе детектора уровень сигнала изменится.

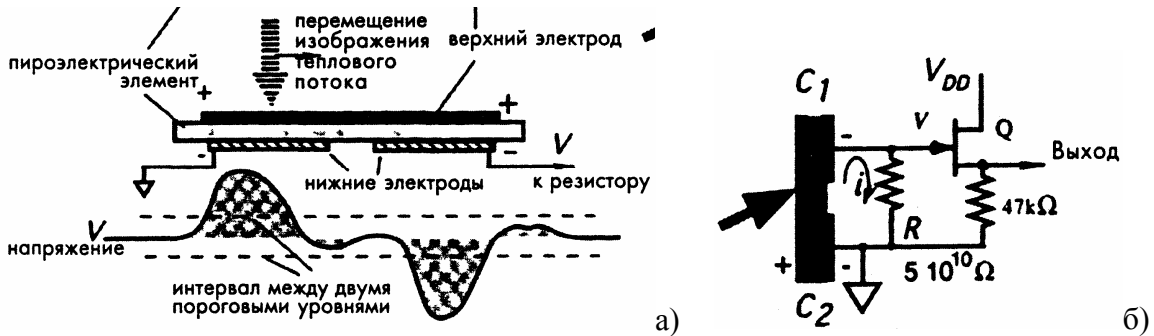


Рис. 30. Симметричный пьезоэлектрический датчик: а – чувствительный элемент, состоящий из переднего (верхнего) электрода и двух нижних электродов, нанесенных на общую подложку. Тепловой поток, от движущегося объекта, перемещается слева направо, формируя переменное напряжение на резисторе R (б).

Один из способов изготовления симметричного датчика заключается в нанесении двух пар электродов с двух сторон пьезоэлектрического элемента. Каждая пара формирует конденсатор, заряжаемый либо от теплового потока, либо от механических напряжений. Электроды на верхней стороне датчика объединяются вместе, формируя один непрерывный электрод, в то время как нижние электроды остаются разделенными. Таким образом, получается последовательное соединение двух конденсаторов. В зависимости от стороны пьезоэлектрического элемента, на которой располагаются электроды, выходной сигнал, возникающий от воздействия теплового потока, будет иметь либо положительную, либо отрицательную полярность. В некоторых случаях для наблюдения за территорией сложной формы может потребоваться применение большего коли-

чества чувствительных электродов. Но, для лучшего подавления синфазных помех количество пар электродов должно быть четным. При этом располагать электроды необходимо геометрически симметрично. Иногда такое соединение называется гребенчатым электродом.

Пироэлектрический эффект проявляется только в тех материалах, кристаллическая решетка которых не обладает центральной симметрией. Это имеет место в кристаллах CdS, CdSe, SnO, SnS. На практике наибольшее распространение получили керамические элементы, что объясняется их низкой стоимостью и простотой изготовления. Пироэлектрический коэффициент керамики зависит от пористости материала, поэтому, создавая полости в теле датчика, можно в некоторой степени регулировать его чувствительность. Перспективным материалом является поливинилиден фторид (PVDF), полимерные пленки из которого хотя и не обладают такой же чувствительностью, как твердотельные кристаллы, но имеют неоспоримые достоинства: пластичность и низкую стоимость. К тому же из PVDF можно изготавливать чувствительные элементы разных размеров практически любой формы.

8.4. Детекторы движения на основе пассивных ИК элементов

Пассивные ИК чувствительные элементы реагируют на излучения дальнего ИК спектрального диапазона с длинами волн в интервале 4...20 мкм. Этот интервал соответствует тепловому излучению человеческого тела. В таких детекторах могут принципиально использоваться три типа чувствительных элементов: терморезисторы, термоэлементы и пироэлектрики. Благодаря своей простоте, низкой стоимости, высокой чувствительности и широкому динамическому диапазону, в детекторах движения чаще всего применяются пироэлектрические элементы.

Симметричный чувствительный элемент монтируется на подложке (рис. 30), чтобы обе части датчика при воздействии на них одинаковых внешних факторов вырабатывали идентичные выходные сигналы. В любой момент времени оптический элемент детектора фокусирует тепловое изображение объекта на поверхность только одной части датчика, на которой расположена единственная пара электродов. Очевидно, что при этом заряд возникает только на одной паре электродов, подверженных действию теплового потока. При перемещении теплового изображения объекта от одного электрода к другому ток i , текущий от чувствительного элемента через резистор R (рис. 30б), меняется от нуля до положительного максимума, затем до нуля и до отрицательного максимума и опять до нуля (нижняя часть рис. 30а). Полевой транзистор Q с управляющим p - n -переходом используется в качестве преобразователя импе-

данса. Значение резистора R должно быть очень большим. Переменный ток, вырабатываемый детектором при обнаружении движущегося человека, составляет порядка 1 пА (10^{-12} А). Если требуется получить на выходе напряжение $U = 50$ мВ, величина резистора должна быть: $R = U/I = 50$ ГОм ($5 \cdot 10^{10}$ Ом). Такой резистор не может быть напрямую включен в электронную схему, поэтому и необходим транзистор Q , исполняющий роль повторителя напряжения, коэффициент усиления которого близок к единице, а выходной импеданс составляет несколько кОм.

Помимо чувствительных пьезоэлектрических элементов в состав ИК детекторов движения входят фокусирующие устройства. Такими устройствами могут быть параболические зеркала и пластиковые линзы Френеля. Популярность последних в настоящее время увеличивается, что связано с их низкой стоимостью, возможностью придания им заданной формы и тем, что помимо фокусировки они выполняют функции окон, защищающих внутренние части детектора от влаги и загрязнений.

На рис. 31 показан детектор движения, реализованный на основе полиэтиленовой многогранной выпуклой линзы Френеля [10] и чувствительного элемента из PVDF пленки. В этом датчике объединены два метода, описанные выше: использование фасетной линзы и составного электрода. Линза и чувствительный элемент имеют одинаковые радиусы кривизны, равные половине фокусного расстояния f . Это необходимо для того, чтобы активный участок сенсорной пленки всегда находился на фокальной плоскости соответствующей грани линзы.

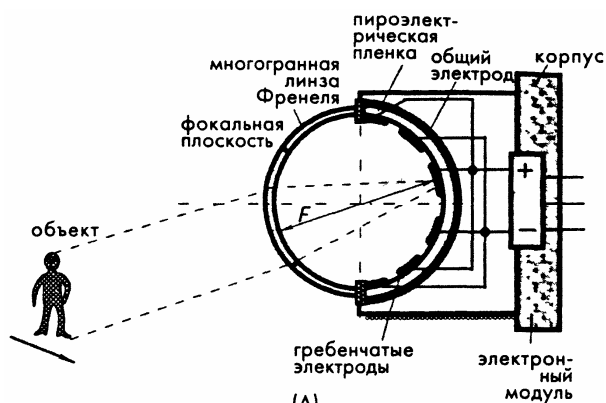


Рис. 31. Детектор движения, работающий в дальнем ИК диапазоне спектра, состоящий из линзы Френеля и пьезоэлектрического сенсора из PVDF: внутренняя структура датчика

В состав чувствительного элемента входит пара больших гребенчатых электродов, подсоединенных к положительному и отрицательному входам дифференциального усилителя, расположенного в электронном модуле. Усилитель подавляет синфазные помехи и усиливает напряжение, индуцированное тепловым потоком. На пленку чувствительного элемента со стороны линзы нанесено органическое покрытие, повышающее его поглощающую способность в дальнем ИК спектральном

диапазоне. Описываемый детектор обладает хорошей разрешающей способностью (обнаруживает незначительные перемещения объекта на большом расстоянии до него) и очень маленькими размерами. Миниатюрные детекторы широко применяются в устройствах, где габариты играют решающее значение. Например, в выключателях освещения, где детектор должен монтироваться в стенку переключателя. Такие детекторы также часто применяются в охранных системах.

ЛЕКЦИЯ 9

9.1. Болومتر

Болومتر (от греч. bole - луч и ...метр), прибор для измерений энергии электромагнитного излучения (главным образом инфракрасного), основанный на изменении электрического сопротивления термочувствительного элемента в результате поглощения им энергии измеряемого излучения. Чувствительный элемент, металлический или полупроводниковый, имеет форму ленты, тонкой пленки или пластинки, поверхность которой, подвергаясь воздействию излучения, зачернена. В зависимости от материала чувствительного слоя различают болометры металлические и полупроводниковые. Металлические болометры - тонкие зачерненные пленки РЬ, Аи, Ni, Вi. Полупроводниковые болометры - пленки оксидов Mn, Co, Ni, а также Ge и Sb [12].

Обычно болометры включают в цепь по мостовой схеме, позволяющей скомпенсировать влияние изменения температуры окружающей среды (рис. 1). Чувствительная площадка B_T используется для регистрации потока излучения, а B_V - является компенсационной, не подвергающейся облучению.

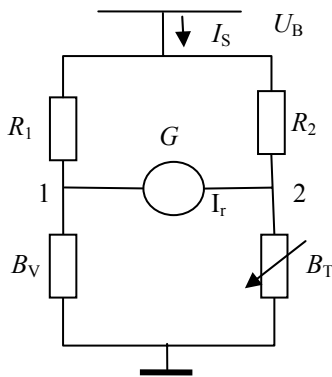


Рис.32. Измерительная схема (мост Уитстона) для болометров.

При изменении внешних условий сопротивления обеих площадок изменяются одинаково, и равновесие моста сохраняется. При поступлении потока Φ на площадку B_T равновесие моста нарушается и возникает сигнал рассогласования. Нагрев ΔT болометра обычно слабый, так что изменение сопротивления ΔR является малым по сравнению с темновым сопротивлением болометра R_0 . При таких условиях можно написать

$$\Delta R = \alpha_R R_0 \Delta T, \quad (87)$$

и напряжение разбаланса моста Уитстона U_m , четыре сопротивления которого в состоянии равновесия одинаковы,

$$U_m = \frac{E_s}{4} \frac{\Delta R}{R_0} = \frac{E_s}{4} \alpha_R \Delta T. \quad (88)$$

Рассматривая общий случай модулированного потока Φ , амплитуда измеряемого напряжения равна

$$U_m = \frac{E_s}{4} \alpha_R \frac{q\Phi_1}{G_\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}}. \quad (89)$$

Если температурный коэффициент α_R резистора остается постоянным в диапазоне ожидаемых тепловых потоков, то рабочая характеристика болометра линейна и чувствительность выражается формулой

$$S = \frac{U_m}{\Phi_1} = \frac{E_s}{4} \alpha_R \frac{q}{G_\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}}. \quad (90)$$

Полоса пропускания приемника ограничивается сверху граничной частотой $f_t = G_\theta/2\pi K$, в пределах полосы пропускания при $f < f_t$ чувствительность определяется выражением

$$S = \frac{E_s}{4} \alpha_R \frac{q}{G_\theta}. \quad (91)$$

Повышение напряжения E_s питания моста, вызывающее повышение чувствительности, ограничено, так как нагрев ΔT_j болометра джоулевым теплом вызывает рост шума и (в случае полупроводниковых болометров) уменьшает температурный коэффициент α_R . Обычно устанавливают максимально допустимую по условиям нагрева джоулевым теплом величину ΔT_{jm} , которой соответствует максимальное значение E_{sm} напряжения питания, определяемое выражением

$$\Delta T_{jm} = \frac{1}{G_\theta} \frac{E_{sm}^2}{4R_o} \quad (92)$$

Максимальное значение чувствительности при этих условиях равно

$$S_m = \frac{\alpha_R q}{2} \sqrt{\frac{R_o \Delta T_{jm}}{G_\theta \{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}}, \quad (93)$$

Высокую чувствительность болометра обеспечивают, в частности;
 – большие значения сопротивления R_o и температурного коэффициента α_R ,
 – малые значения коэффициента теплопередачи G_θ (это требование находится в противоречии с требованием большого значения G_θ для получения высокого быстродействия).

Доминирующим источником шума в болометре обычно является шум Джонсона на его сопротивлении; эффективное значение напряжения шума в полосе частот ΔF равно $E_b = \sqrt{4kTR_o\Delta F}$. Отсюда получаем вы-

ражения для мощности, эквивалентной шуму (NEP),

$$NEP = \frac{E_b}{S_m \sqrt{\Delta F}} = \frac{4}{\alpha_R q} \sqrt{\frac{kTg_\theta \{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}{\Delta T_{jm}}} \quad (94)$$

и удельной обнаружительной способности $D^* = \sqrt{A/NEP}$, где A – площадь приемной поверхности

$$D^* = \frac{\alpha_R q}{4} \sqrt{\frac{\Delta T_{jm}}{kTg_\theta \{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}} \quad (95)$$

Здесь g_θ – коэффициент теплопередачи на единицу площади. Это последнее выражение показывает, в частности, что удельная обнаружительная способность не зависит от сопротивления болометра.

Величины, характеризующие метрологические свойства болометров, составляют: чувствительность в полосе пропускания - от 1 до 100 В/Вт; тепловое запаздывание—от 1 до 10^3 мс; обнаружительная способность D^* при 300 К в пределах полосы пропускания - от 10^8 до 10^9 см Гц^{1/2}Вт⁻¹. Порог чувствительности металлических болометров $10^{-8} \dots 10^{-10}$ Вт, полупроводниковых - $10^{-8} \dots 10^{-9}$ Вт. Преимуществом болометров является небольшой порог чувствительности, что позволяет регистрировать предельно малые изменения температуры.

9.2. Методы повышения точностных характеристик датчиков инфракрасного излучения

Динамический режим питания ИК детектора. Режим динамического питания ИК детектора (например, фоторезистора, болометра) [11] позволяет упростить конструкцию датчика и повысить точность регистрации ИК излучения. Наиболее целесообразно использовать такой режим питания в системах, где приемник излучения включается в плечо балансного моста, подключенного к входам дифференциального усилителя, как показано на рис.1а. Динамический режим питания балансного моста позволяет получить переменный электрический сигнал U_s , пропорциональный интенсивности ИК излучения, попадающего на детектор, аналогичный сигналу с использованием внешнего механического модулятора излучения. При этом амплитуда выходного сигнала при использовании динамического питания будет в два раза выше, чем при внешней механической модуляции.

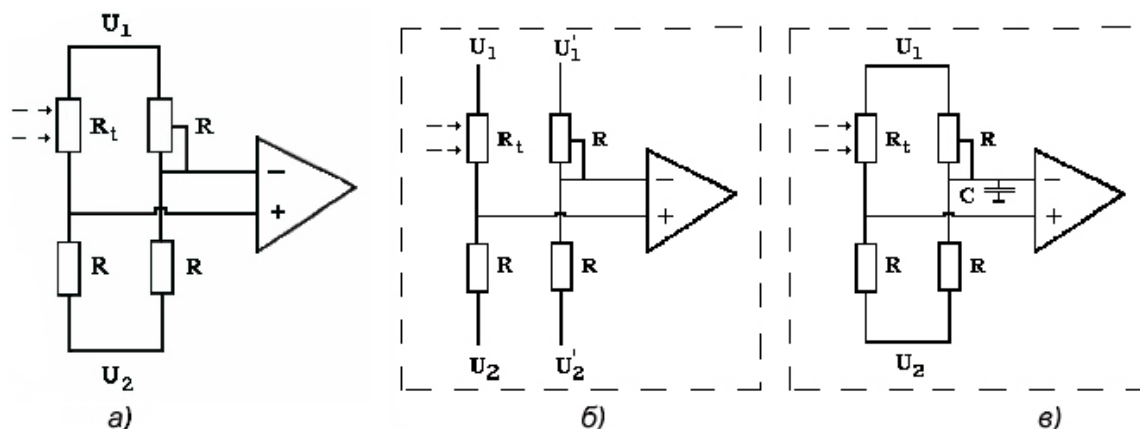


Рис.33. Динамический режим питания ИК детектора (а), отдельное динамическое питание балансного моста (б), интегрирующий конденсатор на выходе опорного плеча (в).

Используя синхронное детектирование на частоте динамического смещения с последующим когерентным накоплением и интегрированием, можно достигнуть значительного улучшения отношения сигнала U_s к шуму U_n . В системе в результате когерентного накопления сигнала обеспечивается повышение чувствительности и точности измерений, исключения шумов и наводок предварительных усилительных устройств. Время измерения определяется частотой динамического режима питания детектора, находящейся в пределах сотни Гц - десятки кГц. Недостатком таких систем является то, что точность измерений ограничивается погрешностями, обусловленными возможной разбалансировкой измерительного моста в процессе измерения температуры.

Для контроля правильности балансировки измерительного моста и учета ее влияния на результат измерения температуры можно использовать режим отдельного динамического питания обеих плеч балансного моста или интегрирующий конденсатора на выходе опорного плеча (Рис.33б,в) [3]. Если вследствие каких либо причин произошел разбаланс измерительного моста, то в выходном сигнале приемника излучения появится ошибка ΔU , обусловленная величиной разбаланса. Для измерения величины ΔU в варианте (рис.33б) используется отдельное динамическое питание каждого из плеч балансного моста. В режиме измерения напряжения питания обеих плеч совпадают $U_1=U_1'$, $U_2=U_2'$ (рис.33б). Затем для измерения ΔU динамическое питание на плечи подается в противофазе $U_1=-U_1'$, $U_2=-U_2'$. Если разбаланс измерительного моста отсутствует, то величина выходного сигнала не изменится. Если произошел разбаланс моста, то в зависимости от знака ΔU величина выходного сигнала увеличится или уменьшится на $2\Delta U$. Таким образом, в режиме одинако-

вого питания плеч моста выходной сигнал будет равен $U_{\Sigma} = U_c + \Delta U$, в режиме противофазного питания $U_{\Sigma}' = U_c - \Delta U$, где U_c - величина сигнала, обусловленная только регистрируемым излучением. Искомый сигнал U_c , обусловленный только регистрируемым ИК излучением, будет равен

$$U_c = \frac{U_{\Sigma} + U_{\Sigma}'}{2} \quad (96)$$

Однако не всегда имеется возможность обеспечить раздельное динамическое питание каждого из плеч балансного моста, например в случае гибридно-интегрального исполнения моста. Для измерения величины ΔU в этом случае предлагается второй вариант (рис.33в) решения этой задачи. К выходу опорного плеча балансного моста подключается интегрирующий конденсатор C . С начала используется низкая частота f_{t1} динамического питания моста, удовлетворяющая условию $f_{t1} \ll 1/RC$. При этом интегрирующий конденсатор C не будет оказывать влияния на работу системы, так как постоянная времени интегрирующей цепочки RC будет значительно меньше периода динамического питания τ , поэтому система будет работать как описано выше и выходной сигнал будет равен $U_{\Sigma} = U_c + \Delta U$. Затем частота динамического питания увеличивается до уровня $f_{t2} > 1/RC$. В этом случае интегрирующий конденсатор C будет оказывать влияния на работу системы, интегрируя величину разбаланса ΔU . Выходной сигнал в этом режиме будет $U_{\Sigma} = U_c$. Как следует из алгоритма работы, если разбаланс отсутствует ($\Delta U=0$), то результаты измерений в обоих режимах будут одинаковыми. Если разбаланс присутствует, то его величина будет равна разности результатов вычислений в обоих режимах.

Данные методы позволяют производить проверку правильности балансировки измерительного моста не прерывая процесса непрерывного измерения температуры. Метод динамического питания можно использовать при построении датчиков теплового излучения в спектральном диапазоне 3 - 14 мкм для систем бесконтактного измерения температуры. Использование такого метода регистрации теплового излучения обеспечивает разрешение по температуре 0,05 °С. Необходимо также отметить возможность использования метода при разработке и создании высокочувствительных прецизионных систем регистрации ИК излучения и миниатюрных бесконтактных измерителей температуры в гибридно-интегральном исполнении.

Синхронное детектирование. Для выделения полезного сигнала на фоне шума и улучшения отношения сигнал/шум на выходе измеритель-

ного тракта используется принцип синхронного детектирования (когерентного накопления) с последующим интегрированием.

Функциональная схема системы, реализующей принцип синхронного детектирования, представлена на рис.34.

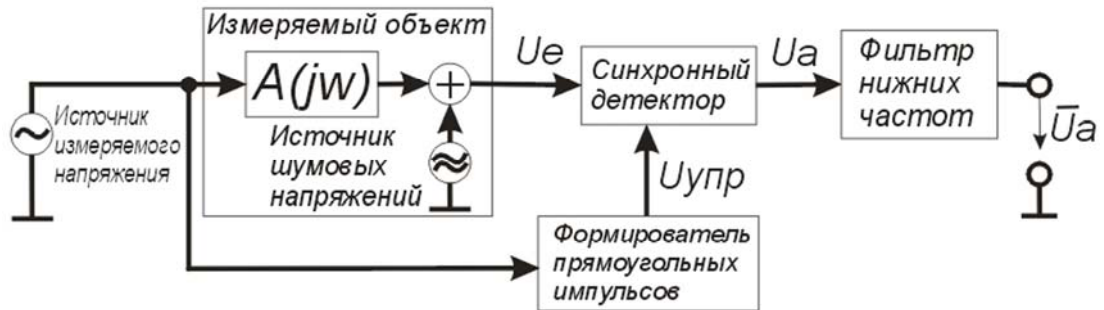


Рис. 34. Использование синхронного детектора для измерения сигнала, искажённого шумами.

В синхронном детекторе знак усиления определяется не полярностью входного напряжения, а внешним управляющим напряжением $U_{упр}(t)$. Синхронный детектор может быть использован в измерительной системе (рис. 34) для того, чтобы выделять из спектра входных сигналов амплитуду того колебания, частота которого равна управляющей частоте и положение фазы φ постоянно относительно фазы управляющего сигнала.

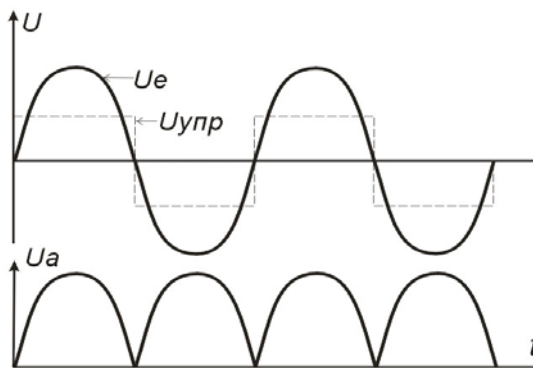


Рис. 35. Принцип действия синхронного детектора.

Частный случай $f_e = f_{упр}$ и $\varphi = 0$ иллюстрируется рис. 4. Очевидно, что синхронный детектор здесь работает как двухполупериодный выпрямитель. Если $\varphi \neq 0$ или $f_e \neq f_{упр}$, то наряду с положительным выходным напряжением появляется и отрицательное.

Найдем зависимость выходного напряжения от частоты и фазы. Входное напряжение U_e умножается

на +1 или -1 в зависимости от управляющей частоты. Это утверждение математически может быть представлено следующим образом:

$$U_a = U_e(t) \cdot S(t). \quad \text{При этом} \quad S(t) = \begin{cases} +1 & \text{при } U_{упр} > 0 \\ -1 & \text{при } U_{упр} < 0 \end{cases} \quad (97)$$

Применяя разложение в ряд Фурье, получаем

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_{ynp}t \quad (98)$$

Пусть входное напряжение имеет синусоидальную форму, частоту $f_e = m \cdot f_{ynp}$ и фазовый сдвиг φ_m по отношению к управляющему напряжению. Тогда с учётом формул (4) и (5) получаем выходное напряжение

$$U_a(t) = \hat{U}_e \cdot \sin(m\omega_{ynp}t + \varphi_m) \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_{ynp}t \quad (99)$$

С помощью последовательно включенного фильтра нижних частот формируется среднее арифметическое значение. Используя вспомога-

тельную формулу
$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_{ynp}t + \varphi_m) dt = 0 \quad (100)$$

и соотношение ортогональности

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_{ynp}t + \varphi_m) \sin(l\omega_{ynp}t) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq l \\ 1/2 \cos \varphi_m & m = l \end{cases} \quad (101)$$

из уравнения (99) получаем

$$\bar{U}_a = \begin{cases} \frac{2}{\pi m} \hat{U}_e \cdot \cos \varphi_m & \text{при } m = 2n+1 \\ 0 & \text{при } m \neq 2n+1 \end{cases} \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (102)$$

Если входной сигнал представляет собой произвольный набор частот, то вклад в усредненное значение выходного напряжения вносят только те составляющие, частота которых равна управляющей частоте или является ее нечетной кратной. Поэтому синхронный детектор подходит для селективного измерения амплитуды. Так как среднее значение выходного напряжения, кроме того, зависит от сдвига фаз между соответствующей составляющей входного напряжения и управляющим напряжением, синхронный детектор называют также и *фазочувствительным детектором*. При $\varphi_m = 90^\circ$ величина \bar{U}_a равна нулю в том случае, когда выполняются соответствующие частотные условия. В рассматриваемом примере на рис. 4 $m = 1$ и $\varphi_m = 0$. В этом случае из формулы (102) получаем

$$\bar{U}_a = (2/\pi) \hat{U}_e \quad (103)$$

Но это есть среднее арифметическое значение синусоидального напряжения после двухполупериодного выпрямления. Этот результат можно было бы непосредственно получить из рассмотрения рис. 35. Из анализа формулы (102) видно, что в выходное напряжение вносят вклад

лишь те составляющие, частота которых равна частоте управляющего сигнала или является ее нечетной кратной. Но это справедливо только в том случае, когда постоянная времени фильтра нижних частот бесконечно большая. На практике такое условие не реализуется и, более того, совсем нежелательно, поскольку тогда верхняя граничная частота была бы равна нулю, и выходное напряжение не могло бы изменяться со временем. Если $f_e > 0$, синхронный детектор отфильтровывает из входного напряжения уже не дискретные частоты, а отдельные полосы частот.

Наиболее нежелательные составляющие входного сигнала – нечётные высшие гармоники – могут быть исключены, если в качестве синхронного детектора использовать аналоговый перемножитель. Тогда можно умножить выходное напряжение не на прямоугольную функцию $S(t)$, а на синусоидальную $U_{ynp} = \hat{U}_{ynp} \sin \omega t$. Поскольку эта синусоидальная функция не содержит высших гармоник, то выражение (9) имеет смысл только при $n = 0$. Если амплитуду управляющего напряжения выбрать равной масштабной единице E перемножителя, то вместо формулы (9) получится следующий результат:

$$\bar{U}_a = \begin{cases} \frac{1}{2} \hat{U}_e \cdot \cos \varphi & \text{при } f_e = f_{ynp} \\ 0 & \text{при } f_e \neq f_{ynp} \end{cases} \quad (104)$$

Согласно этой формуле, синхронный детектор определяет не амплитуду \hat{U}_e а действительную часть $\hat{U}_e \cdot \cos \varphi$ комплексной амплитуды U_e . Для установления ее модуля $|U_e| = \hat{U}_e$ с помощью фазовращателя можно так сдвинуть фазу управляющего напряжения, чтобы выходное напряжение синхронного детектора стало максимальным. Тогда напряжения $U_e(t)$ и $U_{ynp}(t)$ будут в фазе, и получаем

$$\bar{U}_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e = \frac{1}{2} |U_e|_{f_e=f_{ynp}} \quad (105)$$

Если для сдвига управляющего напряжения использовать точный фазовращатель, то можно непосредственно определить фазовый сдвиг, вызываемый измеряемым объектом.

Часто интересуются лишь амплитудой определенной спектральной составляющей входного напряжения. В этом случае можно отказаться от синхронизации управляющего напряжения, если воспользоваться, как на рис.6. двумя синхронными детекторами, которые запускаются двумя

сдвинутыми на 90° друг относительно друга управляющими напряжениями:
 $V_1(t) = E \sin \omega_{\text{упр}} t, V_2(t) = E \cos \omega_{\text{упр}} t$

Здесь E – масштабная единица множителя, используемого в качестве синхронного детектора.

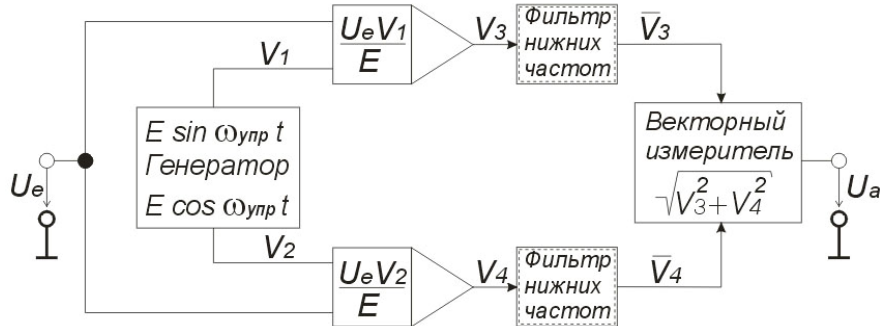


Рис. 36. Схема синхронного детектора, не чувствительного к фазе

$$U_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e \text{ при } f_{\text{упр}} = f_e.$$

В выходные напряжения обоих синхронных детекторов вносит вклад только спектральная составляющая входного напряжения с частотой $f_{\text{упр}}$. Она имеет фазовый сдвиг φ по отношению к V_1 , и, следовательно

$$U_e = \hat{U}_e \sin(\omega_{\text{упр}} t + \varphi). \quad (106)$$

Согласно формуле (10) на выходах синхронных детекторов напряжения имеют

$$\bar{V}_3 = \frac{1}{2} \hat{U}_e \cos \varphi \quad (107)$$

$$\bar{V}_4 = \frac{1}{2} \hat{U}_e \sin \varphi \quad (108)$$

После квадрирования и сложения получаем не зависящее от фазы выходное напряжение: $\bar{U}_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e \sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi} = \frac{1}{2} \hat{U}_e$ (109)

Таким образом, схема может служить настраиваемым селективным вольтметром. Ширина его полосы всегда равна удвоенной частоте среза фильтра нижних частот. Достижимая добротность фильтра значительно выше, чем для традиционных активных фильтров. Например, достаточно просто можно фильтровать сигнал с граничной частотой 1 МГц и шириной полосы 1 Гц. Это соответствует добротности $Q = 10^6$. Если вместо фильтра нижних частот использовать интегратор, то добротность системы будет определяться постоянной интегрирования.

Синхронное детектирование сигнала целесообразно использовать совместно с режимом динамического питания приемника излучения. Электрическая схема динамического питания приемника излучения с синхронным детектированием и интегрированием сигнала представлена

на рис.37. Схема содержит формирователь динамического питания приёмника излучения ($U1$), приёмник излучения ($RF1$), включенный в одно из плеч балансного моста ($U2$), синхронный детектор ($U3$, $J1$, $J2$) и интегратор ($U4$).

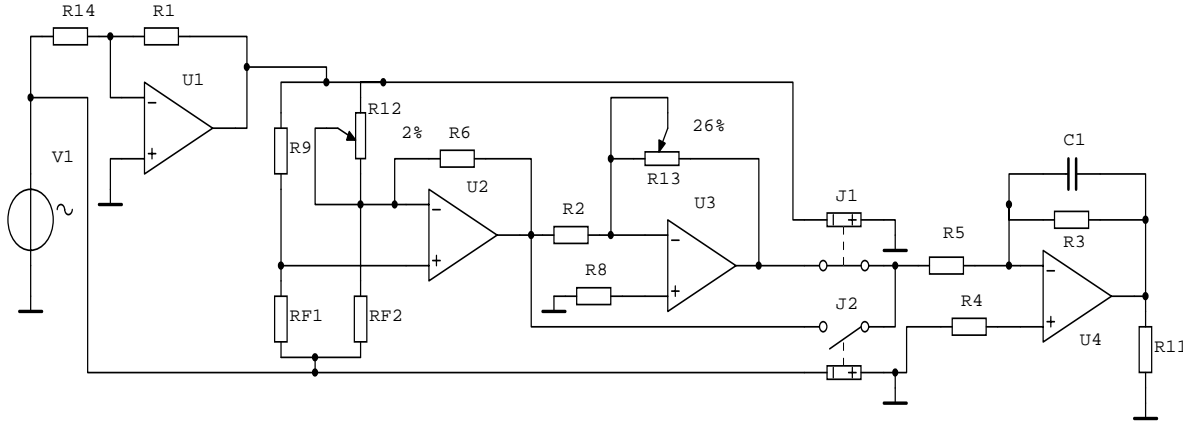


Рис. 37 Электрическая схема динамического питания приемника излучения с синхронным детектированием и интегрированием сигнала.

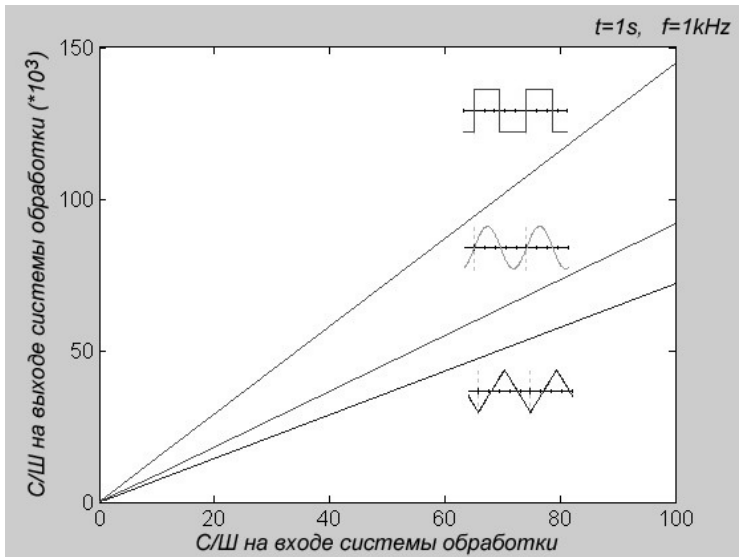


Рис. 38. Зависимость отношения сигнал/шум на выходе измерительного тракта от отношения сигнал/шум на входе измерительного тракта для трёх видов динамического смещения: прямоугольного, синусоидального и пилообразного

На рис. 38 представлены зависимости отношения сигнал/шум на выходе измерительного тракта от отношения сигнал/шум на входе измерительного тракта, использующего динамическое питание приемника излучения с синхронным детектированием и интегрированием сигнала для различных форм динамического смещения: синусоидальной, прямоугольной и пилообразной. Из графика можно сделать вывод, что наиболее эффективным является использование прямоугольной формы динамического смещения, так как оно даёт улучшение отношения сигнал/шум по сравнению с синусоидальным в 1.3 раза, а по сравнению с пилообразным в 2 раза.

ЛЕКЦИЯ 10

10.1. Оптоэлектронный датчик давления

При измерении низких давлений или когда для повышения динамического диапазона применяются толстые мембраны, для получения заданных значений разрешения и точности величина перемещения диафрагмы может оказаться недостаточной. В дополнение к этому рабочие характеристики большинства пьезорезистивных и некоторых емкостных датчиков довольно сильно зависят от температуры, что требует использования дополнительных цепей температурной компенсации. Оптические методы измерений обладают рядом преимуществ над остальными способами детектирования давления: простотой, низкой температурной чувствительностью, высокой разрешающей способностью и высокой точностью. Особенно перспективными являются оптоэлектронные датчики, реализованные на основе явления интерференции света. Такие преобразователи используют принцип измерения малых перемещений на основе интерферометра Фабри-Перо. На рис. 39 показана упрощенная схема одного из таких датчиков [10].

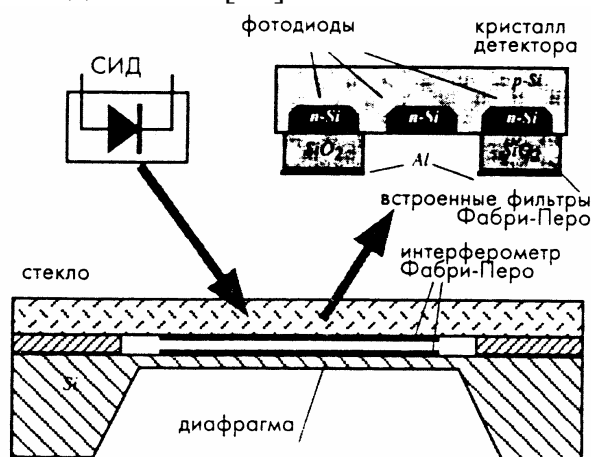


Рис. 39. Схема оптоэлектронного датчика давления, использующего принцип интерференции света

В состав датчика входят следующие компоненты: пассивный кристалл оптического преобразователя давления с диафрагмой, вытравленной в кремниевой подложке; световылучающий диод (СИД) и кристалл детектора. Детектор состоит из трех p-n фотодиодов, к двум из которых пристроены оптические фильтры Фабри-Перо, имеющие небольшую разницу по толщине. Эти фильтры представляют

собой кремниевые зеркала с отражением от передней поверхности, покрытые слоем из SiO₂, на поверхность которых нанесен тонкий слой Al. Оптический преобразователь похож на емкостной датчик давления за исключением того, что в нем конденсатор заменен на интерферометр Фабри-Перо, используемый для измерения отклонения диафрагмы. Диафрагма, сформированная методом травления в подложке из монокристаллического кремния, покрыта тонким слоем металла. На нижнюю сторону стеклянной пластины также нанесено металлическое покрытие.

Между стеклянной пластиной и кремниевой подложкой существует зазор шириной w , получаемый при помощи двух прокладок. Два слоя металла формируют интерферометр Фабри-Перо с переменным воздушным зазором w , в состав которого входят: подвижное зеркало, расположенное на мембране, меняющее свое положение при изменении давления, и параллельное ему стационарное полупрозрачное зеркало на стеклянной пластине. Поскольку величина w связана с внешним давлением линейной зависимостью, длина волны отраженного излучения меняется при изменении давления. Принцип действия датчика основан на измерении модуляции длины волны, получаемой от сложения падающих и отраженных излучений. Частота периодического интерференционного сигнала определяется шириной рабочей полости интерферометра w , а его период равен $1/2w$.

Детектор работает как демодулятор, электрический выходной сигнал которого пропорционален приложенному давлению. Он является оптическим компаратором, сравнивающим высоту рабочей камеры датчика давления и толщину виртуальной камеры, сформированной за счет разности высот двух фильтров Фабри-Перо. Когда размеры этих камер равны, ток фотодетектора будет максимальным. При изменении давления происходит косинусная модуляция фототока с периодом, соответствующим половине средней длины волны источника излучения. Фотодиод без фильтра используется в качестве эталонного диода, отслеживающего полную интенсивность света, поступающего на детектор. Его выходное напряжение применяется при последующей обработке сигналов для получения нормированных результатов измерений. Поскольку рассматриваемый датчик давления является нелинейным, он обычно встраивается в микропроцессорную систему, на которую, в частности, возложены функции его линеаризации.

10.2. Оптический гигрометр

Большинство датчиков влажности обладают не очень хорошей воспроизводимостью. Например, величина их гистерезиса составляет от 0.5...1% . Поэтому при помощи них нельзя проводить прецизионные измерения. Для этих целей требуется применение косвенных методов определения влажности. Самым эффективным из них является вычисление абсолютной и относительной влажности по температуре точки росы. Точка росы определяется по температуре, при которой жидкая и газовая фазы воды находятся в равновесии. Каждой температуре точки росы соответствует только одно значение давления насыщенного пара, Поэтому, измеряя температуру точки росы при известном значении давления, все-

гда можно найти абсолютную влажность. Оптический способ определения влажности является оптимальным методом, которому соответствует минимальный гистерезис. Стоимость оптического гигрометра намного выше, чем у других датчиков, но он позволяет отслеживать низкие уровни содержания воды в продукции, что приводит к повышению ее качества, делает эту цену вполне оправданной. Основным элементом оптического гигрометра является зеркало, температура поверхности которого точно регулируется. Температура зеркала настраивается на температуру точки росы. Исследуемый воздух при помощи насоса прогоняется над поверхностью зеркала. Если температура зеркала пересекает точку росы, на его поверхности конденсируются капли воды. При этом отражающие свойства зеркала изменяются, что детектируется соответствующим фотодетектором. На рис. 40. показана упрощенная схема гигрометра с охлаждаемым зеркалом [10]. Он состоит из термоэлектрического насоса, работающего на эффекте Пельтье. Этот насос отводит тепло от поверхности тонкого зеркала, внутри которого встроен детектор температуры, показывающий температуру зеркала.

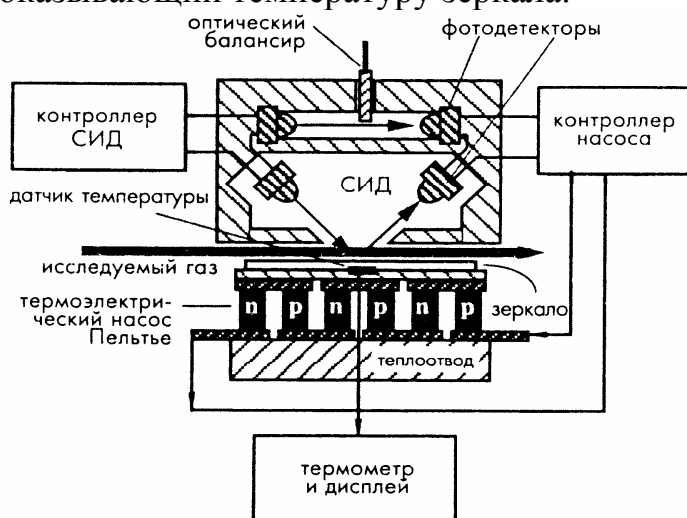


Рис. 40. Датчик точки росы с охлаждаемым зеркалом

Данный датчик является дифференциальным устройством, в котором верхняя оптопара – светоизлучающий диод (СИД) и фотодетектор – используется для компенсации дрейфа, а вторая (нижняя) – для измерения коэффициента отражения зеркала. Симметричность датчика регулируется при помощи клиновидного оптического балансира, размещенного на пути лучей света верхней оптопары. Нижняя оптопара наклонена под углом 45° к зеркалу. При температуре выше точки росы, поверхность зеркала является сухой, а его отражающая способность – максимальной. Под управлением контроллера насос снижает температуру зеркала. При появлении капель воды отражающая способность зеркала резко падает, что вызывает уменьшение тока фотодетектора. Сигнал фотодетектора

поступает на контроллер, который теперь должен подавать на насос такой ток, чтобы температура зеркала оставалась равной точке росы, при которой не происходит ни дополнительной конденсации влаги, ни ее выпаривания с поверхности. В действительности, при этой температуре молекулы воды то прилипают к зеркалу, то отрываются от него, но среднее количество конденсата остается неизменным.

Поскольку полученная температура зеркальной поверхности точно определяет действительную точку росы, этот метод считается наиболее прецизионным способом измерения влажности. В рассмотренном датчике отсутствует гистерезис, а его чувствительность составляет 0.03°C от температуры точки росы. При известном давлении по точке росы можно определить все характеристики влажности: %RH, давление пара и т.д.

Этот метод имеет ряд недостатков: сравнительно высокую стоимость, возможность загрязнения зеркальной поверхности и достаточно высокое потребление электроэнергии тепловым насосом. Проблема, связанная с загрязнением, решается при помощи фильтров и специальной техники охлаждения зеркала, при которой температура сначала понижается ниже точки росы, чтобы выступило много конденсата, а потом резко нагревается. Это позволяет смыть загрязнение и оставить поверхность чистой.

10.3. Датчики освещенности

На рис. 41 изображена схема датчика освещенности с усилителем на базе микросхемы K140УД6 [7]. Введение резистора положительной обратной связи R4 создает гистерезис с целью предотвращения паразитных колебаний. Без положительной обратной связи, как показала практика, в такой схеме возникают паразитные колебания, усилитель самовозбуждается и генерирует ложные срабатывания реле.

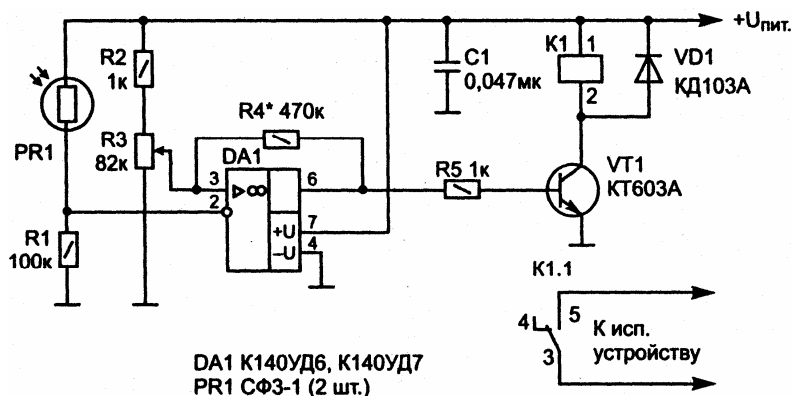


Рис. 41. Датчик освещенности

Чувствительность узла регулируется переменным резистором R3. Операционный усилитель DA1 включен по классической схеме с коэффициентом усиления 1. Фотодатчик PR1 представляет собой два параллельно соединенных (для лучшей чувствительности) фоторезистора

СФЗ-1. Диод VD1 защищает транзистор VT1 от бросков обратного напряжения при срабатывании реле. Конденсатор С1 служит для фильтрации высокочастотных помех в цепи источника питания.

На рис. 42 показана схема с универсальным таймером КР1006ВИ1 [7]. Этот простой автомат для включения освещения контролируемого пространства можно эффективно применять как в городских условиях, на промышленных предприятиях так и в сельской местности.

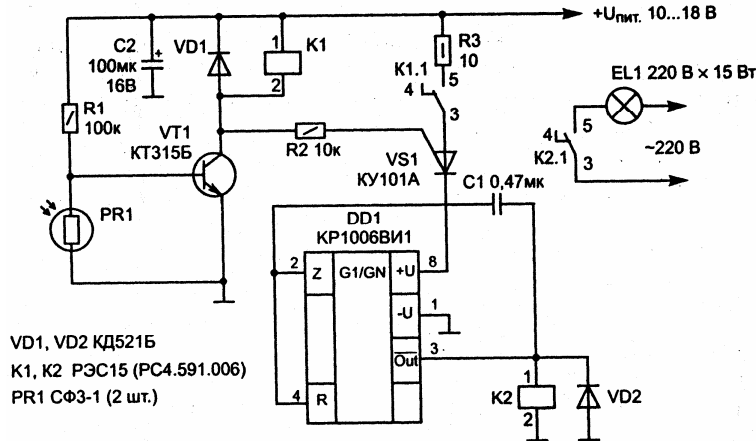


Рис. 42. Электрическая схема датчика освещенности на основе таймера КР1006ВИ1.

Если на фоторезистор попадет хотя бы слабый свет, то транзистор VT1 закроется, т.к. сопротивление между его базой и эмиттером значительно меньше, чем сопротивление между его базой и положительным выводом источника питания. При уменьшении освещенности рабочей поверхности фоторезисторов сопротивление между базой и эмиттером транзистора VT1 возрастает – становится больше 100 кОм, транзистор открывается и с помощью тиристора КУ101 включается питание таймера КР1006ВИ1. Затем для исключения дребезга реле с задержкой времени интегрирования на конденсаторе С1 таймер включает освещение контролируемой области.

На рис. 43 показана схема чувствительного фотоавтомата [7] с применением логических элементов микросхемы КМОП К561ЛА7. Устройство обеспечивает автоматическое управление исполнительной цепью нагрузки в зависимости от условий внешней освещенности в зоне контроля фоторезистора FR1. Усилитель на транзисторе VT1 преобразует изменение сопротивления фоторезистора FR1 в электрический ток. Когда на улице (либо в другой зоне контроля фоторезистора FR1) достаточно светло, его сопротивление мало (несколько кОм). Таким образом, малое сопротивление фоторезистора шунтирует переход база – эмиттер транзистора VT1 и удерживает его в закрытом состоянии. Тогда в общей точке соединения диодов VD1, VD2 низкий уровень. Соответственно, на выходе элемента DD1.3 установится сигнал низкого уровня. Транзистор VT2 оказывается заперт, а реле K1 и нагрузка обесточены.

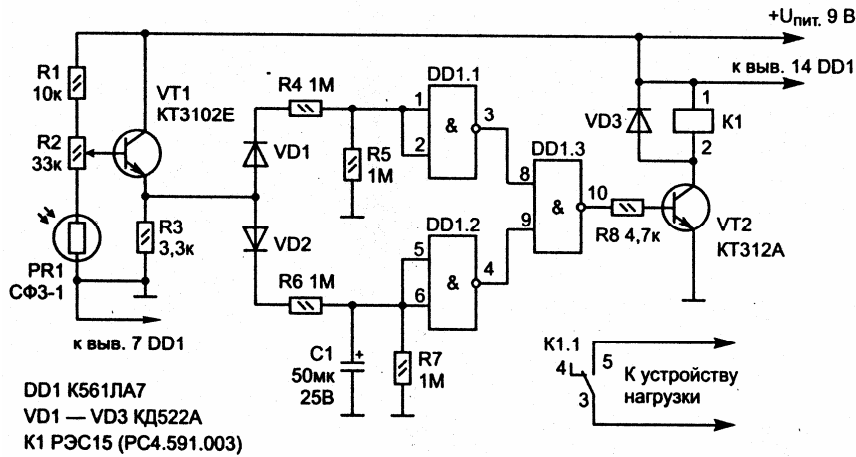


Рис. 43. Фотореле с применением микросхем КМОП

При плавном уменьшении освещенности фоторезистора (например, наступает вечер и сумерки, на улице темнеет) сопротивление фоторезистора увеличивается пропорционально уменьшению освещенности и потенциал на эмиттере транзистора VT1 плавно возрастает, медленно достигая напряжения высокого уровня. Использование интегрирующей цепочки из конденсатора C1 и резистора R6 обеспечивает отсутствие дребезга контактов реле при замыкании цепи нагрузки.

10.4. Оптический датчик управление нагрузкой широтно-импульсным методом

Оптический датчик управления потребляемой энергией на основе широтно-импульсного метода [7], представленный на рис. 44, позволит снизить затраты на потребление электрической и тепловой энергии в условиях изменяющейся освещенности (или другого параметра при использовании соответствующего датчика) контролируемой области. Когда освещенность контролируемого пространства недостаточна, импульсы с выхода микросхемы через ключ на транзисторе VT1 и тиристоре VS1 управляют мощностью накала лампы EL1 путем увеличения длительности импульса.

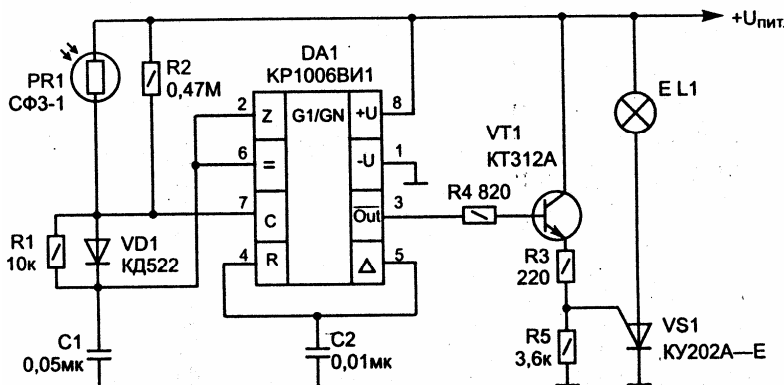


Рис. 44. Оптический датчик управление нагрузкой широтно-импульсным методом

В схеме применяется широтно-импульсный метод регулирования то-

ка через нагрузочный элемент, в данном случае лампу EL1. Микросхема включена в режиме генератора прямоугольных импульсов с постоянной частотой следования, а длительность импульса определяется величиной резистора R1, конденсатора C1 и сопротивлением фоторезистора, которое изменяется в зависимости от уровня освещенности. При увеличении освещенности фоторезистора длительность импульса уменьшается, а следовательно яркость лампы падает, и наоборот при уменьшении освещенности фоторезистора длительность импульса возрастает, а следовательно яркость лампы увеличивается

10.5. Схема охраны объекта на основе отражения светового сигнала

На рис. 45 представлена электрическая схема, позволяющая контролировать состояние охраняемого объекта на расстоянии до 3 метров посредством отраженного ИК луча.

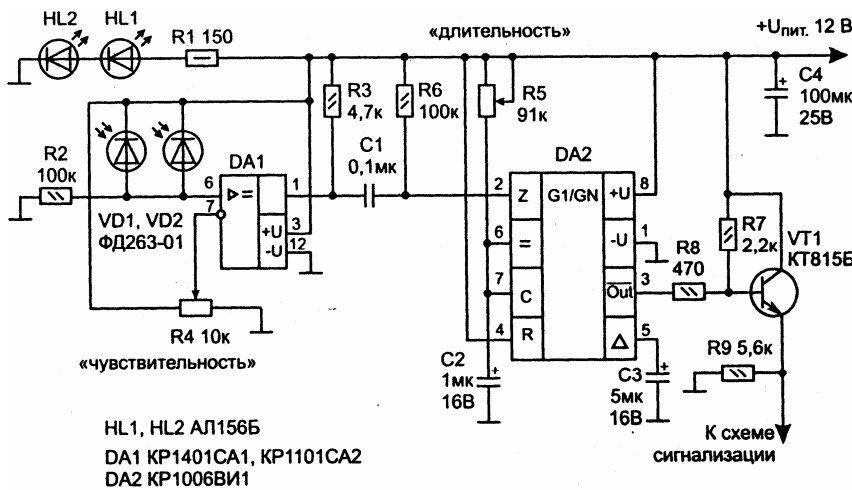


Рис. 45. Электрическая схема системы охраны

Электронный узел вырабатывает управляющий выходной сигнал в случае, когда световой поток, излучаемый светодиодом HL1, отражается от объекта и попадает на фотоприемник. Система позволяет обнаруживать в контролируемом пространстве движущиеся предметы, людей автомобили, контролировать открывание дверей ворот и т.п. Источник, излучения – ИК диоды HL1, HL2, соединенные параллельно для усиления светового потока, и ИК приемник — два параллельно соединенных фотодиода ФД263-01 — смонтированы в одной плоскости, рядом друг с другом. Рабочие поверхности фотодиодов защищены от видимого излучения оптическими фильтрами. Компаратор DA1 регистрирует отраженный оптический сигнал, причем порог срабатывания устанавливается переменным резистором R4. Затем таймер DA2 формирует импульс для включения системы сигнализации. Длительность импульса устанавливается резистором R5.

ЛЕКЦИЯ 11

11.1. ИК-датчик для пространственного ориентирования людей с ограниченным зрением

Микроэлектронный инфракрасный (ИК) датчик для слепых предназначен для обнаружения свободных пространств и препятствий на пути передвижения. Принцип действия прибора основан на инфракрасной локации [13]. Функциональная схема локатора приведена на рис. 46. Система работает следующим образом. Импульсы лазерного излучения от полупроводникового лазера через оптическую систему направляются в пространство, и, отразившись от препятствия, через оптическую систему попадают на фотодиод, усиливаются, детектируются и поступают на управляемый генератор, соединенный со звуковым индикатором, причем частота звуковых импульсов зависит от амплитуды дистанционного импульса, а, следовательно, от расстояния до препятствия.

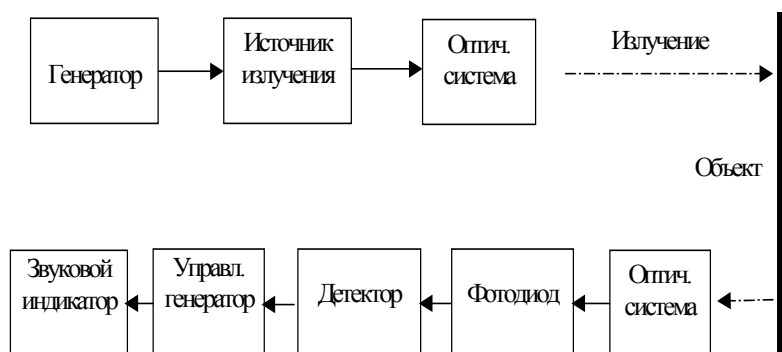


Рис. 46. Функциональная схема ИК-локатора

Инфракрасный датчик предупреждает звуковым сигналом о приближении к какому-либо препятствию (стена, забор, дерево). Сигнал появляется на расстоянии до предмета около 2 – 3 м и по мере дальнейшего приближения частота звуковых импульсов плавно возрастает. Для исключения ложных срабатываний по фоновым засветкам, например от солнечного света или излучения люминесцентных ламп, необходимо использовать зондирующие импульсы малой длительности и соответствующий узкий спектральный диапазон приемного канала локатора. Помимо основного назначения, локатор после соответствующей доработки может быть приспособлен для охраны различных объектов от посторонних.

Принципиальная электрическая схема ИК-датчика для пространственного ориентирования людей с ограниченным зрением представлена на рис. 4. Генераторы зондирующих импульсов и звуковой индикации созданы на основе сдвоенного таймера ILC556N. Частота следования зондирующих импульсов определяется резистором R4 и конденсатором

C2, а длительность импульсов резистором R6. Выбраны следующие параметры зондирующего импульса: длительность 500 мкс, частота следования порядка 100 Гц. Импульсный ток лазера – 20 мА. Отраженный сигнал регистрируется фотодиодом ФД256 и усиливается операционным усилителем ИЛ358. Амплитуда сигнала определяется с помощью детектора на диоде D1, резисторе R2 и емкости C3. Частота импульсов звуковой индикации определяется емкостью C1 и сопротивлением канала полевого транзистора КП307А. При изменении расстояния до объекта от 4 м до 20 см частота звуковых импульсов изменяется от 0,25 Гц до 10 Гц.

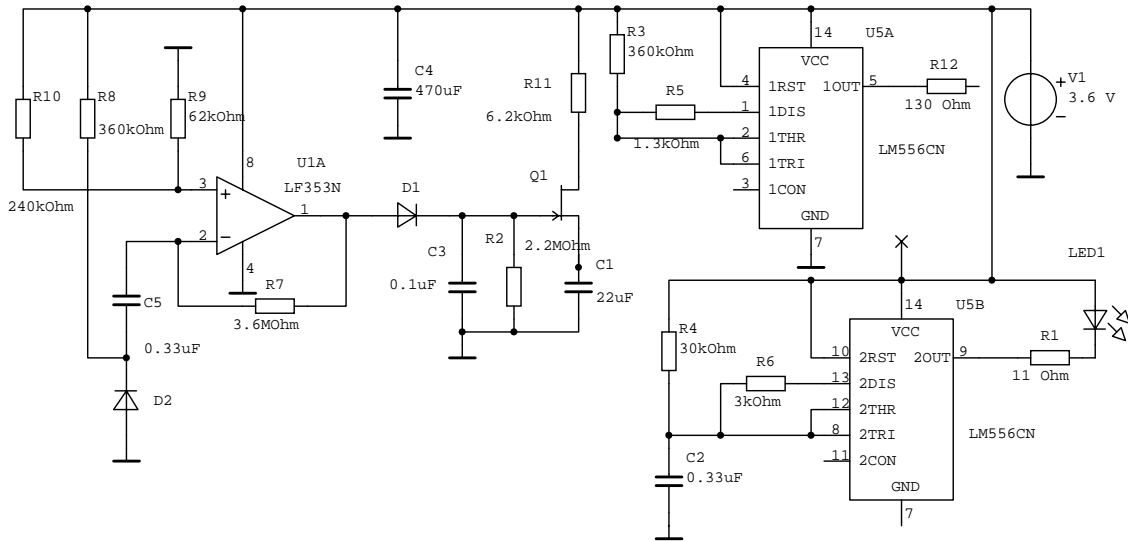


Рис. 47. Принципиальная электрическая схема ИК-датчика для пространственного ориентирования людей с ограниченным зрением

Технические характеристики ИК-датчика для слепых следующие: дальность действия – до 4 м; средняя мощность зондирующего излучения – 300 мкВт; длительность зондирующего импульса – 0,5 мс; частота повторения – 30 Гц; ток потребления – 2,5 мА; напряжение питания – аккумулятор 3,6 В; масса – не более 100 – 120 г.; время непрерывной работы – не менее 100 часов; вид индикации – звуковая;

ИК-датчик может найти применение также в автомобильной локации, для задней парковки автомобилей и т. д.

11.2. Пирометрический датчик концентрации газов в продуктах сгорания

Большинство методов газового анализа являются активными, так как для их реализации необходим источник зондирующего излучения и в качестве источника излучения часто используются один или несколько лазеров. В пирометрическом датчике продуктов сгорания в качестве источ-

ника зондирующего сигнала используется излучение самой печи, являющейся мощным широкополосным источником излучения.

Функциональная схема датчика [14] представлена на рис. 48. Принцип действия основан на измерении интенсивности в разных участках спектра излучения, исходящего от печи. Выбор участков спектра производится из условий поглощения газами. λ_1, λ_5 - соответствуют длинам волн, на которых анализируемые газы не поглощают, слабо, а $\lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ - соответствуют линиям поглощения, например, λ_2 - CO, λ_3 -CO₂ λ_4 -NO.

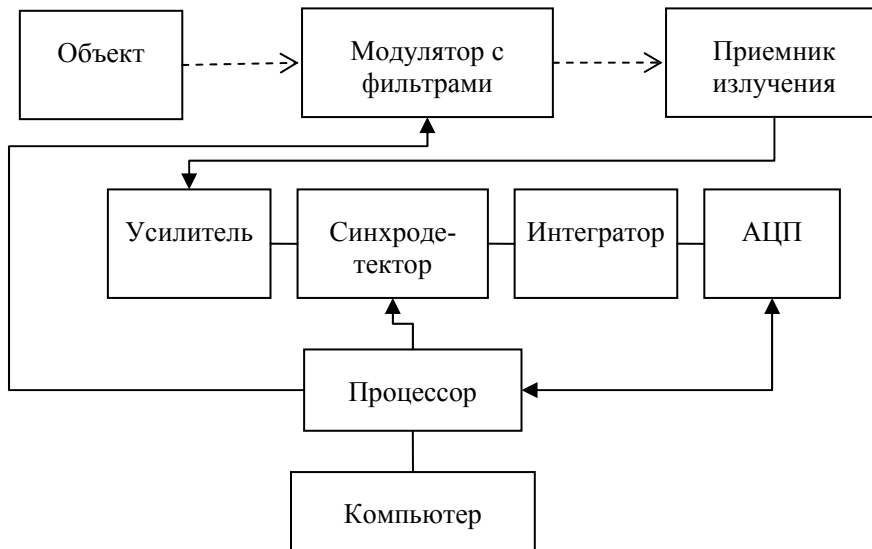


Рис.48. Функциональная датчика газового анализа

Измеряя величины интенсивностей в линиях поглощения контролируемых газов, определяется их концентрация в продуктах сгорания из

выражения

$$C_x = \frac{\ln \left[\frac{E_0(\lambda_k)}{E(\lambda_k)} \right]}{\Delta k L}, \quad (110)$$

где $E_0(\lambda_k)$ – интенсивность излучения в отсутствие газов (определяется по величине температуры печи T), $E(\lambda_k)$ – интенсивность, измеренная прибором в области поглощения газа, ΔK – дифференциальный коэффициент поглощения, L – длина контролируемой трассы.

Система также определяет температуру печи методом спектрального отношения из измеренных интенсивностей излучения E_{λ_1} и E_{λ_5} в двух участках спектра излучения λ_1 и λ_5 , в которых газы не поглощают:

$$T = \frac{C_2 (1/\lambda_1 - 1/\lambda_5)}{5 \ln (\lambda_1/\lambda_5) - \ln (E_{\lambda_5}/E_{\lambda_1})}. \quad (111)$$

Если в качестве одной из спектральных полос в соотношении (111) взять полосу поглощения контролируемого газа, то при наличии контролируемого газа получим значение температуры печи T_i , которое будет отличаться от температуры T , измеренной в участках спектра, в которых

контролируемые газы не поглощают. Температуры T и T_i будут различаться в зависимости от концентрации контролируемого газа. По измеренным температурам T и T_i можно вычислить концентрацию контролируемого газа по формуле

$$C_x = \frac{C_2 \left(\frac{1}{T_i} - \frac{1}{T} \right) \left(\frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\lambda} \right)}{\Delta K L}. \quad (112)$$

Использование излучения печи в качестве источника зондирующего сигнала значительно упрощает структуру измерителя, не требует использования дорогостоящих лазеров и систем стабилизации их параметров.

Однако, на погрешность измерения данного датчика будет оказывать влияние собственное излучение газа, который при высоких температурах может спонтанно испускать энергию. Для молекул газа существуют вероятности поглощения $P^{погл}$ и спонтанного излучения $P^{изл}$, для которых из соотношений для коэффициентов Эйнштейна существует связь

$$\frac{P^{изл}}{P^{погл}} = \frac{1}{Exp \left(\frac{h\nu}{kT} \right) - 1} = \frac{1}{Exp \left(\frac{hc}{kT\lambda} \right) - 1}, \quad (113)$$

где T – температура газа.

Истинная концентрация контролируемого газа C'_x , вычисленная с учетом собственного излучения, будет отличаться от концентрации C_x , вычисленной по формуле (112), в соответствии с выражением

$$Exp(-C'_x \Delta k L) = \frac{Exp(-C_x \Delta k L) \left(Exp \left(\frac{hc}{kT\lambda_k} \right) - 1 \right) - 1}{Exp \left(\frac{hc}{kT\lambda_k} \right) - 2}, \quad (114)$$

Очевидно, что при низких температурах ($T < 500^\circ\text{C}$), когда $exp(hc/kT\lambda_k) \gg 1$, $C'_x \approx C_x$, относительная погрешность измерений, обусловленная собственным излучением газа, не превышает 1%. Для более высоких температур необходимо учитывать собственное излучение газов, так как при $T > 1500^\circ\text{C}$, обусловленная этим погрешность, может возрасти до 15-20%.

11.3. Рециркуляционный датчик концентрации газа на двухволновом лазере

На рис.49 представлена функциональная схема рециркуляционного датчика концентрации газа на двухволновом лазере [15]. Для повышения

точности трассовых измерений концентрации газов в качестве источника излучения используется полупроводниковый лазерный диод с асимметричной квантоворазмерной гетероструктурой, обеспечивающий одновременную генерацию на двух различных оптических длинах волн.

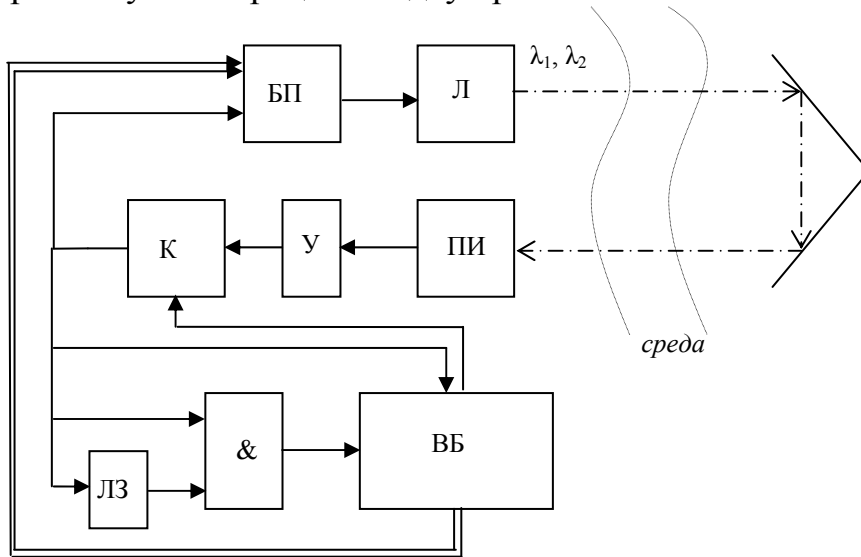


Рис.49. Функциональная схема рециркуляционного датчика концентрации газа: Л–лазер, БП–блок питания лазера, ПИ–приемник излучения, У–усилитель, ВБ–вычислительный блок, К–компаратор, &–элемент “И”, ЛЗ линия задержки.

В системе реализуется режим оптико-электронной рециркуляции одновременно на двух оптических длинах волн, причем одна длина волны излучения λ_2 расположена в центре полосы поглощения контролируемого газа, другая λ_1 - вне полосы поглощения. Концентрацию поглощающих частиц газа определяют из отношения интенсивностей зарегистрированных зондирующих импульсов. Порог регистрации дистанционных импульсов устанавливается на участке максимальной крутизны фронта импульса. В результате поглощения газом зондирующего излучения, изменится амплитуда дистанционного импульса, следовательно, появится задержка срабатывания компаратора Δt , что приводит к изменению периода (частоты) рециркуляции на данной длине волны. Таким образом, по разности периодов рециркуляции Δt на двух длинах волн можно определить отношение амплитуд дистанционных импульсов на этих длинах волн, а, следовательно, рассчитать концентрацию контролируемого газа. В начальный момент запуска системы импульсы на длинах волн λ_1 и λ_2 разнесены во времени на интервал T . В режиме рециркуляции происходит накопление разности временных задержек Δt . За число периодов рециркуляции N разность задержек станет равной $T=N\Delta t$. После того, как число периодов рециркуляции станет равным $N = T/\Delta t$, система заканчивает измерения концентрации газа. Расчетная формула концентрации газа будет иметь вид

$$C_x = \frac{0.5N_1}{N} \frac{1}{2\Delta K L}, \quad (115)$$

где L – длина контролируемой трассы, ΔK – дифференциальный коэффициент поглощения газа, N_1 – число периодов рециркуляции на длине волны λ_1 и уменьшенном в 0.5 раз пороге регистрации. Измеряя частоту (период) рециркуляции на длине волны вне полосы поглощения газа определяется длина контролируемой трассы.

Как видно из расчетной формулы (9), в нее не входят амплитуды дистанционных импульсов, величина порога компаратора, длительность фронта импульса. Поэтому одновременное изменение амплитуды дистанционных импульсов на длинах волн λ_1 и λ_2 , обусловленное, например, изменением параметров окружающей среды, задымленностью, изменением параметров приемно-передающего тракта и т.п. не будет влиять на точность измерений.

Повышение точности измерений концентрации газа по сравнению с известными системами обусловлено тем, что в предлагаемом методе не происходит прямого измерения амплитуды дистанционного импульса, а изменения амплитуды преобразуется в изменения частоты рециркуляции на данной длине волны. При этом значение частоты можно легко измерить с погрешностью $10^{-5} \dots 10^{-6}$, а погрешность измерения амплитуды импульса равняется $10^{-2} \dots 10^{-3}$. За счет этого достигается повышение точности измерений. Датчик можно использовать для непрерывного трассового измерения малых концентрации газа (CO , CH_4 , SO_2) на уровне предельно допустимых, например в черте города над автомобильными магистралями с интенсивным движением.

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

ЛЕКЦИЯ 12

За последние годы успехи в технологии производства полупроводниковых инжекционных лазеров, волоконных световодов, фотоприемников и других оптоэлектронных компонент способствовали расширению области применения волоконно-оптических датчиков (ВОД). Развитие ВОД идет по пути замены традиционных датчиков с целью повышения технических параметров или получения новых функциональных возможностей при работе в условиях различного рода электромагнитных помех, электро-, пожаро- и взрывоопасности. В области практического использования ВОД уже заняли определенную нишу, и она постоянно расширяется с повышением качества и удешевлением технологии изготовления [17].

12.1. Оптические волокна для датчиков

Отметим общие достоинства оптического волокна как структурного элемента датчика:

- широкополосность (предполагается до нескольких десятков терагерц);
- малые потери (минимальные 0,154 дБ/км);
- малый (около 125 мкм) диаметр;
- малая (приблизительно 30 г/км) масса;
- эластичность (минимальный радиус изгиба 2 мм);
- механическая прочность (выдерживает нагрузку на разрыв ~ 7 кг);
- отсутствие взаимной интерференции оптических волокон;
- безындукционность (практически отсутствует влияние электромагнитной индукции, а, следовательно, и отрицательные явления, связанные с грозowymi разрядами, близостью к линии электропередачи, импульсами тока в силовой сети);
- взрывобезопасность (гарантируется абсолютной неспособностью волокна быть причиной искры);
- высокая электроизоляционная прочность (например, волокно длиной 20 см выдерживает напряжение до 10000 В);
- высокая коррозионная стойкость, особенно к химическим растворителям, маслам, воде.

В практике использования волоконно-оптических датчиков имеют наибольшее значение последние четыре свойства. Достаточно полезны и такие свойства, как эластичность, малые диаметр и масса. Широкополосность же и малые потери значительно расширяют функциональные возможности оптических волокон для построения датчиков различного назначения [16].

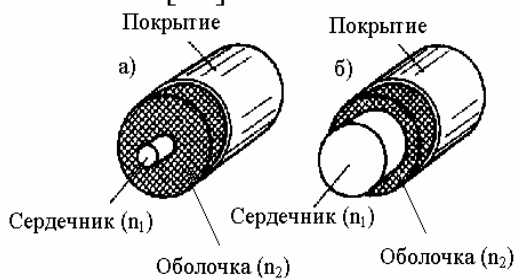


Рис.50. Одномодовое (а) и многомодовое (б) оптическое волокно

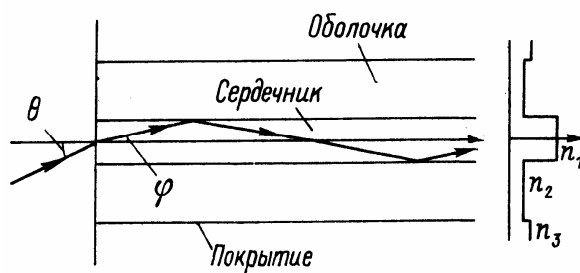


Рис.51 Типовая структура оптического волокна и распространение света в нем

Оптическое волокно обычно бывает одного из двух типов: одномодовое, в котором распространяется только одна мода (тип распространения передаваемого электромагнитного поля), и многомодовые – с передачей множества (около сотни) мод. Конструктивно эти типы волокон разли-

чаются только диаметром сердечника – световедущей части, внутри которой коэффициент преломления чуть выше, чем в периферийной части–оболочке (рис.50).

В технике используются как многомодовые, так и одномодовые оптические волокна. Многомодовые волокна имеют большой (примерно 50 мкм) диаметр сердцевины, что облегчает их соединение друг с другом. Но поскольку групповая скорость света для каждой моды различна, то при передаче узкого светового импульса происходит его расширение (влияние дисперсии). По сравнению с многомодовыми у одномодовых волокон преимущества и недостатки меняются местами: дисперсия уменьшается, но малый (5...10 мкм) диаметр сердечника значительно затрудняет соединение волокон этого типа и введение в них светового луча лазера. В сенсорной оптоэлектронике, за исключением датчиков-интерферометров, используются многомодовые оптические волокна. Это обстоятельство объясняется еще и тем, что в датчиках длина используемых оптических волокон значительно меньше, чем в системах оптической связи, что уменьшает влияние дисперсии.

Оптическое волокно состоит из сердечника, по которому распространяется излучение, и оболочки. Последняя, в свою очередь, заключена в оплетку, которая защищает поверхность волокна, повышает его прочность и тем самым упрощает эксплуатацию. Коэффициент преломления n_1 сердечника лишь незначительно превышает коэффициент преломления n_2 оболочки (рис. 51), поэтому свет, введенный в сердечник с торца волокна, полностью отражается от границы сердечника и оболочки, как бы запирается в сердечнике и распространяется только в нем.

Для полного внутреннего отражения света, входящего в волокно под углом θ , необходимо, чтобы выполнялось условие

$$0 \leq \theta \leq \sin^{-1} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \theta_{\max}. \quad (115)$$

Поскольку разница между коэффициентами преломления в сердечнике и оболочке лежит в пределах 0,01, то величину θ_{\max} можно представить следующим образом:

$$\theta_{\max} \approx \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (116)$$

Это максимальный возможный угол, под которым свет может проходить в оптическое волокно, т. е. приниматься им. Называется такой угол числовой апертурой и обозначается NA (Numerical Aperture).

При рассмотрении оптических волокон вместо разности n_1 и n_2 чаще всего используется величина, называемая относительной разностью коэффициентов преломления:

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_2} \quad (117)$$

Если воспользоваться значением Δ , то зависимость между NA и Δ может быть представлена следующим образом: $NA = n_1 \sqrt{2\Delta}$.

Относительная разность коэффициентов преломления Δ обычно выражается в процентах. Тогда, например, при $n_1=1,47$ и $\Delta=1\%$ значение $NA=0,21$ и $\theta_{\max}=12^\circ$.

12.2. Классификация волоконно-оптических датчиков

Как и электрические, ВОД могут быть активными и пассивными. Первые, под воздействием на них измеряемой величины, сами генерируют световое излучение, которое по волоконному световоду поступает на фотоприемник (ФП). Информативным параметром генерируемого ВОД оптического сигнала в этом случае выступает его интенсивность (величина оптической мощности). На основе таких ВОД можно построить измерители температуры, интенсивности ультрафиолетового, рентгеновского, гамма- и других жестких излучений, энергия которых достаточна для преобразования ее тем или иным способом в оптическое излучение.

Гораздо шире представлены пассивные ВОД, в которых измеряемая величина модулирует проходящий через ВОД поток оптического излучения, специально генерируемый источником излучения. В основу классификации таких ВОД целесообразно положить различия оптических схем модуляции света в отношении измеряемой физической величины: амплитудная, фазовая, изменение поляризации, модуляция спектра или длительности оптического излучения (временных интервалов или частоты следования импульсов). В простейшем случае измеряемая величина непрерывно модулирует какой-либо из перечисленных выше параметров, адекватно отображаясь в нем.

Если классифицировать волоконно-оптические датчики с точки зрения применения в них оптического волокна, то, их можно разделить на датчики, в которых оптическое волокно используется в качестве чувствительного элемента (рис.52,а) и датчики, в которых оно используется в качестве линии передачи (рис.52,б,в) [17]. Датчики типа «линии передачи» – это как правило амплитудные и поляризационные, использующие в основном многомодовые оптические волокна, а датчики сенсорного типа – фазовые (на основе одномодовых волокон) и частотные (на основе как одномодовых, так и многомодовых волокон). Датчики с ОВ в качестве чувствительного элемента строятся на основе кольцевых интерферометров, интерферометров Маха-Цандера, интерферометров Фабри-Перо, интерферометров Майкельсона, интерферометров на основе мод с ортогональной поляризацией, а также могут быть неинтерферометрические (например, частотные рециркуляционного типа), а также последовательного и параллельного типа (распределенные датчики, основанные на нелинейных эффектах в волоконных световодах).

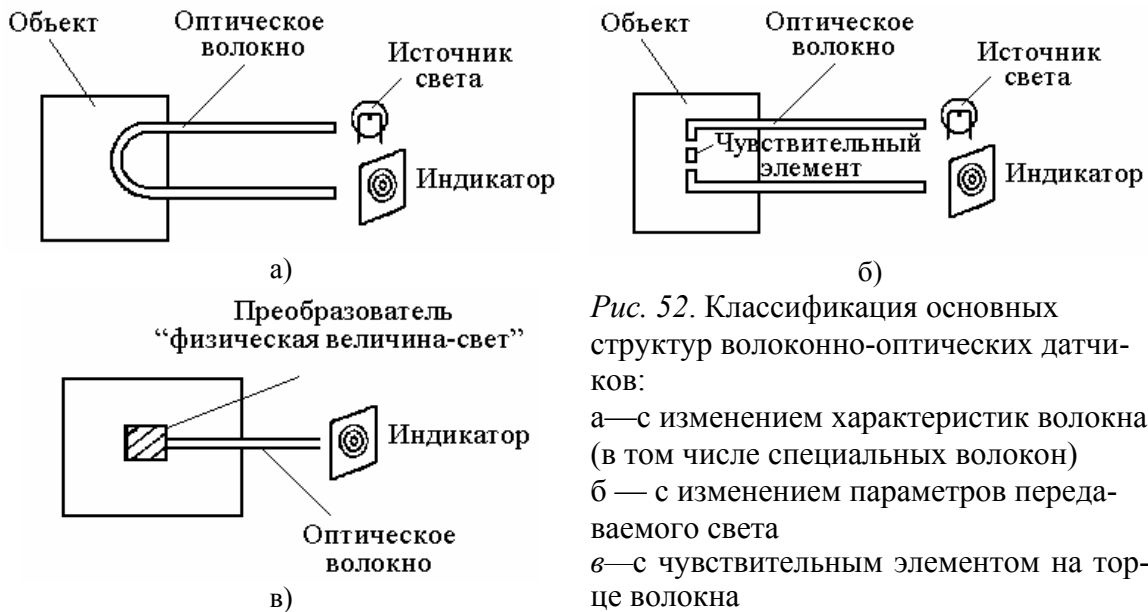


Рис. 52. Классификация основных структур волоконно-оптических датчиков:
 а—с изменением характеристик волокна (в том числе специальных волокон)
 б — с изменением параметров передаваемого света
 в—с чувствительным элементом на торце волокна

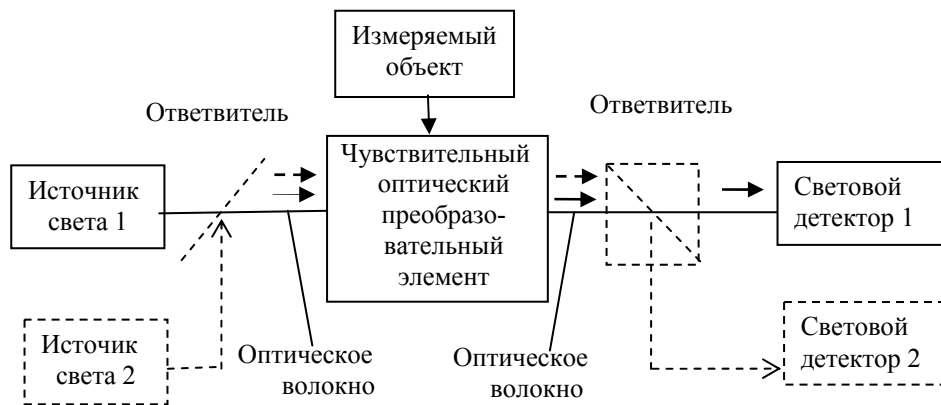
Чувствительным элементом может быть как сам измеряемый объект, так и специальный элемент, прикрепляемый к нему

12.3. ВОД с оптическим волокном в качестве линии передачи

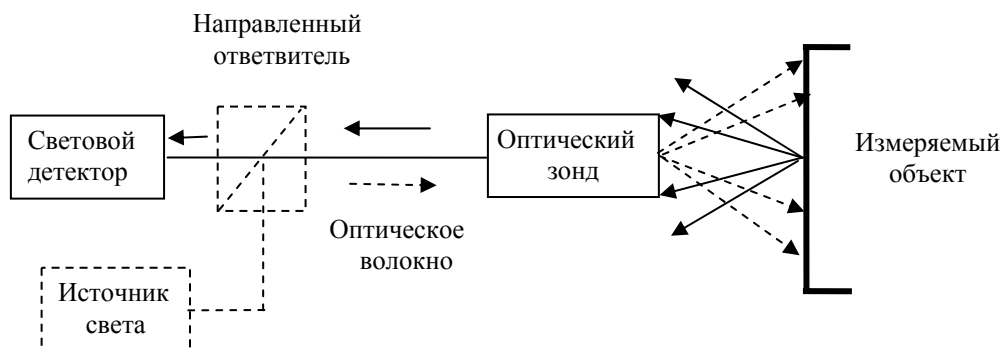
Принцип устройства. Волоконно-оптические датчики, в которых оптическое волокно служит линией для распространения света, можно разделить на датчики с оптическим преобразователем и датчики с оптическим зондом.

Датчики с оптическим преобразователем (рис. 53,а) представляют собой систему, содержащую какой-либо оптический материал или чувствительный к механическому воздействию оптический элемент, преобразующие изменение параметров внешней среды в изменение параметров светового луча. Преобразователь помещен между торцами передающего и приемного оптического волокна. Применяются главным образом многомодовые волокна и пучки волокон. В качестве источника света здесь чаще всего используются светодиоды с малыми шумами, а в качестве детектора света – *pin*-фотодиоды, обладающие термостабильными характеристиками. Датчики этой системы обычно просты по конструкции и, как правило, высоконадежны.

Схема датчика с зондом из оптического волокна приведена на рис. 53,б. Здесь световая информация, излучаемая, отраженная или рассеянная объектом измерения, выделяется с помощью сенсорной головки, состоящей из соответствующего объектива и оптического волокна, и поступает в световой детектор. Используются разнообразные оптические волокна (одномодовые, многомодовые), а также волоконные пучки.



а)



б)

Рис. 53. Схемы датчиков с оптическим преобразователем (а) и оптическим зондом (б)

В качестве источника света в зависимости от типа датчика применяется лазер или светодиод. Волоконно-оптические датчики этого типа отличаются высокой чувствительностью и обычно применяются в области бесконтактных измерений.

Физические эффекты, на которых основаны измерения. Для световой волны, распространяющейся в виде синусоидальных колебаний, вектор напряженности электрического поля можно описать следующей формулой:

$$\vec{E} = \vec{A} \sin(\omega t + \varphi) \quad (118)$$

Из этой формулы следует, что измеряемым объектом может модулироваться интенсивность света $|\vec{A}|^2$, его поляризация (направление вектора \vec{A}), частота ω , фаза φ и любой из этих видов модуляции может применяться в волоконно-оптическом датчике.

Эффекты, связанные с модуляцией интенсивности.

1. Поглощение света. Характеристики поглощения света веществом зависят от свойств и размеров измеряемого объекта, и для датчика можно использовать их изменение, например: температурную зависимость

граничной длины световой волны спектра поглощения у полупроводников (датчик температуры); эффект Франца–Келдыша (датчик электрического поля), эффект пьезопоглощения (датчик давления), изменение спектра молекулярного поглощения (газовый датчик) и т. д.

2. Отражение. В датчиках используется изменение интенсивности света, отраженного от диафрагмы (датчик давления), жидкого кристалла (датчик давления, температуры), жидкости (датчик уровня жидкости, датчик жидкости) и т. д.

3. Люминесценция. Здесь используются явления, при которых происходит светоизлучение в результате приема различных корпускулярных лучей, химического или физического воздействия. Это, например, такие явления, как термолюминесценция (датчик температуры излучения черного тела), электролюминесценция (датчик электрического напряжения), радиоактивная люминесценция (радиационный датчик) и т. д.

4. Другие эффекты. Кроме перечисленных явлений используются дифракция света (датчики чистоты обработки поверхности), испускание веществом обыкновенного луча (температурный датчик) и т. д.

Эффекты, связанные с модуляцией поляризованного луча.

1. Эффект Фарадея (датчики электрического тока, магнитного поля). Если при передаче линейно поляризованной световой волны в ферромагнетике действует магнитное поле, вектор напряженности которого совпадает с направлением распространения света или противоположен ему, то плоскость поляризации светового луча будет поворачиваться. Это явление, называемое эффектом Фарадея, – следствие анизотропии преломляющих свойств среды для световых волн с правой и левой круговой поляризацией, которая возникает под воздействием магнитного поля. При этом знак угла поворота плоскости поляризации не зависит от направления распространения света (по вектору напряженности магнитного поля или против него).

2. Эффект Поккельса (датчики электрического напряжения, напряженности электрического поля). Если подавать на кристалл, например, пьезоэлектрика, электрическое напряжение, то коэффициент преломления в нем изменяется пропорционально напряженности электрического поля. Это явление называется эффектом Поккельса или электрооптическим эффектом первого порядка.

3. Эффект фотоупругости (датчики давления, колебаний, звукового давления). При деформации упругого тела изменяется коэффициент преломления этого тела и проявляются свойства двойного лучепреломления. Это эффект фотоупругости. Эффект Поккельса наблюдается только в

пьезоэлектрических кристаллах, а эффект фотоупругости — во всех веществах.

4. Другие эффекты. Наряду с эффектом Фарадея, обусловленным магнитным полем, известен аналогичный эффект по отношению к электрическому полю. Это явление называется электрогироскопическим эффектом (в основе датчика электрического поля). Суть его в том, что плоскость поляризации вращается под воздействием электрического поля. Кроме того, известен эффект Керра, при котором коэффициент преломления вещества изменяется пропорционально второй степени напряженности электрического поля (датчик электрического поля) и др.

Эффекты, связанные с модуляцией частоты.

1. Эффект Доплера (датчики скорости, вибрации, потока). Если осветить движущийся объект лучом лазера, то частота света, рассеиваемого объектом, будет иметь сдвиг относительно частоты падающего на него света. Это явление известно как эффект Доплера.

2. Рамановское рассеяние (газовый датчик). Если осветить вещество интенсивным светом, то можно наблюдать появление дополнительных световых волн с частотой выше и ниже частоты исходного света. Это явление связано с колебаниями молекул вещества и может быть использовано для измерения концентрации газов, загрязненности атмосферы.

3. Фотолюминесценция (температурный датчик). Если освещать полупроводник светом с длиной волны более короткой, чем на краю основного спектра поглощения света, то свет поглощается и возбуждает электроны валентной зоны. Электроны рекомбинируют с дырками, и излучается свет с длиной волны, зависящей от ширины запрещенной зоны. Это явление называется фотолюминесценцией. Ширина запрещенной зоны, в свою очередь, зависит от температуры, поэтому по длине волны излученного света можно измерять температуру.

Эффекты, связанные с модуляцией фазы.

Если волновые фронты двух когерентных световых лучей накладываются друг на друга, то при суммировании интенсивности лучей могут получаться различные (в зависимости от распределения фаз и интенсивности обеих световых волн) интерференционные картины. Следовательно, изучая интерференционную картину, можно измерять нужную величину. Для этой цели используются различные интерферометры, в том числе и на оптических волокнах.

Отношение сигнал–шум для измеряемого сигнала. Отношение сигнал–шум для измеряемого волоконно-оптическим датчиком реального сигнала выражается следующей формулой [18]:

$$\frac{S}{N} = \frac{mMS_0P_0}{\sqrt{(2eM^{2+x}S_0P_0 + 4kT/R_L)B + N_{ex}}}, \quad (119)$$

где числитель – это информационная, а знаменатель – шумовая составляющая сигнала; первый член знаменателя обозначает дробовой шум светового детектора, второй член—тепловые шумы сопротивления нагрузки, а третий (N_{ex}) – другие, так называемые избыточные шумы; m – глубина модуляции интенсивности света в оптическом датчике; M – коэффициент усиления светового детектора; S_0 – чувствительность светового детектора, А/Вт; P_0 – мощность принимаемого света, Вт, x – коэффициент шума светового детектора; $k = 1,380 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К; R_L – сопротивление нагрузки светового детектора, Ом; B – частотная полоса детекторной системы, Гц.

Способы улучшения отношения сигнал – шум.

1. Увеличение глубины модуляции. Применяются оптические материалы с повышенной чувствительностью. Кроме того, оптимизируется конструкция самого датчика и его светочувствительной части.
2. Увеличение мощности принимаемого света. Наряду с оптимальным выбором источника света и оптического волокна принимаются меры по снижению потерь в соединении источника света с оптическим волокном, а также вносимых потерь светочувствительной части, различных элементов оптической схемы, оптических разъемов и т. д.
3. Оптимизация светового детектора. Выбирается световой детектор с наибольшей чувствительностью именно к тем световым волнам, которые излучаются используемым источником света. Среди лавинных фотодиодов выбираются те, которые обладают большим коэффициентом усиления и меньшим уровнем избыточных шумов.
4. Уменьшение уровня избыточных шумов (N_{ex}). К избыточным относятся собственные шумы источника света (особенно лазеров), шумы, обусловленные внешними повреждениями оптического волокна, флюктуациями потерь на стыке волокна со светочувствительной частью (обычно называемыми дрейфом) и т. д.

ЛЕКЦИЯ 13

13.1. Температурные датчики

Датчик на основе поглощения света полупроводником. На рис.54 приведена структура [17] и поясняется принцип действия температурного датчика, работа которого базируется на оптических свойствах полупроводников типа GaAs, CdTe и т. д.

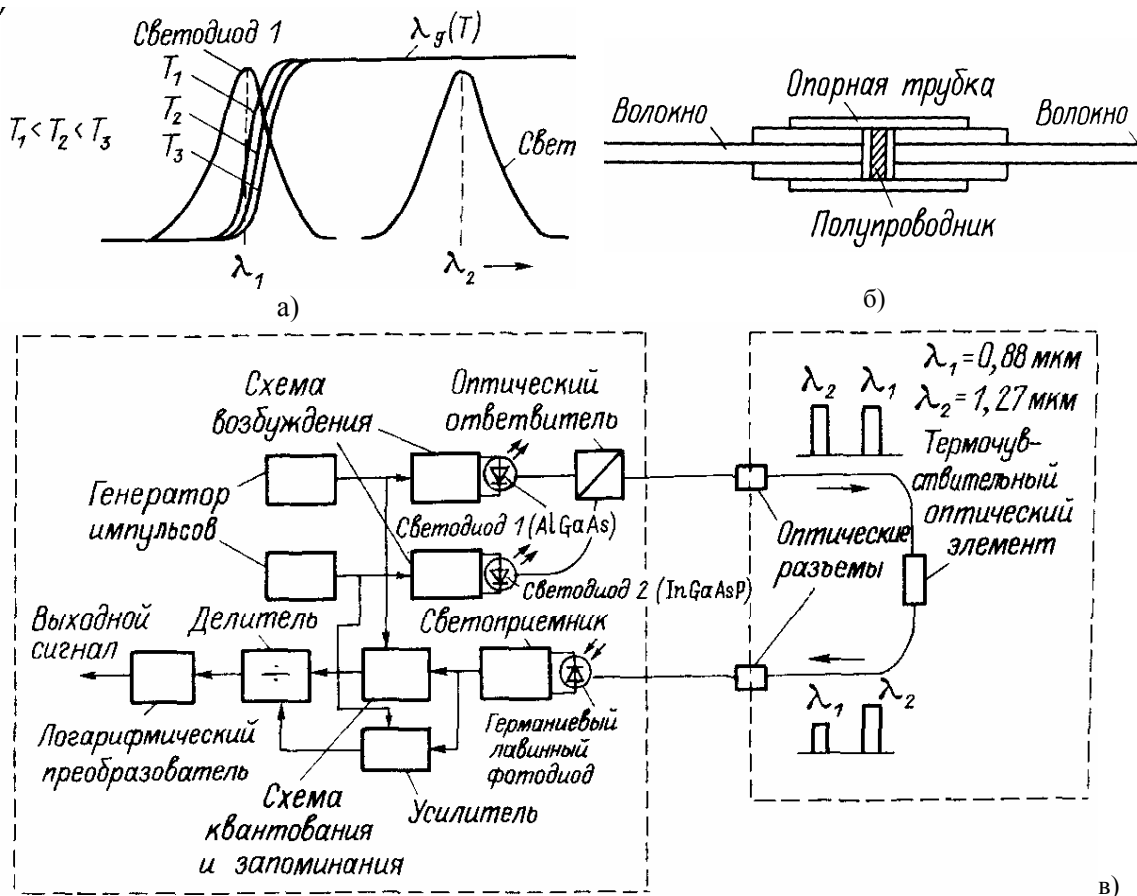


Рис.54 Температурный датчик на основе поглощения света полупроводником

Полупроводник имеет граничную длину волны λ_g спектра оптического поглощения (рис.54,а), и для света с более короткой длиной волны, чем λ_g , поглощение усиливается, причем по мере роста температуры граничная длина волны λ_g отодвигается в сторону более длинных волн (примерно 3 \AA/K). Если полупроводниковый кристалл зажать между приемным и передающим оптическими волокнами (рис.54,б) и подать на него луч от источника света, имеющего спектр излучения в окрестности указанной границы спектра поглощения, то интенсивность света, проходящего через светочувствительную часть датчика, с повышением температуры будет падать. Таким образом, по выходному сигналу детектора можно измерять температуру. Для снижения погрешности измерения, обусловленной колебаниями потерь в оптических соединителях, потерь передачи и другими факторами, можно воспользоваться двухволновым методом.

Структурная схема датчика приведена на рис.54,в. Используя в качестве термочувствительного материала GaAs, в качестве источника оптического сигнала AlGaAs-светодиод ($\lambda_1=0,87 \text{ мкм}$), а источника опорного

света—InGaAsP-светодиод ($\lambda_2=1,3$ мкм), можно измерять температуру в интервале 30...300°C с погрешностью $\pm 0,5^\circ\text{C}$ и временем отклика около 2 с. В данном устройстве используется многомодовое оптическое волокно с тефлоновой оболочкой в качестве линии передачи.

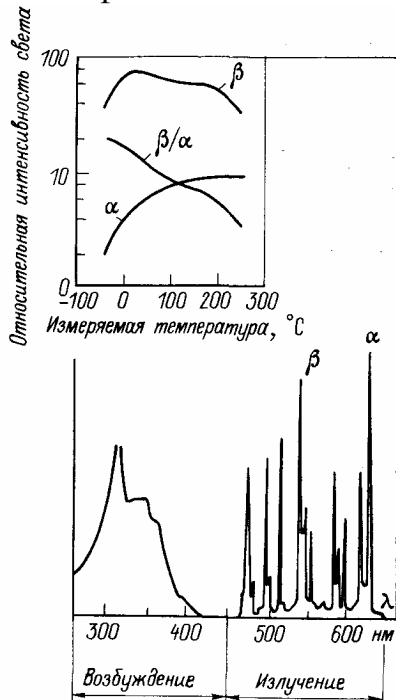


Рис.55. Температурный датчик на основе люминесцентного излучения

Датчик на основе флуоресценции. На торец оптического волокна светочувствительной части нанесено флуоресцентное вещество $[(\text{Gd}_{0,99}\text{Eu}_{0,01})_2\text{O}_2\text{S}]$. Флуоресцентное излучение, возникающее под воздействием ультрафиолетовых лучей, проводимых оптическим волокном, принимается этим же волокном. Для спектральных составляющих флуоресцентного излучения характерно изменение по кривой β (при $\lambda=510$ нм) (рис.55), т.е. сильная зависимость от температуры, и по кривой α (при $\lambda=630$ нм), т.е. слабая зависимость от температуры, а температурный сигнал выявляется путем вычисления отношения соответствующих значений интенсивности β/α (метод двух длин волн). Область измерения таким температурным датчиком простирается от -50 до $+200$ °C с погрешностью $\pm 0,1$ °C и временем отклика не более 1 с.

Кроме описанных выше, известны температурные датчики, работающие на основе температурной зависимости коэффициента отражения для светового луча в жидком кристалле, а также датчики, в которых используется изменение спектра прозрачности из-за температурной зависимости длины волны перескока в резонаторе Фабри–Перо.

13.2. Датчики механических величин

Датчики давления с отражательной диафрагмой. На рис.56 представлена структура датчика давления, в котором используется изменение диафрагмой условий отражения света. Волоконно-оптический жгут (рис.56,а) состоит из передающих и приемных волокон. Свет, вводимый в передающие волокна, отражается диафрагмой. При этом коэффициент связи между передающими и принимающими волокнами изменяется в соответствии с положением диафрагмы, которое, в свою очередь, зависит от давления. На рис.56,в представлена зависимость интенсивности принимаемого света от размещения приемных и передающих волокон в жгуте (рис.56,б).

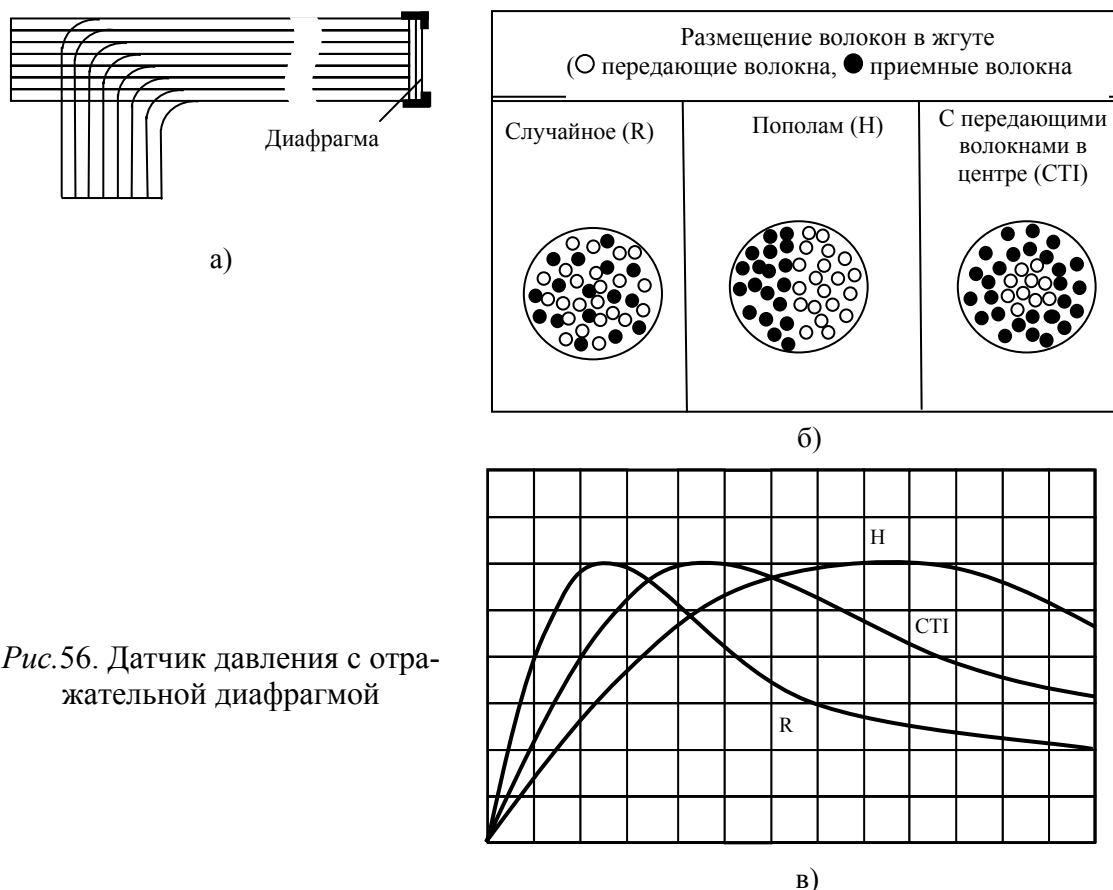


Рис.56. Датчик давления с отражательной диафрагмой

Датчик давления используется в диапазоне, где зависимость интенсивности света от зазора сравнительно линейна. Датчик давления, в котором используется жгут диаметром 1,8 мм из 100 оптических волокон и диафрагма из нержавеющей стали толщиной 15 мкм позволяет измерять давления до $2,7 \cdot 10^4$ Па. Подобные датчики применяются для измерения давления жидких сред, например давления крови.

Конструкцию датчика давления такого типа можно несколько усовершенствовать и тем самым повысить точность измерения. На диафрагму наносится фотолуминесцентный материал, обеспечивающий излучение опорного света, а измерение производится по методу двух волн.

Датчик сдвига и колебаний с зондом из волоконного жгута. Для измерения сдвига и колебаний физических тел можно воспользоваться тем же принципом, что и в вышеописанном датчике с отражательной диафрагмой. Принцип действия датчика сдвига и колебаний поясняется на рис.57. При измерениях сдвига от 100 мкм в области рабочих температур от -75 до $+150$ °С получена линейность $\pm 5\%$ и максимальная разрешающая способность 0,014 мкм. Как датчик колебаний такая конструкция обеспечивает измерение в частотном диапазоне от постоянного тока до 200 кГц. Достоинство подобных датчиков – бесконтактный метод измерения.

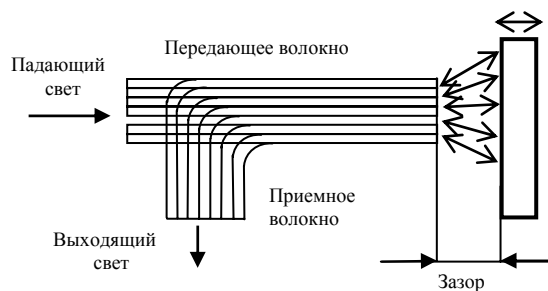


Рис. 57. Датчик сдвига и колебаний с зондом из пучка волокон

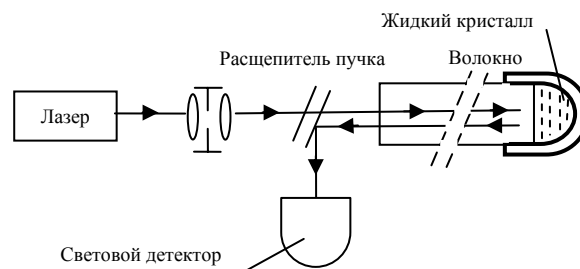


Рис. 58. Датчик давления с волоконным пробником и жидким кристаллом на его торце

Датчик давления с жидкокристаллическим зондом. На рис. 58 приведена схема датчика давления, в котором используется влияние давления на коэффициент рассеяния света жидким кристаллом. Применяя композиционный жидкий кристалл, состоящий на одну треть из холестерического кристалла и на две трети из нематического, можно измерять с хорошей линейной характеристикой давление до $4 \cdot 10^4$ Па. Недостаток таких датчиков – сильная зависимость выходного сигнала от температуры, поэтому необходима температурная компенсация.

13.3. Датчики концентрации химических веществ

Датчик концентрации газа. Свет, излучаемый лазером или светодиодом, поступает в сосуд с измеряемым газом через многомодовое оптическое волокно. Из проходящих через газ световых волн будут поглощаться только те, которые входят в спектр поглощения этого газа. Таким образом, подавая (также с помощью многомодового оптического волокна) выходящий из сосуда с газом свет на световой детектор, можно определять род газа и измерять его концентрацию. Подобные газовые датчики можно использовать для дистанционного наблюдения за степенью загрязнения атмосферы (газами N_2O_2 , NH_3 , CH_4 и др.) и за концентрацией горючих газов (CH_4 , C_3H_8 и др.)

Датчик насыщенности крови кислородом. Измерение насыщенности крови кислородом необходимо при исследованиях и лечении болезней систем кровообращения и дыхания. Как следует из рис.59,а, гемоглобин красных кровяных телец имеет различный характер изменения коэффициента отражения в зависимости от степени насыщенности кислородом для световых волн различной длины. Например, в диапазоне 620...650 нм зависимость сильная, а для волн 800...850 нм – слабая.

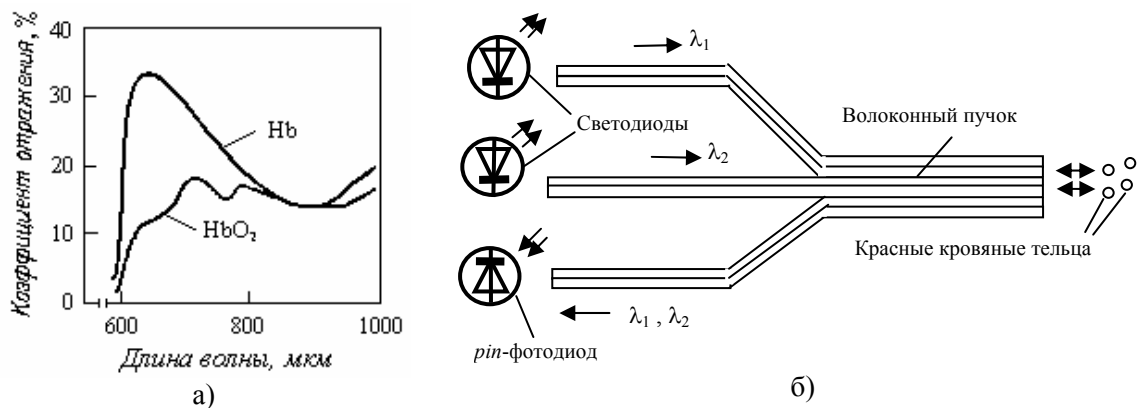


Рис.59. Принцип действия (а) и структура (б) датчика насыщенности крови кислородом НЬ — гемоглобин

На рис.59,б приведена структурная схема датчика, работающего именно на этом принципе. Здесь используется кабель из оптических волокон, имеющий три ветви: две для двух источников света на светодиодах, различающихся длиной волны излучения, а одна – для светоприемного pin-фотодиода. Датчик обеспечивает точное измерение насыщенности кислородом, благодаря тому, что вычисляется отношение выходных электрических сигналов, полученных на двух длинах световых волн. На основе этого же принципа можно измерить концентрацию кристаллического вещества, введенного в кровь (например, зеленого индоцианина), или такие параметры, как рН, рО₂, рСО₂ и т. п.

13.4. Датчики на основе поляризации света

Датчик магнитного поля на основе эффекта Фарадея. Эффект Фарадея заключается в том, что под воздействием магнитного поля, вектор напряженности которого совпадает с направлением света, наблюдается поворот плоскости поляризации света, проходящего через вещество. Угол фарадеевского вращения φ_F при напряженности магнитного поля H , длине светового пути в веществе L выражается как

$$\varphi_F = V_r H L \quad (120)$$

Здесь величина V_r , называемая постоянной Верде, характеризует активность эффекта Фарадея для данного вещества.

На рис.60 приведена структурная схема датчика магнитного поля. Световые лучи передаются от источника света (обычно светодиода) в светочувствительную часть датчика с помощью многомодового оптического волокна. В чувствительной части световая волна с линейной поляризацией попадает через поляризатор в элемент Фарадея, где под воздействием магнитного поля происходит поворот плоскости поляризации.

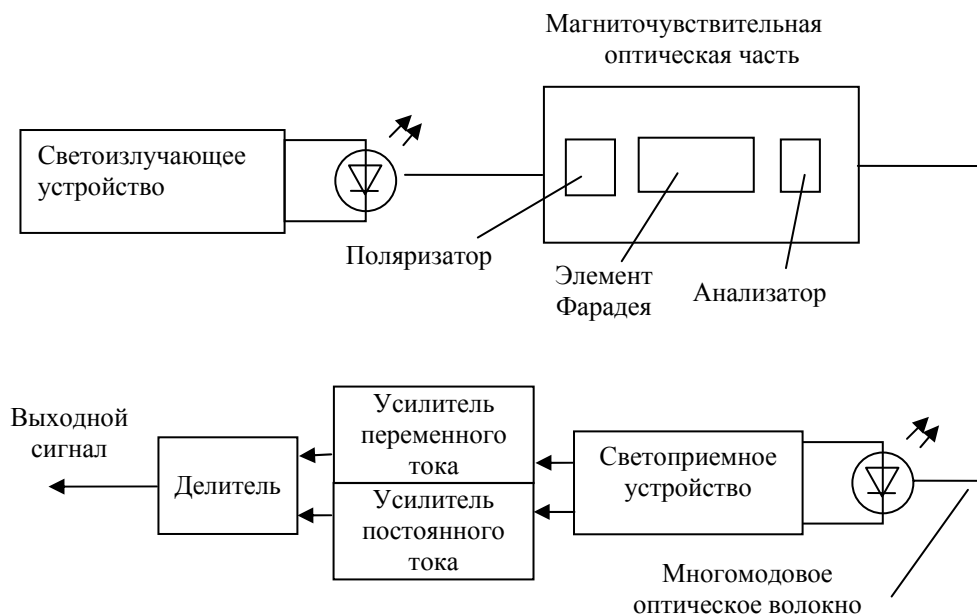


Рис. 60. Датчик магнитного поля на основе эффекта Фарадея

Значение угла поворота φ_F преобразуется анализатором в значение интенсивности света, и далее свет передается оптическим волокном в светопринимающее устройство. При этом, если установить угол между поляризатором и анализатором 45° , то световая мощность на поверхности детектора (обычно pin-фотодиода) $P = P_0(1 + \sin \varphi_F)$, где P_0 – мощность света при отсутствии магнитного поля. Как видно из формулы, магнитное поле можно измерять по электрическому сигналу детектора.

Датчики электрического поля на основе эффекта Поккельса. Среди кристаллов имеются такие, в которых одному направлению распространения света соответствуют две моды с линейной поляризацией. В этих кристаллах коэффициент преломления для направления поляризации каждой моды (для главных осей) изменяется пропорционально напряженности приложенного электрического поля. Это явление называется эффектом Поккельса или, иначе, электрооптическим эффектом первого порядка.

Если между модами света с линейной поляризацией возникает разность фаз δ , то световая волна на выходе элемента Поккельса имеет круговую поляризацию. Расположенная после элемента Поккельса четверть-волновая пластина преобразует входящие в нее световые волны с круговой поляризацией в световые волны с линейной поляризацией, т.е. осуществляет оптическое смещение первого порядка. С выхода четверть-волновой пластины свет поступает на анализатор, которым модуляция по поляризации преобразуется в модуляцию по интенсивности. При этом световая мощность оценивается световым детектором и выражается как

$$P = P_0 \left(1 + \sin \pi \frac{U_{ex}}{U_\pi} \right), \text{ где } U_{ex} = EL, \quad U_\pi = \lambda / (2n_0^3 \gamma), \quad (121)$$

где P_0 —мощность света при отсутствии электрического поля, L —длина оптического пути элемента, n_0 —коэффициент преломления при отсутствии электрического поля, E —напряженность приложенного электрического поля, U_π —полуволновое напряжение, при котором сдвиг фаз равен π , γ —электрооптический коэффициент. Исходя из этих формул, по измеренному значению световой мощности можно определить приложенное напряжение U_{ex} .

Датчик давления на эффекте фотоупругости. Под действием давления в фотоупругих материалах возникает двойное лучепреломление. Структура датчика, в котором используется это явление, представлена на рис.61.

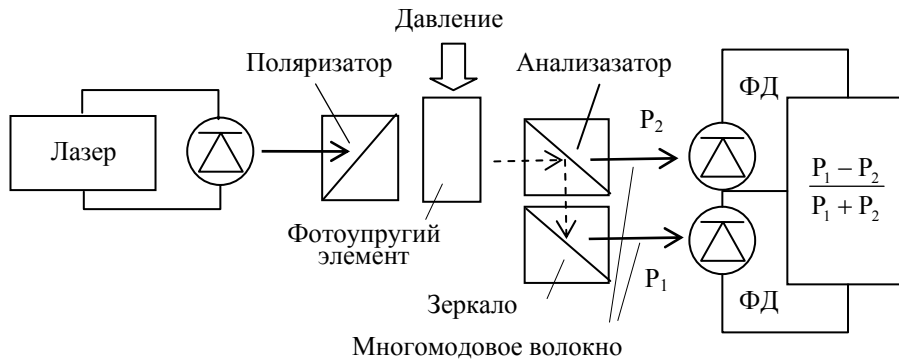


Рис.61. Датчик давления на основе эффекта фотоупругости

Давление на фотоупругий элемент приводит к тому, что входящий в него линейно-поляризованный свет на выходе имеет уже круговую поляризацию. Следовательно, световая мощность, измеряемая с помощью фотодетектора, выражается как

$$P = P_0 \left(1 + \sin \pi \frac{T}{T_\pi} \right), \quad (122)$$

где T — измеряемое давление, T_π — полуволновое давление.

Эффект фотоупругости присущ всем материалам. Для некристаллических материалов, обладающих высокой фотоупругостью, полуволновое

давление

$$T_\pi = \frac{\lambda}{CL}. \quad (123)$$

Параметр C называется постоянной фотоупругости и определяется коэффициентами преломления. Для фотоупругого элемента датчика, как правило, выбирается материал без естественного двойного лучепреломления, без остаточного напряжения давления и с хорошей температурной

характеристикой. При использовании волокна с центральной длиной волны 0,82 мкм и фотоупругого элемента из пирекс-стекла с оптической длиной пути $L=0,6$ см получается $T_{\pi}=2,1 \cdot 10^7$ Па. Диапазон измерений $10^3 \dots 10^6$ Па. Теоретический минимальный уровень измеряемого давления 1,4 Па.

ЛЕКЦИЯ 14

14.1. Датчики на основе сдвига частоты света

С помощью датчиков на основе сдвига частоты света определяется изменение частоты света, обусловленное объектом измерения. Измерение производится высокоточными методами светового гетеродинамирования (интерferируют две световые волны разной частоты, а сигнал разностной частоты детектируется) и спектрального анализа. Типичным образцом датчика на основе сдвига частоты света может служить лазерный доплеровский волоконно-оптический измеритель скорости.

Принцип действия и основная схема. При освещении движущегося тела лучом лазера рассеиваемый телом свет приобретает сдвиг по частоте (эффект Доплера). Частотный сдвиг выражается следующей формулой:

$$f_D = \frac{\vec{k}_s - \vec{k}_0 \vec{v}}{2\pi}, \quad (124)$$

где \vec{k}_0 и \vec{k}_s – волновые векторы падающего и рассеянного света; \vec{v} – вектор скорости движущегося тела.

Датчик, в котором используется эффект Доплера, а для зонда с лазерным излучателем и для зонда детектора рассеянного света применяется оптическое волокно, называется лазерным доплеровским волоконно-оптическим измерителем скорости. В зависимости от структуры оптической системы такие датчики можно разделить на два вида: с опорным светом и дифференциальные (рис.62) [17].

В лазерном доплеровском измерителе с опорным светом лазерный луч освещает измеряемый объект через волоконно-оптический зонд. Этим же зондом принимается свет обратного рассеяния. Частотный сдвиг света в результате эффекта Доплера:

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \theta, \quad (125)$$

где λ – длина волны лазера; θ – угол между лазерным лучом и вектором скорости объекта.

Измеряемый сигнал, имеющий частоту Доплера, получается путем гетеродинного обнаружения световым детектором лучей рассеяния и

опорного света, пришедшего в детектор в результате френелевского отражения от торца зонда.

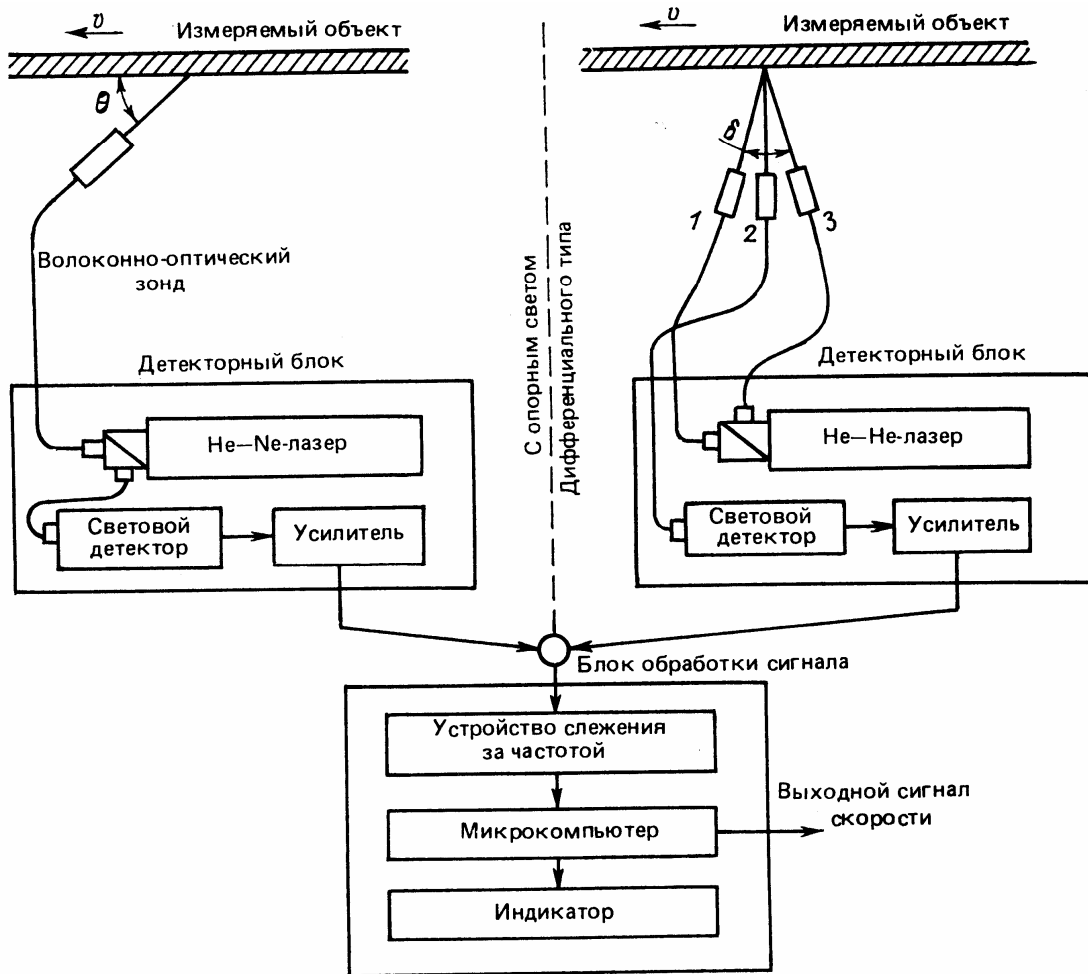


Рис.62 Лазерный доплеровский измеритель скорости

В лазерном доплеровском измерителе скорости дифференциального типа измеряемый объект освещается посредством волоконно-оптических зондов 1 и 2 (рис.62), а рассеянный свет, получивший в результате взаимодействия с объектом положительный и отрицательный, но равный сдвиг частоты, принимается волоконно-оптическим зондом 3. В детекторе путем гетеродинамирования этих световых лучей получается доплеровский сигнал измерителя. Частота биений, возникающая в результате гетеродинного обнаружения,

$$f_b = \frac{2v}{\lambda} \sin \frac{\delta}{2}, \quad (126)$$

где δ —угол между двумя лазерными лучами. После измерения f_b можно по формуле (3.3) определить скорость v .

Как видно из формул (125) и (126), сдвиг частоты зависит от угла освещения (θ, δ) измеряемого объекта лучом лазера, а, следовательно, тре-

буется точная настройка оптической системы. Необходимо также учитывать, что в данных измерителях скорости используется явление рассеяния лазерного светового луча измеряемым объектом, поэтому чувствительность обнаружения твердого тела зависит от его цвета, степени глянца, чистоты обработки поверхности, температуры и других факторов, а сыпучего тела – от размеров зерен, их формы, цвета и т. д.

Влияние степени когерентности источника света на чувствительность обнаружения. Лазерные доплеровские измерители, по сути, являются интерферометрами, поэтому их чувствительность обнаружения в большой мере зависит от степени когерентности лазерного источника света. Спектр мощности $\langle i_b \rangle$ сигнала биений, получаемого световым детектором при использовании лазера с одномодовыми продольными колебаниями и шириной спектральной линии $\Delta\nu$, выражается как

$$\langle i_b \rangle \approx \exp(-2\pi\Delta\nu|\tau_d|), \quad (127)$$

где τ_d – временной интервал (задержка) между двумя лучами, проходящими от источника света к световому детектору (например, в лазерном доплеровском измерителе скорости это опорный и сигнальный лучи интерферометра).

Измеритель скорости артериального потока крови. Такие особенности волоконно-оптического лазерного доплеровского измерителя скорости, как мизерный диаметр волокна и отсутствие электрического воздействия на организм, позволили разработать на его основе установку для измерения скорости артериального потока крови (рис. 63) [17].

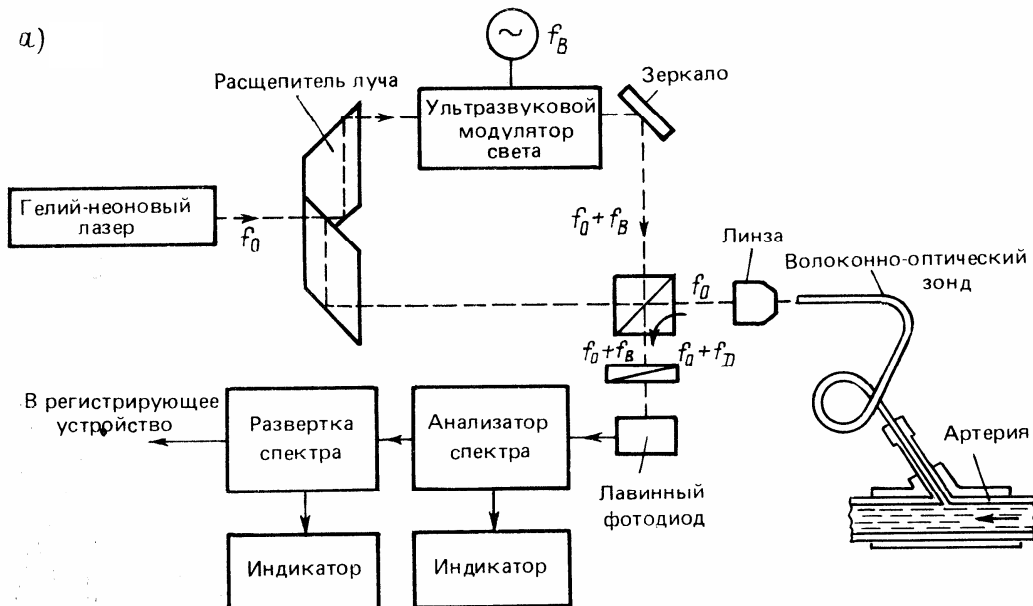


Рис.63. Установка для измерения скорости потока крови на основе лазерного доплеровского измерителя скорости

В оптической системе формируется сигнальный луч рассеянного красными тельцами света. Посредством ультразвуковой модуляции света формируется опорный луч, сдвинутый по частоте относительно лазерного на f_B , что позволяет не только измерять скорость, но и определять направление потока крови. При этом частота биений f_b (сигнал биений, обнаруживаемый методом гетеродинирования с помощью лавинного фотодиода) определяется как

$$f_b = f_B + \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta \quad (128)$$

Диапазон измерения скорости потока крови данной установкой от 4 см/с до 10 м/с с точностью $\pm 5\%$, пространственное разрешение 100 мкм. Проводились измерения потоков крови в артериях бедра собаки. Кроме того, разработан лазерный доплеровский измеритель скорости с мощным аргоновым лазером в качестве источника света (мощность излучения 2 Вт, $\lambda=514,5$ нм), позволяющий измерять скорость очень слабых газовых потоков. Разработаны также малогабаритные, легкие, долговечные и дешевые полупроводниковые лазеры, поэтому в ближайшем будущем можно ожидать более широкого применения лазерных доплеровских волоконно-оптических измерителей скорости.

14.2. Области применения ВОД с оптическим волокном в качестве линии передачи

Энергетика. Преимущество использования волоконно-оптических датчиков в энергетике обеспечивается их высокими электро- и теплоизоляционными характеристиками, безынерционностью, малыми габаритами, массой и т. д. На основе таких датчиков, а именно лучеводов изображения, созданы системы наблюдения внутри топок тепловых электростанций, устройства для измерения температуры проводов линий передачи и внутри трансформаторов, для контроля за количеством масла в маслонаполненном кабеле, измерители скорости ветра и определители его направления в системах наблюдения за атмосферными явлениями, оптические трансформаторы напряжения, работающие на эффекте Поккельса, и оптические трансформаторы тока, работающие на эффекте Фарадея.

Промышленность. В металлургии, химической и нефтеперерабатывающей отраслях зачастую датчики работают в неблагоприятных условиях: повышенные или пониженные температуры, агрессивные среды, сильные электрические и магнитные поля, взрывоопасная атмосфера. Именно здесь волоконно-оптические датчики с их бесконтактностью и дистанционностью измерений, а также стойкостью к окружающей среде имеют особое преимущество. В цветной и черной металлургии уже на-

шли применение лазерные доплеровские измерители скорости, лучевые термометры, лучеводы изображения, сканирующие дефектоскопы поверхности металла и т. д. В нефтеперерабатывающей промышленности используются, например, волоконно-оптические датчики утечки.

В современном машиностроении по мере автоматизации производства и повышения точности обработки возрастают требования к точности и скорости измерений. Преимущества применения в этой отрасли волоконно-оптических датчиков перед датчиками других типов следующие: бесконтактность и дистанционность измерений, безындуктивность и высокая пространственная разрешающая способность. Здесь нашли применение такие датчики, как фотопрерыватели, кодеры, измерители смещения на основе многожильного волоконно-оптического кабеля, инерционные измерители ускорения и т. д.

Медицина. Высокая пространственная разрешающая способность при измерениях с лазером, безындуктивность, химическая и биологическая стойкость, гибкость и малый диаметр оптического волокна стимулировали разработку волоконно-оптических датчиков специально для медицины и биологических исследований. Уже применяются датчики насыщенности крови кислородом, датчики рН, лазерный доплеровский измеритель скорости потока крови, фотокардиограф и измеритель давления крови.

14.3. Волоконно-оптические датчики с волокном в качестве чувствительного элемента

Структуры волоконно-оптических чувствительных элементов. Для работы волоконно-оптического чувствительного элемента датчика можно использовать изменение фазы распространяющейся по оптическому волокну волны, поляризации, угла вращения плоскости поляризации, изменение потерь, явление рассеяния света под воздействием внешних факторов. Классификация систем чувствительных элементов на оптическом волокне приведена на рис. 64 [17].

На рис. 64,*a* представлена схема интерферометра с оптическим трактом, реализованным на одномодовом волокне либо на волокне с сохранением поляризации. В одномодовом оптическом волокне распространяется только мода HE_{11} , являющаяся основной. Эта мода приближенно может считаться линейно поляризованной, причем распределение интенсивности в поперечном сечении луча подчиняется закону Гаусса, что позволяет сравнительно просто добиться устойчивой интерференции. В обычном многомодовом оптическом волокне возможно распространение двух мод HE_{11} с ортогональной поляризацией. При этом в силу неиде-

ально круглой формы поперечного сечения оптического волокна между модами возникает разность фаз, в результате чего выходящий из оптического волокна свет обычно становится эллиптически поляризованным.

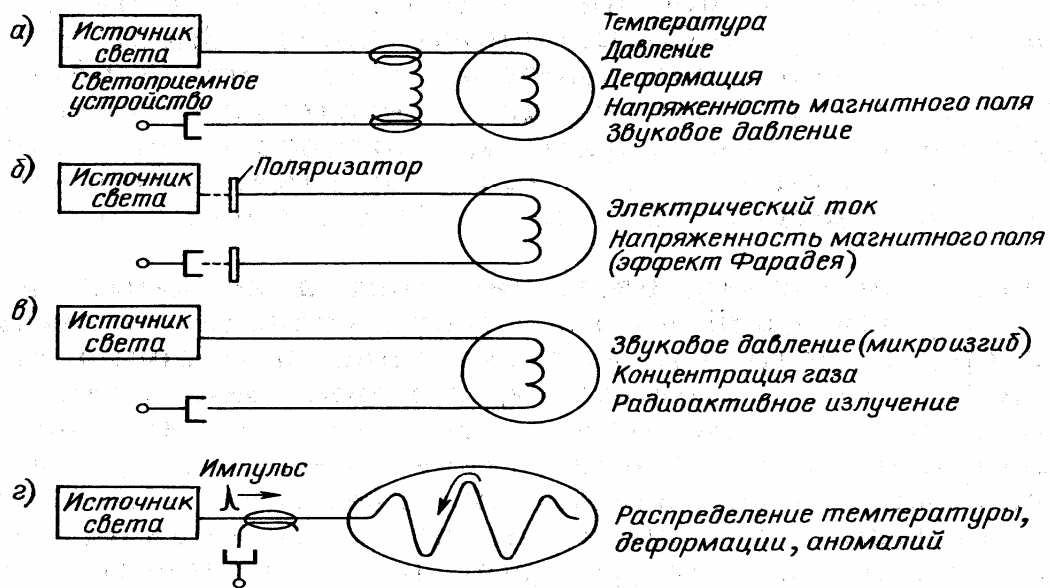


Рис. 64. Обобщенные схемы и объекты измерений датчиков с волоконно-оптическим чувствительным элементом, работающим на основе изменения фазы (а), вращения плоскости поляризации (б), изменения потерь (в), рассеяния (г)

В интерферометре при таких условиях интерференционные полосы оказываются размытыми, поэтому необходим ввод поляризатора или использование оптического волокна с сохранением поляризации. Интерференционное измерение – измерение расстояний в длинах световых волн или времени в периодах световой волны – обычно гарантирует высокую чувствительность. Использование оптического волокна в виде кольца с множеством витков увеличивает протяженность связи с измеряемым объектом и позволяет тем самым еще больше повысить чувствительность датчика. В датчиках типа интерферометра измеряемыми величинами являются температура, длина, давление. В соответствии с их колебаниями изменяется длина, коэффициент преломления оптического волокна, а в результате изменяется и фаза распространяющегося в нем излучения.

На рис. 64,б представлена схема датчика, в котором используется вращение плоскости поляризации. По сути, он соответствует измерителю тока или напряженности магнитного поля на эффекте Фарадея. Показанный на рис. 64,в чувствительный элемент на основе изменения потерь исследуется с точки зрения применения его в датчике давления, концентрации газа и радиоактивного излучения. На рис. 64,г представлена схема датчика распределения, измеряющего коэффициент отражения мето-

дом наблюдения за формой отраженного сигнала. Этот метод был разработан с целью обнаружения мест разрыва оптического волокна в линии связи и определения потерь вдоль оптического волокна. Он предусматривает измерение очень слабого света обратного рэлеевского рассеяния в системе с высоким отношением сигнал – шум. В последнее время исследуются структуры датчиков, работающих на этом принципе, для измерения распределения таких величин, как температура, давление и др.

ЛЕКЦИЯ 15

15.1. Датчики на основе интерференции

На основе изменения фазы распространяющейся по оптическому волокну световой волны можно создать волоконно-оптические интерферометры для высокоточных измерений различных величин: давления, температуры, напряженности магнитного и электрического поля, электрического тока и напряжения, расхода вещества и др. [17]

По способам построения и функционирования интерферометры делятся на интерферометры Маха-Цендера, Майкельсона, Фабри-Перо и интерферометры с сохранением поляризации (рис.65). В интерферометрах Маха-Цендера и Майкельсона одни концы двух одномодовых оптических волокон предназначены для чувствительного элемента, другие – для опорного сигнала. В отличие от них интерферометры Фабри-Перо и интерферометры с поляризованными модами выполнены лишь на одном оптическом волокне и разработаны с учетом использования тех или иных особенностей волокна.

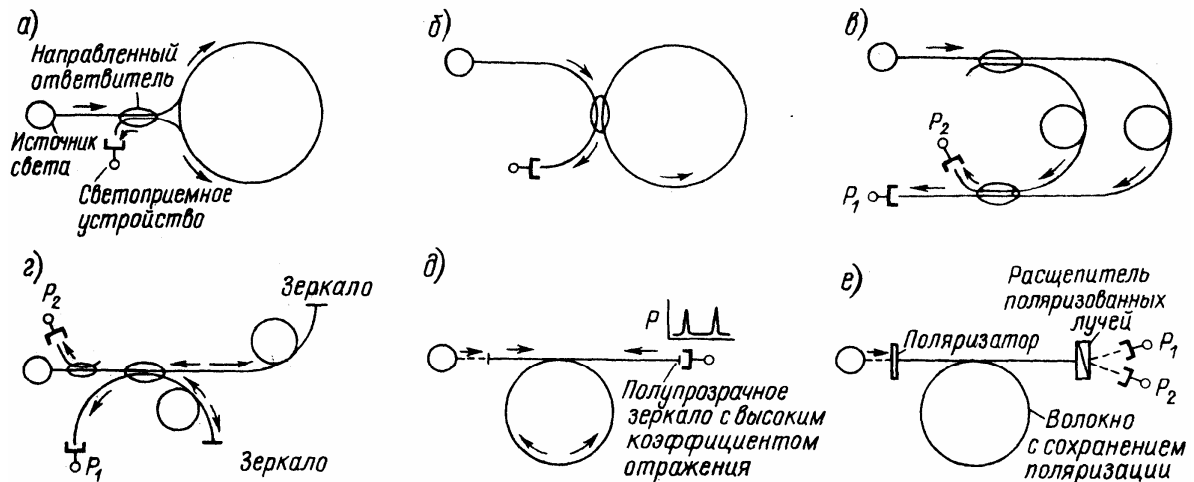


Рис.65. Схема волоконно-оптических интерферометров: а– кольцевого; б– кольцевого Фабри-Перо; в– Маха-Цендера; г– Майкельсона; д– Фабри-Перо; е– с поляризованными модами.

В структурах интерферометров, за исключением интерферометров Фабри-Перо, интенсивность интерференции P_1 и P_2 при интенсивности двух световых волн I_1 и I_2 выражаются следующим образом:

$$P_1 \approx I_1 + I_2 + \gamma 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \varphi \quad (129) \quad P_2 \approx I_1 + I_2 - \gamma 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \varphi \quad (130)$$

В этих формулах γ —показатель, называемый степенью когерентности интерференции. Он является функцией произведения ширины Δf спектральной линии источника света и разности Δl длин двух оптических путей:

$$\gamma(\Delta f \Delta l) \leq 1 \quad (131)$$

и при $\Delta f \Delta l \approx 0$ получается равным единице.

При изменении разности фаз φ между световыми волнами желательно для повышения чувствительности (увеличения крутизны изменения выходных сигналов P_1 и P_2), чтобы $\Delta f \Delta l \rightarrow 0$. Для заданной величины Δf возможно найти значение Δl , при котором показатель γ окажется равным e^{-1} , и эта длина Δl называется длиной когерентности источника света. Для обычного гелий-неонового лазера, одномодового полупроводникового лазера и гелий-неонового лазера с одной модой длина когерентности составляет соответственно несколько десятков сантиметров, около 10 м и около 1 км. Таким образом, источник света необходимо выбирать в соответствии со структурой интерферометра. Кроме того, из формул (129) и (130) следует, что при $I_1 = I_2$ чувствительность к изменению фазы оптимальна. Заметим, что в этих формулах для двух интерференционных выходных сигналов P_1 и P_2 знаки при $\cos \varphi$ противоположны. Это точно соблюдается, если направленный ответвитель, объединяющий два световых луча, или расщепитель поляризованных лучей не имеет потерь.

Погрешность измерения фазы интерферометром. Разность фаз ψ между двумя световыми волнами можно представить в виде фазы входного сигнала ψ_s и дрейфа ψ_d в низкочастотной области, вызванного в основном колебаниями температуры:

$$\psi = \psi_s + \psi_d. \quad (132)$$

Обычно трудно устранить влияние колебаний температуры, поэтому в качестве сигнала, используемого в волоконно-оптическом интерферометрическом датчике, принимается только переменная составляющая, расположенная выше частотной полосы температурного дрейфа. Разумеется, это ограничение неприемлемо при создании датчика температуры и не подходит также для оптической системы с волокном опорного сигнала. В таких случаях применяется интерферометр на одном оптическом волокне (рис. 65, в и е). Таким образом, при создании волоконно-оптического датчика типа интерферометра прежде всего должны быть учтены дрейф нуля, колебания масштабного коэффициента и нелинейность.

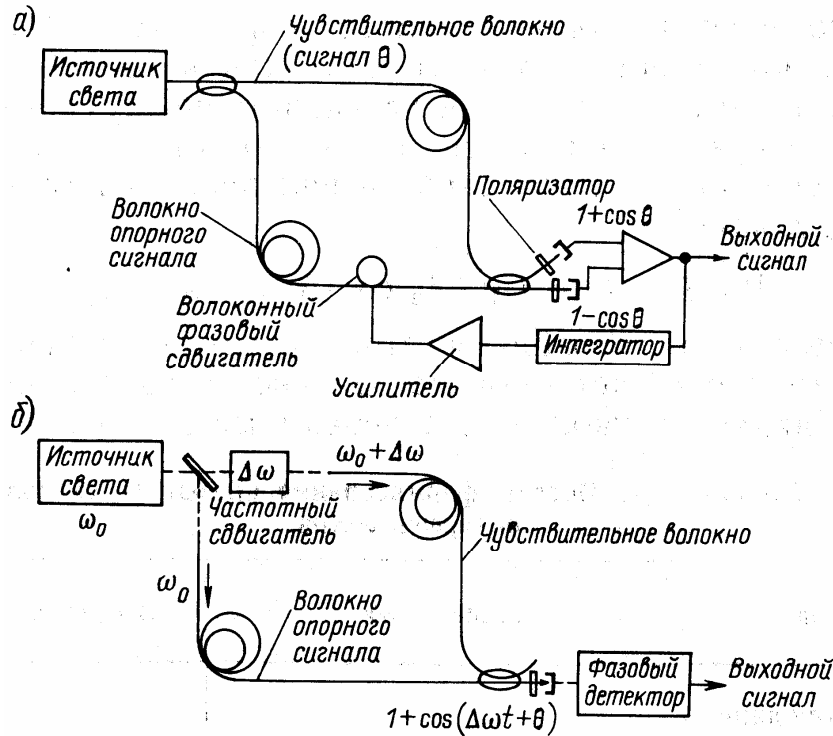


Рис. 66. Интерферометры гомодинный с активной стабилизацией (а) и гетеродинный (б)

Меры против этих нежелательных факторов различны для методов светового гомодинирования и гетеродинирования. На рис. 66,а представлена наиболее общая схема интерферометра с гомодинированием. В этой структуре составляющая дрейфа ψ_d компенсируется с помощью волоконно-оптического фазового модулятора. Здесь с помощью дифференциального усилителя из выходного сигнала интерферометра устраняется составляющая $I_1 + I_2$ постоянного тока, а низкочастотная составляющая подается по цепи обратной связи и тем самым рабочая точка устанавливается на линейном участке фазовой характеристики. Даже при такой модификации системы все же остаются две из трех указанных выше проблем. Поэтому необходимо с помощью отслеживания сигналов I_1 и I_2 ввести процедуру деления выходного сигнала или компенсировать колебания мощности источника света, контролируя ее посредством оптического волокна с сохранением поляризации.

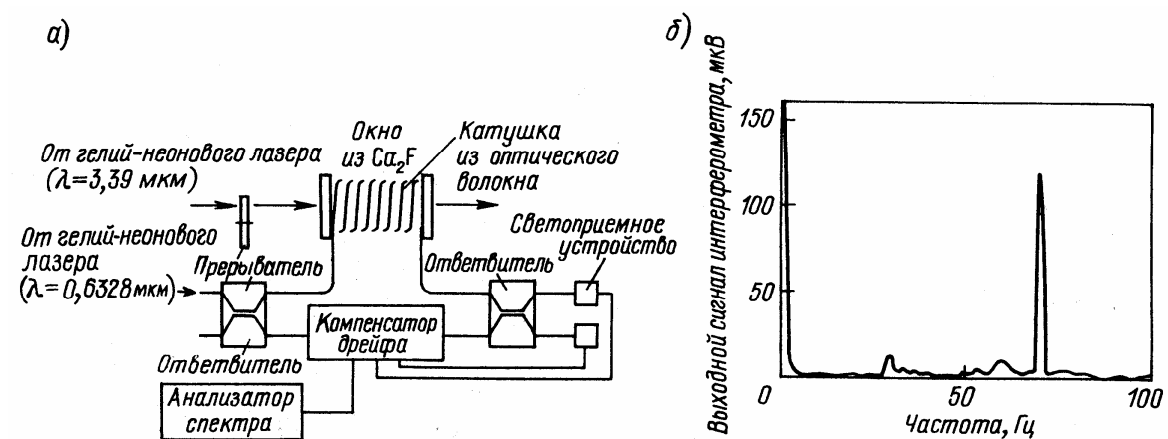
В противоположность этому, если в один из оптических путей в гетеродинном методе (рис.66,б) ввести частотный сдвигатель и установить между световыми волнами частотную разность $\Delta\omega$, то в соответствии с формулой (129) получается электрический сигнал переменного тока с фазовой модуляцией, т. е.

$$P_1 \approx I_1 + I_2 + \gamma 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Delta\omega t + \psi_s + \psi_d) \quad (133)$$

Фазовым детектированием этого сигнала можно получить $\psi_s + \psi_d$, что и отвечает сути метода оптического гетеродинирования.

В первом методе отмеченные три проблемы решаются усовершенствованием оптической системы, а во втором – в основном усовершенствованием электроники с целью более полного использования техники фазового детектирования. Однако акустооптический модулятор, с технической точки зрения наиболее приемлемый в настоящее время для сдвига частоты, еще не избавлен от таких недостатков, как сравнительно большая потребляемая мощность (около 2 Вт) и большая девиация частоты (примерно 100 МГц). Но в последнее время проводятся исследования по созданию частотного сдвигателя на новых принципах, а также разрабатывается метод оптического квазигетеродинирования – с выдачей выходного сигнала без применения частотного сдвигателя.

Спектрофон на интерферометре Маха–Цендера. На рис. 67 показан спектрофон, выполненный как датчик на интерферометре Маха–Цендера. Это устройство для измерения поглощения света газообразными веществами. При воздействии на газ в ячейке (в катушке) светом, интенсивность которого модулирована с помощью прерывателя, газ вследствие поглощения света нагревается и расширяется, а значит, расширяется и ячейка. Это изменение объема ячейки измеряется с помощью высокочувствительного волоконно-оптического интерферометра. На рис. 67,а показана оптическая система, а на рис. 67,б – кривая частотного изменения выходного сигнала при поглощении света смесью воздуха с метаном. Частота прерывателя 75 Гц. Длина волокна 9,2 м, диаметр катушки 2,5 см. Лазер – гелий-неоновый. В случае применения, например, аргонового лазера с излучением мощностью 500 мВт и длиной волны 496,5 нм можно измерять поглощение света газом NO₂ концентрацией вплоть до 50 частей на миллион.



На рис. 67. Волоконно-оптический спектрофон

Известен высокочувствительный акселерометр, на основе интерферометра Маха–Цендера, измеряющий сжатие и расширение стержня из упругого материала с намотанным на него оптическим волокном и прикрепленным грузом, испытывающим ускорение. Чувствительность подобного акселерометра 1000 рад/г и разрешающая способность примерно 1 мкг, что позволяет измерять ускорения порядка 10^{-10} г. Кроме того, создан амперметр с использованием джоулева тепла при протекании электрического тока по оптическому волокну с алюминиевым покрытием. Устройство имеет чувствительность приблизительно $5 \cdot 10^{-6}$ А на 1 м волокна при частоте тока 10 Гц. Нанесением на оптическое волокно покрытия из электрострикционного материала можно аналогичным образом создать измеритель электрического поля.

Интерферометр Фабри – Перо. Два параллельных полупрозрачных зеркала, создают резонатор, в котором при изменении фазы излучения, кратном 2π , наступает резонанс. При частоте источника света ω диапазон фазового вращения $\Theta = 2\omega l/c$, поэтому одну и ту же резонансную характеристику можно получить, изменяя как l , так и ω . Частотный интервал f_r называется свободной областью спектра, Δf_r – половинной шириной резонансной кривой:

$$f_r = c/(2l), \quad (134) \quad \Delta f_r = \frac{c}{\pi\sqrt{R}} \frac{1-R}{\pi\sqrt{R}}, \quad (134)$$

где R – коэффициент отражения полупрозрачного зеркала по интенсивности света. Показатель качества резонатора

$$F = \frac{f_r}{\Delta f_r} = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R}, \quad (136)$$

как видно из формулы, тоже определяется коэффициентом отражения R . Как правило, чувствительность выходного сигнала к изменению фазы входного света у интерферометра Фабри–Перо в F раз больше, чем у обычного. Если каким-либо образом удлинить резонаторы, то увеличится диапазон Θ и, следовательно, чувствительность структуры к колебаниям l (например, под воздействием температуры или давления). При этом значение Δf_r уменьшится и тем самым повысится разрешающая способность по частоте. Однако удлинение резонатора затруднительно и удорожает интерферометр. С целью устранения вышеуказанных недостатков создан волоконно-оптический интерферометр Фабри–Перо с непосредственным напылением на торцы одномодового оптического волокна полупрозрачного зеркального покрытия с высоким коэффициентом отражения. На рис. 68,а представлена структура волоконно-оптического интерферометра Фабри–Перо для измерения скорости потока.

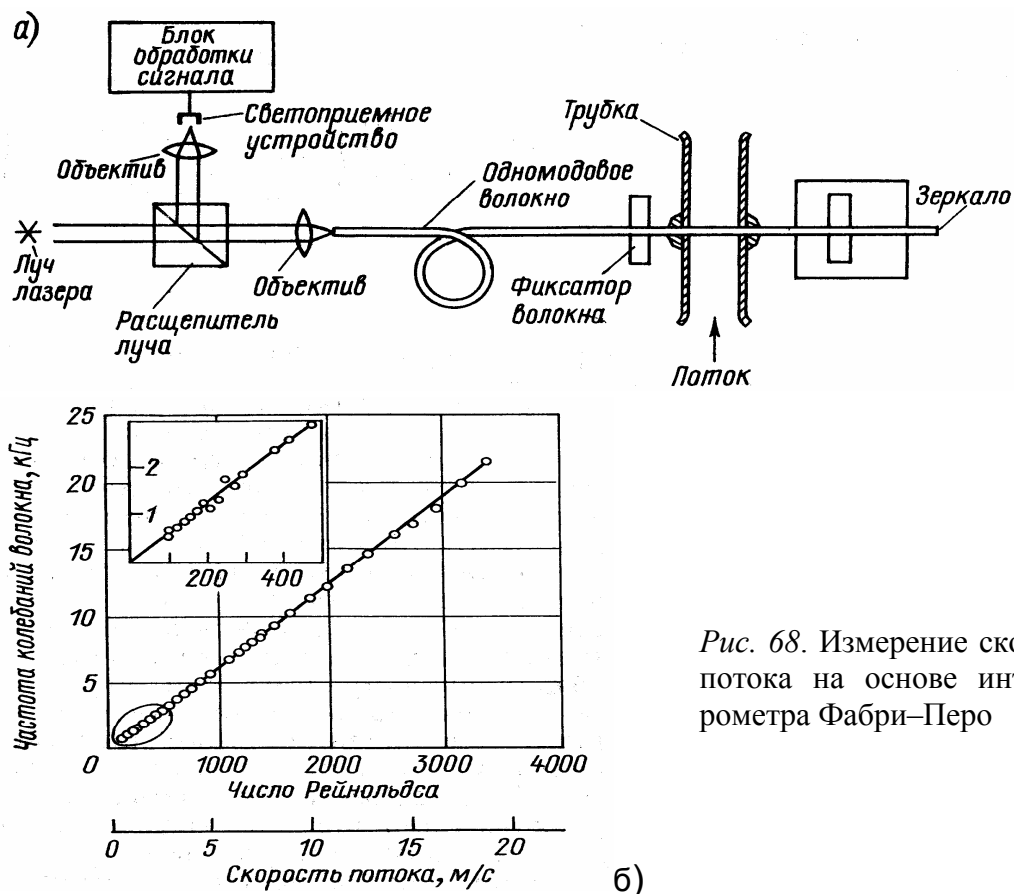


Рис. 68. Измерение скорости потока на основе интерферометра Фабри–Перо

Обычно помещенный в поток предмет типа шнура колеблется, причем с частотой, пропорциональной скорости потока (это объясняется переменным возникновением вихрей по обе стороны предмета). Эту частоту можно обнаружить по выходному сигналу интерферометра. На рис. 68, б приведены результаты измерений. В представленной структуре на одном конце оптического волокна зеркало, а на другом – полупрозрачное зеркало. Таким образом, интерферометр Фабри–Перо здесь является интерферометром отражательного типа. В соответствии с этим для обнаружения колебаний можно использовать многомодовое оптическое волокно (интерференцию между модами).

Измерение формы спектра излучения полупроводникового лазера. На рис. 69 представлена система, разработанная для прямого измерения формы спектра излучения лазерного диода, необходимой при его использовании в качестве источника света. Здесь волоконно-оптический интерферометр Фабри–Перо работает как частотный фильтр с очень узкой полосой пропускания. За счет использования в нем оптического волокна с сохранением поляризации (длиной 1,1 м) получена половинная ширина резонансной кривой $\Delta f_r = 1,5$ МГц.

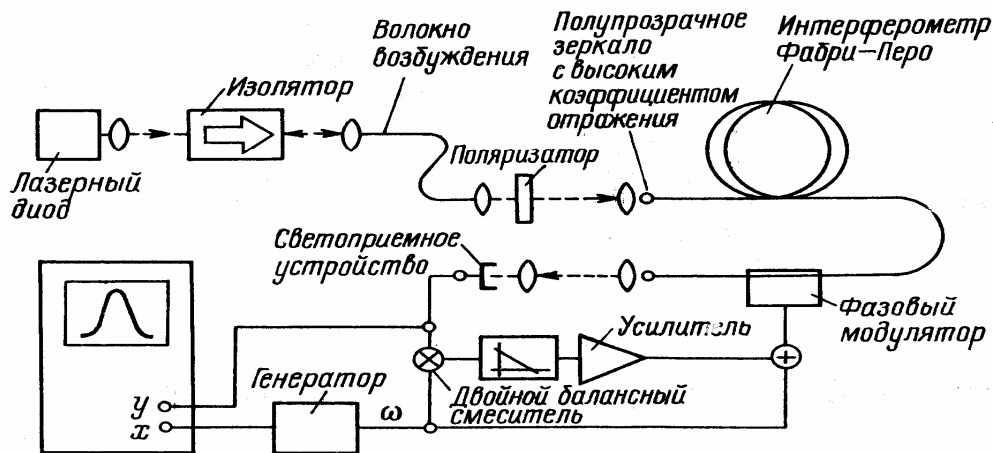


Рис. 69. Измерение формы спектра излучения лазерного диода с помощью интерферометра Фабри-Перо

Резонансная частота интерферометра модулируется частотой с помощью фазового модулятора (путем удлинения оптического волокна), и на экране осциллографа индицируется форма спектра лазерного диода. Здесь температурный дрейф компенсируется путем извлечения с помощью двойного балансного смесителя составляющей ω , подачи ее как сигнала обратной связи на фазовый модулятор и обращения в нуль низкочастотной составляющей.

Интерферометр с межмодовой интерференцией. На рис. 70,а приведена структура интерферометра на основе интерференции между двумя модами с ортогональной поляризацией в одном оптическом волокне.

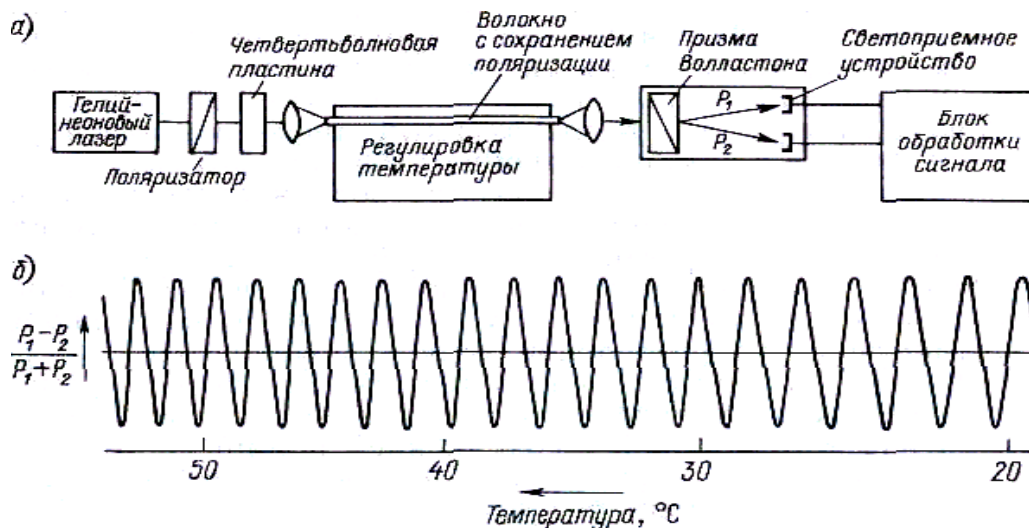


Рис. 70. Измерение температуры интерферометром с межмодовой интерференцией

Падающий свет с линейной поляризацией посредством четвертьволновой пластины превращается в свет с круговой поляризацией, и тем самым в оптическом волокне с сохранением поляризации равномерно воз-

буждаются моды с ортогональной поляризацией. Если при этом на выходном конце волокна установить расщепитель поляризованных волн (призму Волластона) с наклоном его оси по отношению к осям поляризации под углом 45° , то значения выходных сигналов P_1 и P_2 будут определяться формулами (129) и (130). Разность фаз между световыми волнами выражается как $\Delta\beta l$, где $\Delta\beta$ – разность между постоянными распространения двух световых волн, l – длина волокна. При изменении l и $\Delta\beta$ изменяется и выходной интерференционный сигнал, т. е. интерферометр функционирует как датчик. В данном случае $\Delta\beta$ меньше постоянной распространения β моды HE_{11} на несколько порядков, а это снижает чувствительность датчика.

На рис. 70,б показаны изменения выходного сигнала в зависимости от температуры. На основе этого интерферометра разработаны и исследуются также датчики давления, датчики магнитного поля и электрического тока с использованием магнитоупругих материалов. Для датчиков применяется оптическое волокно с двумя одномодовыми сердечниками. При этом в датчике кручения, например, используется разность фаз света в обоих сердечниках, возникающая при кручении волокна. Разрабатывается датчик, в котором из-за разности постоянных распространения (обусловленной различием размеров сердечников или их коэффициентов преломления) под воздействием температуры или других факторов возникает разность фаз. Наконец, примером интерферометрического датчика на одном оптическом волокне может служить датчик температуры, в котором используется интерференция между двумя распространяющимися в волокне модами: одна из них основная, а другая – следующего порядка.

15.2. Оптоволоконный микрофон

При проведении прямых акустических измерений в условиях агрессивной окружающей среды, например, в турбореактивных или ракетных двигателях, требуются датчики, способные выдерживать высокие температуры нагрева и сильные вибрации. Для этих целей наилучшим образом подходят оптоволоконные интерферометрические микрофоны. Такие устройства состоят из одномодового интерферометра Майкельсона и плоской отражающей диафрагмы. Интерферометр отслеживает отклонения диафрагмы, которые напрямую связаны с величиной акустического давления [10].

Для получения интерференции между падающими и отраженными лучами света два световода соединяются вместе методом сплавления и на небольшом участке разъединяются, образуя клин (рис. 71).

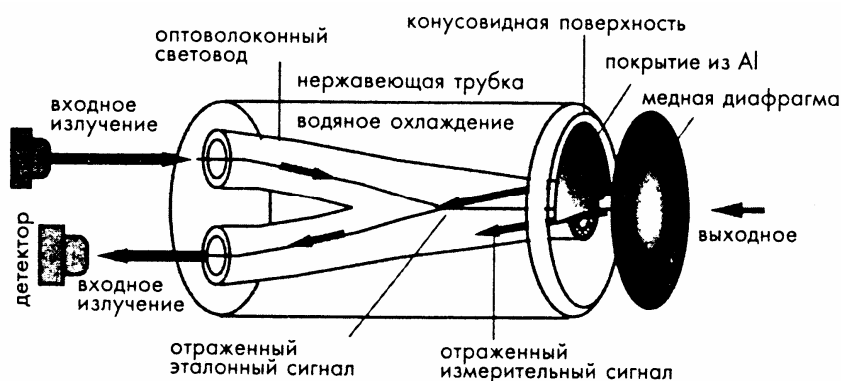


Рис. 71. Оптоволоконный интерферометрический микрофон. Перемещение медной диафрагмы преобразуется в интенсивность света на детекторе

Световоды помещены в трубку из нержавеющей стали, охлаждаемую водой. Внутреннее пространство трубки заполняется эпоксидной смолой, а конец трубки тщательно полируется так, чтобы были видны оптоволоконные световоды. На часть другого конца трубки (тот, на котором световоды соединены вместе) наносится слой *Al*, формирующий отражающее зеркало. Открытая половина световода является чувствительной частью микрофона, а закрытая – эталонной. Такой датчик обладает очень низкой температурной чувствительностью, что достигается близким расположением друг к другу чувствительной и эталонной частей конструкции.

Излучение лазера (лазерного диода, работающего на длине волны 1.3 мкм) попадает в один из световодов и проходит через место соединения с другим оптоволоконком на конец трубки. Часть излучения отражается от алюминиевого зеркала, а часть выходит за пределы световода и частично отражается от диафрагмы. Часть отраженного излучения, попавшего в выходной световод, доходит до поверхности детектора. В зависимости от положения диафрагмы будет меняться фазовый сдвиг между сигналами, отраженными от алюминиевого зеркала и медной диафрагмы.

На пути к детектору эти две отраженных волны интерферируют друг с другом, что приводит к модуляции интенсивности света, поступающего на детектор. Таким образом, микрофон преобразует перемещение диафрагмы в интенсивность света. Теоретически, отношение сигнал/шум такого датчика составляет порядка 70-80 дБ, что позволяет детектировать перемещение диафрагмы, равное 1 \AA (10^{-10} м).

На рис. 72 показана типовая зависимость оптической интенсивности и детектора от фазы интерференционного сигнала. Для получения линейной передаточной функции рабочую точку необходимо выбирать вблизи середины интервала интенсивности, где наблюдается максимальная чувствительность и наилучшая линейность. Положение рабочей точки и величина наклона регулируются при помощи подстройки длины

волны лазерного диода. Для сохранения пропорциональности датчика необходимо, чтобы отклонение диафрагмы не превышало четверти рабочей длины волны.

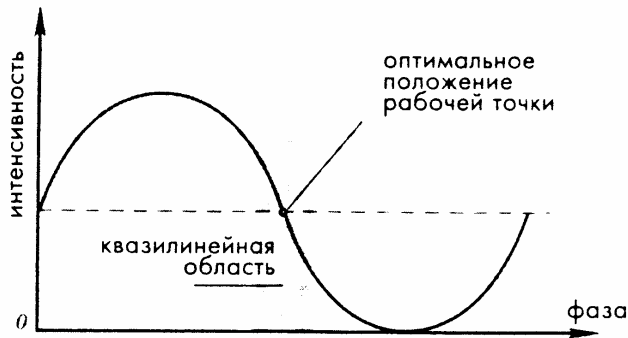


Рис. 72. Зависимость интенсивности излучения от фазы отраженного света

Диафрагма диаметром 1.25 мм изготавливается из медной фольги толщиной 0.05 мм. Использование меди обусловлено ее хорошей теплопроводностью и сравнительно низким коэффициентом упругости. Небольшой модуль упругости позволяет изготавливать более толстые диафрагмы, обеспечивающие лучшую теплоотдачу при сохранении таких же собственных частот и отклонений. Давление 1.4 кПа приводит к отклонению центральной части диафрагмы на 39 нм, что гораздо меньше четверти рабочей длины волны (1300 нм). Максимальная частота, которая может быть принята оптическим микрофоном, ограничена 100 кГц, что намного превышает требуемый рабочий диапазон при проведении акустического тестирования конструкций.

ЛЕКЦИЯ 16

16.1. Датчик радиоактивного излучения на основе изменения потерь

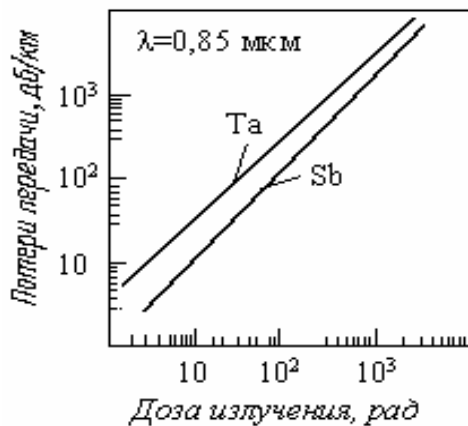


Рис. 73. Характеристика потерь оптического волокна с добавками таллия или сурьмы при облучении изотопом ^{60}Co

При воздействии на оптическое волокно радиоактивного излучения потери волокна обычно увеличиваются. В области связи эти потери необходимо снижать до возможного минимума. С этой целью исследовались материалы покрытия и сердечника оптических волокон. В результате признан оптимальным материалом для сердечника чистый оксид кремния (SiO_2). В оптических же волокнах с сердечником, содержащим железо, медь, кобальт, а также добавки бора или фтора (для снижения коэффи-

циента преломления), под воздействием гамма-лучей и нейтронного пучка потери увеличиваются по сравнению с волокнами, не содержащими этих материалов. Однако одновременно проявляется и так называемый эффект фотоотбеливания – устранение энергией света дефектов оптического волокна, вызываемых действием радиоактивных лучей. В результате нарушается линейность зависимости потерь в оптическом волокне от дозы излучения. Для оптических волокон, содержащих таллий и сурьму, эта зависимость получается линейной (рис.73). В подобных датчиках можно использовать также явление флюоресценции, возникающей под действием радиоактивного излучения.

16.2. Датчик температуры рециркуляционного типа.

Структура волоконно-оптического датчика рециркуляционного типа представлен на рис.74 [18]. Принцип действия основан на измерении частоты (периода) рециркуляции одиночного импульса с его периодической регенерацией. Работа данного ВОД основана на зависимости времени задержки распространения оптического импульса в ВС от температуры. Рост температуры световода приводит к увеличению его геометрической длины, изменению показателя преломления и, соответственно, к изменению периода рециркуляции, которое можно зарегистрировать достаточно просто и с высокой точностью. При использовании многомодовых волоконных световодов с алюминиевым покрытием длиной 100–300 м можно измерять температуру в диапазоне $-100^{\circ}\text{C} \dots +600^{\circ}\text{C}$ с погрешностью $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ и временем измерения 1 с.

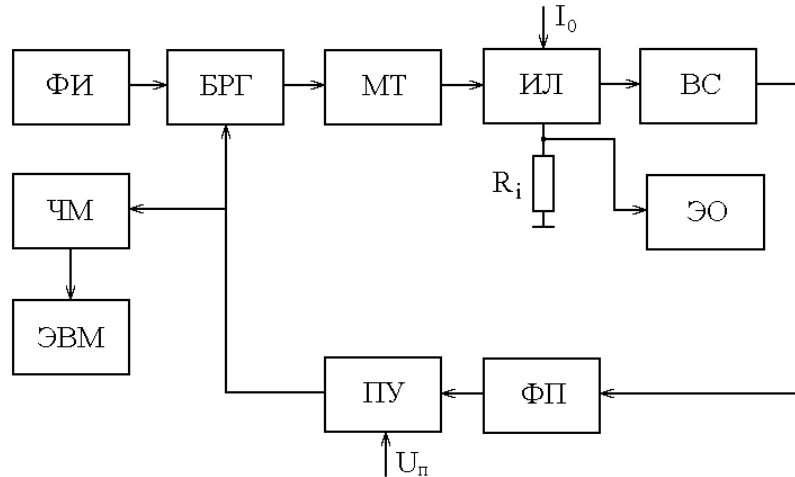


Рис. 74. Функциональная схема ВОД рециркуляционного типа: ФИ-формирователь импульса, БРГ-блок регенерации, МТ-модулятор тока, ИЛ-инжекционный лазер, ВС-волоконный световод, ФП-фотоприемник, ПУ-пороговое устройство, ЭО-электронный осциллограф, ЧМ-частотомер, ЭВМ-компьютер или микропроцессор

Из рассмотренных структур датчиков с оптическим волокном в качестве чувствительного элемента, весьма высокой чувствительностью отличаются датчики интерферометрического типа, которые развиваются наиболее активно. При создании этих датчиков необходимо предусматривать меры по стабилизации выходного сигнала. Это достигается преимущественно обработкой сигнала, но в то же время и усовершенствованием самих волокон. Внедряются, в частности, оптические волокна с сохранением поляризации, волокна, нечувствительные к колебаниям температуры, давлению и т. д. Успешно разрабатываются специальные оптические волокна, например с жидким сердечником, с двойным сердечником и др. В дальнейшем можно ожидать появления новых оптических волокон, реализующих различные идеи.

16.3. Рециркуляционный датчик длины волны излучения лазера

Для решения задачи измерения и управления длиной волны лазерного излучения [19] в качестве дисперсионного элемента используется волоконно-оптическая линия задержки. Время распространения оптического излучения в световоде зависит от длины волны излучения. В датчике реализуется режим синусоидальной рециркуляции, при котором период модуляции равен времени оптической задержки излучения в световоде. Измеряя частоту (период) модуляции определяется коэффициент преломления излучения в световоде, а, следовательно, и длина волны излучения. Затем путем изменения тока инжекции производится перестройка и стабилизация длины волны излучения. Данная система позволяет с высокой точностью измерять длину волны излучения одного лазера и обеспечивает управление длиной волны его излучения. Однако этот датчик не способен одновременно измерять две длины волны излучения лазера, а также управлять длиной волны излучения лазеров, способных генерировать излучение на двух оптических длинах волн.

Для одновременного измерения двух длин волн когерентного излучения создан датчик, в котором реализуется режим оптико-электронной рециркуляции одновременно на двух оптических длинах волн. На рис.75 представлена функциональная датчика длины волны излучения двухволнового инжекционного лазера [22]. Измеряя частоту (период) рециркуляции на первой длине волны определяется ее коэффициент преломления в световоде, а, следовательно, и длина волны излучения. Измеряя разность частот рециркуляции на первой и второй длинах волн, определяется вторая длина волны излучения. Перестройка и управление длиной волны осуществляется путем изменения тока инжекции лазера. Длину волоконного световода L следует выбирать таким образом, чтобы время

задержки в нем оптического излучения было больше времени электрической задержки в функциональных блоках системы.

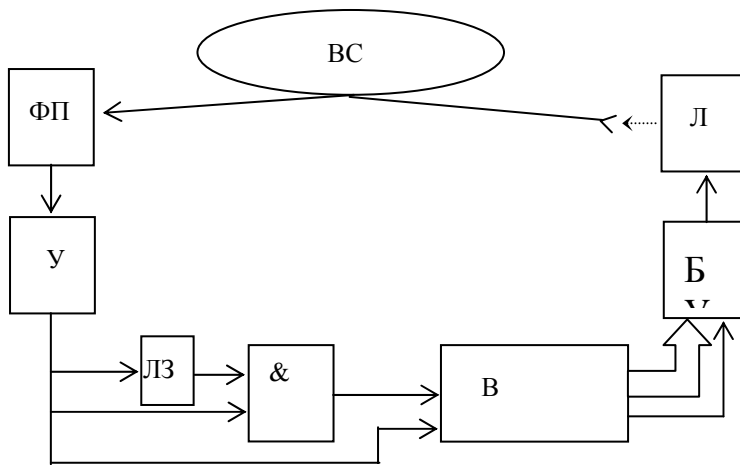


Рис. 75. Функциональная схема датчика длины волны излучения двух-волнового лазера. Л – лазер, БУ – блок управления длиной волны излучения лазера, ВС – дисперсионный волоконный световод, ФП – фотоприемник, У – усилитель, В – вычислительный блок, & – элемент “И”, ЛЗ – линия задержки.

Диапазон рабочих длин волн $\Delta\lambda$ определяется спектром пропускания волоконно-оптического световода и полосой приемника излучения, и для световода из кварцевого стекла составит $\Delta\lambda \cong 190...2500$ нм. Крутизна характеристики управления излучением лазера $df/d\lambda = 23$ Гц/А°. Время измерения равно 0,1...1 сек. Чувствительность датчика к изменению длины волны генерации лазера составляет 0,05 А°.

16.4. Волоконно-оптические гироскопы

Как уже отмечалось, волоконно-оптические датчики интерферометрического типа отличаются высокой чувствительностью и служат основой для построения гироскопов. Гироскоп выполняет функцию детектора угловой скорости в инерциальном пространстве и по праву может называться абсолютным тахометром, являясь структурным элементом инерциальной навигационной системы. В отличие от механических, волоконно-оптические гироскопы, созданные на основе эффекта Саньяка, имеют структуру статического типа, обладающую рядом достоинств, основные из которых: отсутствие подвижных деталей, и, следовательно, устойчивость к ускорению; простота конструкции; короткое время запуска; высокая чувствительность; высокая линейность характеристик; низкая потребляемая мощность; высокая надежность [8].

Принцип работы. На рис. 76 приведена оптическая схема волоконно-оптического гироскопа. По сути, это интерферометр Саньяка, в котором круговой оптический контур заменен на катушку из длинного одномодового оптического волокна. Часть схемы, обведенная штриховой линией, необходима для повышения стабильности нулевой точки.

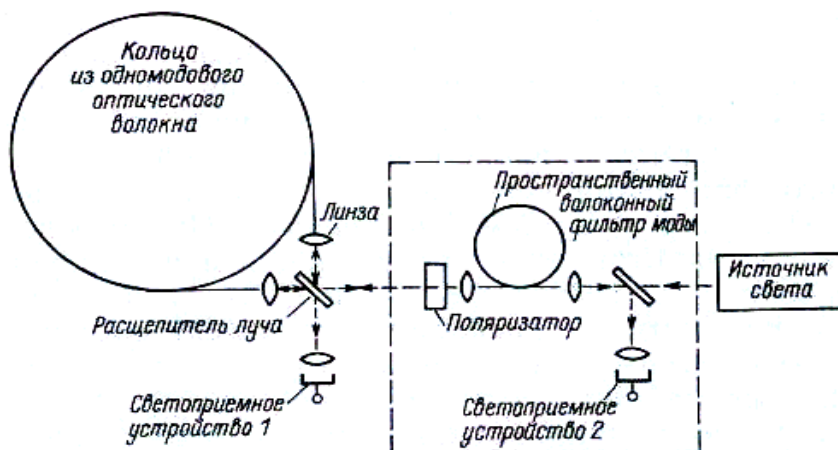


Рис. 76. Схема волоконно-оптического гироскопа

Разность фаз между двумя световыми волнами, обусловленная эффектом Саньяка, с учетом формулы выражается как

$$\Delta\psi = \frac{4\pi L a}{c\lambda} \Omega, \quad (137)$$

где N – число витков в катушке из волокна; L – длина волокна; a – радиус катушки, λ – длина волны излучения, Ω – угловая скорость.

Следует обратить внимание на то, что в основную формулу не входит коэффициент преломления света в волокне. Благодаря совершенствованию технологии производства выпускается волокно с очень низкими потерями. Однако, чтобы не повредить волокно, намотка производится на катушку радиусом несколько сантиметров. При этом не наблюдается сколько-нибудь заметного увеличения потерь. Можно создать сравнительно малогабаритный и высокочувствительный интерферометр Саньяка с катушкой небольшого радиуса (2... 5 см), намотав на нее волокно большой длины (от нескольких сотен метров до нескольких километров). Сформировав оптимальную оптическую систему, можно измерять с высокой точностью изменения фазы (в инерциальной навигации – порядка 10^{-6} рад), а затем из формулы (137) определять круговую скорость. Все это и составляет принцип работы волоконно-оптического гироскопа.

Поскольку данный волоконно-оптический гироскоп – пассивного типа, в нем отсутствуют такие проблемы, характерные для кольцевых лазерных гироскопов, как явление синхронизма. Кроме того, благодаря использованию полупроводникового источника света, а в будущем – оптических ИС, можно ожидать уменьшения габаритов, энергопотребления и повышения надежности гироскопа.

Пределы обнаружения угловой скорости. В основной оптической системе на рис. 7 в состоянии покоя оптические пути для света в обоих направлениях обхода будут одинаковы по длине, а поскольку сигнал на выходе светоприемника изменяется пропорционально $1 + \cos \Delta\psi$, то гиро-

скоп нечувствителен к очень малым поворотам. Считается, что в системе с оптимальной чувствительностью теоретические пределы обнаружения угловой скорости связаны с дробовым шумом фотоприемника. Анализ показывает, что для оптического волокна с потерями α существует определенная длина, позволяющая оптимизировать пределы обнаружения при дробовом шуме: $L_{\text{опт}} = 8,7/\alpha$.

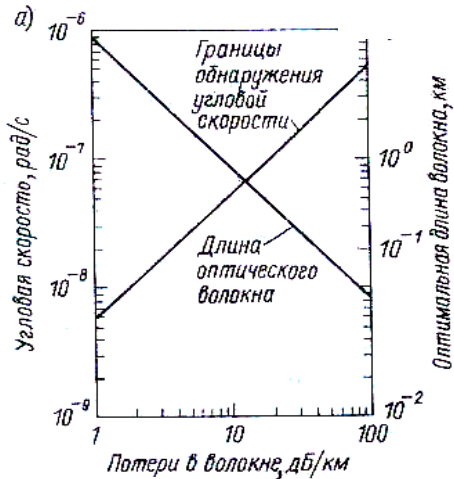


Рис. 77. Чувствительность волоконно-оптического гироскопа при дробовом шуме фотоприемника и оптимальной длине волокна. Мощность лазера 1 мВт; радиус волоконного кольца 15 см, полоса частот 1 кГц; чувствительность фотоприемника 0,5 А/Вт;

Результаты расчета при типичных значениях параметров приведены на рис. 77. Для оптического волокна с потерями 2 дБ/км пределы обнаружения примерно 10^{-8} рад/с ($0,001^\circ/\text{ч}$). Это как раз значения, применимые в инерциальной навигации. Благодаря увеличению радиуса катушки с оптическим волокном, а также использованию света с длиной волны 1,55 мкм, на которой потери в оптическом волокне очень низки, возможно создание измерителя оборотов в инерциальном пространстве с чрезвычайно малым дрейфом. Это позволяет применять измеритель не только в навигации, но и в геофизике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. - М, 1989. - 196 с.
2. Аш Ж. Датчики измерительных систем: Пер. с франц. - М.: Мир, 1992. - 480 с.
3. Мазин В.Д. Датчики автоматических систем. Метрологический анализ: Учебн пособие для вузов /Изд.СПбГТУ, 2000. 80 с.
4. Лукьяница В.В. Температурные измерительные преобразователи (датчики). Уч.пос. МГМИ, Мн. 1997,41 с.
5. Типовые компоненты и датчики контрольно-диагностических средств. Учебно-методический комплекс. Составитель: Д.А.Довгяло, – Новополоцк, 2004,.
6. Козлов В.Л., Чубаров С. И. Методы построения и повышения точностных характеристик бесконтактных термометров // Лазерная и оптоэлектронная техника. Сб. научн. статей. Вып.8 – Мн.: БГУ, 2003. С. 265–274
7. А.П.Кашкаров Фото и термодатчики в электронных схемах. Москва, 2004, 222с
8. Карих Е. Д. Оптоэлектроника: Учебное пособие для студентов специальностей «Радиофизика», «Физическая электроника» вузов. Мн.: БГУ, 2000. – 263 с.
9. Фираго В. А. Приемники излучения: Конспект лекций – Мн.: Белгосуниверситет, 2004. – 116 с.
10. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. Пер сангл. М. 2005г.,597 с.
11. Козлов В.Л., Руднец Д. Н. Методы повышения точностных характеристик инфракрасных детекторов излучения // Лазерная и оптико-электронная техника: Сб. науч. стат. Вып. 6.– Мн.: БГУ, 2001. – С. 99–102.
- 12.. Шайдуров В.О. Датчики оптического излучения в биомедицинских исследованиях. Уч.пос. изд. МГТУ им. И.Э.Баумана, 1994, 19 с.
13. Козлов В.Л., Никифоренко А. Н. Инфракрасный локатор для пространственного ориентирования людей с ограниченным зрением // Полупроводниковые лазеры: Сб. науч. статей. Вып 2. – Мн.: БГУ, 2003. – с. 205-208.
14. Козлов В.Л., Руднец С. Н. Пирометрическая система газового анализа продуктов сгорания. //Радиофизика и электроника. Сб. науч. трудов. Вып.6. Мн.: БГУ, 2003. С.41-45
15. Козлов В.Л., Кугейко А.М. Метод построения рециркуляционного газоанализатора на основе двухволнового лазера // Сб.научных статей “Полупроводниковые лазеры”. Вып.2.Мн.: БГУ, 2003.– С.195-200.
16. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1989, 541с.
17. Окоси Т. Волоконно-оптические датчики: Пер. с япон.-Л.: Энергоизд.1990. - 256 с.
18. Козлов В.Л., Малевич И. А., Поляков А. В., Чубаров С. И. Оптоэлектронные системы динамического хранения и обработки информации // Лазерная и оптоэлектронная техника. Сб. научн. статей. Вып.8 – Мн.: БГУ, 2003. С. 162–174
19. Козлов В.Л., Чубаров С. И. Оптоэлектронный датчик длины волны лазерного излучения //Сб. материалов XIII науч.-техн. конф. “Датчик-2002” Министерство образования РФ, МГИЭМ – Москва, 2002.– С.170-171

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАТЧИКОВ	
Лекция 1	4
1.1. Активные датчики.....	7
1.2. Пассивные датчики.....	10
1.3. Комбинированные датчики.....	12
1.4. Влияющие величины.....	13
Лекция 2	14
2.1. Систематические погрешности.....	14
2.2. Случайные погрешности.....	15
2.3 Чувствительность.....	18
2.4 Линейность характеристики.....	21
2.5. Быстродействие датчика.....	22
ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ	
Лекция 3	24
3.1. Шкалы температур.....	24
3.2. Измеренная и измеряемая температуры.....	26
3.3. Термометры сопротивления.....	26
Лекция 4	30
4.1 Металлические термометры сопротивления.....	30
4.2. Термисторы.....	31
4.3. Кремниевые термометры сопротивления.....	33
4.4. Измерение температуры с помощью диодов и транзисторов.....	35
Лекция 5	38
5.1. Измерение температуры по тепловому шуму.....	38
5.2. Кварцевые термометры.....	39
5.3. Примеры электрических схем датчиков температуры.....	41
Лекция 6	44
6.1. Бесконтактные методы измерения температуры.....	44
6.2. Основные методы измерения температур.....	47
6.3. Бесконтактный низкотемпературный термометр.....	49
ОПТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ	
Лекция 7	54
7.1. Четырехквadrантный фотодетектор.....	57
7.2. Позиционно-чувствительные детекторы.....	57
Лекция 8	60
8.1. Тепловые приемники излучения.....	60
8.2. Детекторы излучений на основе термоэлементов.....	61
8.3. Пироэлектрические детекторы излучения.....	63
8.4. Детекторы движения на основе пассивных ИК элементов.....	66
Лекция 9	68
9.1. Болومتر.....	68
9.2. Методы повышения точностных характеристик датчиков инфракрасного излучения.....	70
Лекция 10	78

10.1. Оптоэлектронный датчик давления.....	78
10.2. Оптический гигрометр.....	79
10.3. Датчики освещенности.....	81
10.4. Оптический датчик управление нагрузкой широотно-импульсным методом.....	82
10.4. Оптический датчик управление нагрузкой широотно-импульсным методом.....	83
Лекция 11	85
11.1. ИК-датчик для пространственного ориентирования людей с ограниченным зрением.....	85
11.2. Пирометрический датчик концентрации газов в продуктах сгорания.....	86
11.3. Рециркуляционный датчик концентрации газа на двухволновом лазере.....	88
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ	
Лекция 12	90
12.1. Оптические волокна для датчиков.....	91
12.2. Классификация волоконно-оптических датчиков.....	93
12.3. ВОД с оптическим волокном в качестве линии передачи.....	94
Лекция 13	98
13.1. Температурные датчики.....	98
13.2. Датчики механических величин.....	100
13.3. Датчики концентрации химических веществ.....	102
13.4. Датчики на основе поляризации света.....	103
Лекция 14	106
14.1. Датчики на основе сдвига частоты света.....	106
14.2. Области применения ВОД с оптическим волокном в качестве линии передачи.....	109
14.3. Волоконно-оптические датчики с волокном в качестве чувствительного элемента.....	110
Лекция 15	112
15.1. Датчики на основе интерференции.....	112
15.2. Оптоволоконный микрофон.....	119
Лекция 16	121
16.1. Датчик радиоактивного излучения на основе изменения потерь.....	121
16.2. Датчик температуры рециркуляционного типа.....	122
16.3. Рециркуляционный датчик длины волны излучения лазера.....	123
16.4. Волоконно-оптические гироскопы.....	124
ЛИТЕРАТУРА	127