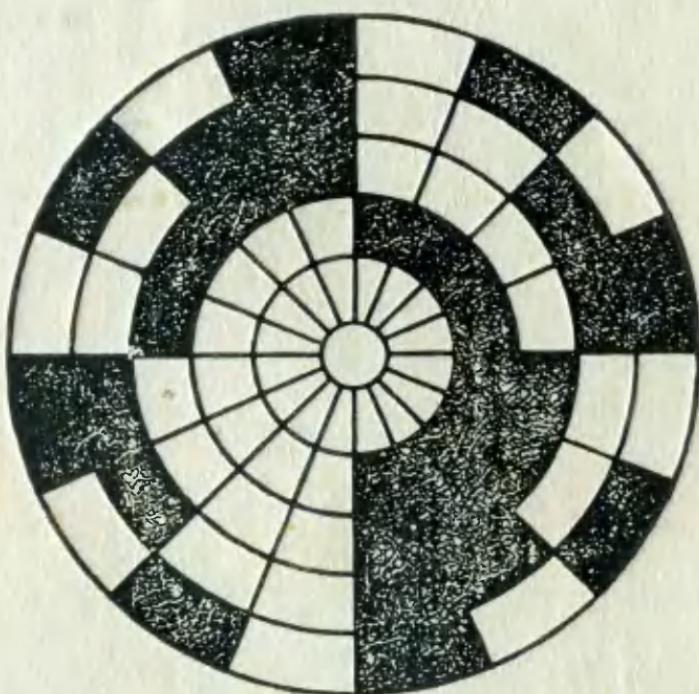


Ж. Аш с соавторами

ДАТЧИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

1



Издательство <Мир>

LES CAPTEURS EN INSTRUMENTATION INDUSTRIELLE

par
Georges Asch
Ingénieur E. S. E.
Professeur à l'université Lyon I

avec la collaboration de
Pierre Desgoutte

et

**P. André, J. Beaufront, G. Charnay, B. Crétinon,
J. Fouretier, C. Jouvenot, P. Livrozet, A. Mazeran,
J. Mérigoux, P. Pairot, A. Piquet, J.-C. Prigent,
J.-P. Schon, M. Sunyach, J. Tacussel, U. Zelbstein**

Préface de Marc Desjardins

Président du Comité «Capteurs»
au ministère de la Recherche et de l'Industrie

Quatrième édition mise à jour en 1991

Dunod

Ж. Аш с соавторами

ДАТЧИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

В 2-х книгах

КНИГА 1

Перевод с французского
под редакцией
канд. физ.-мат. наук
А. С. Обухова

Spliner



Москва «Мир» 1992

ББК 30.10
А98
УДК 681.508

Авторы: Ж. Аш, П. Андре, Ж. Бофрон, П. Дегут, К. Жувено, У. Зельбштейн,
Б. Кретинон, П. Ливрозе, А. Мазеран, Ж. Меригу, П. Пейро, А. Пике,
Ж.-К. Прижан, М. Сюньяш, Ж. Такюсель, Ж. Фулетье, Ж. Шарне,
Ж.-П. Шон

Переводчики: Н. В. Васильченко, С. Л. Вишневецкий, А. Н. Вишняков,
А. Ю. Заверняев, Э. В. Ленский

Аш Ж. и соавторы

A98 Датчики измерительных систем: В 2-х книгах. Кн. 1.
Пер. с франц. — М.: Мир, 1992. — 480 с., ил.

ISBN 5-03-001641-4

В книге известного французского специалиста по измерениям и его со-
трудников представлены обширные сведения о принципах работы, конструкции,
характеристиках и условиях эксплуатации всех современных типов датчиков,
используемых в различных областях науки и техники. В кн. I вводятся основ-
ные понятия и рассматриваются некоторые типы датчиков.

Для научных работников-экспериментаторов и инженеров-испытателей, а
также для преподавателей, аспирантов и студентов, специализирующихся в
области экспериментальных исследований и измерений.

A 2402020000—029
041(01)—92

ББК 30.10

Редакция литературы по новой технике

ISBN 5-03-001641-4 (русск.)
ISBN 5-03-001249-4
ISBN 2-04-016948-2 (франц.)

© BORDAS, Paris, 1991
© перевод на русский язык
коллектив переводчиков, 1992

ОТ РЕДАКЦИИ

Профессор Ж. Аш и его сотрудники написали книгу, на которую, несомненно, обратят внимание отечественные специалисты по измерительной технике, научные работники и инженеры, связанные в рамках своих профессиональных интересов с измерениями параметров различных процессов и технических систем. В книге достаточно подробно рассмотрен чрезвычайно широкий круг измерительных устройств — от термопар и вертушечных расходомеров до гироскопов, датчиков изображения и радиоактивности.

Ввиду такого разнообразия затронутых тем следует отметить важную роль основного автора книги, проф. Аша, который разработал план книги, привлек к написанию отдельных ее глав многих квалифицированных специалистов и осуществил общее редактирование рукописи. В результате получилась объемистая книга, которая, наряду с глубиной изложения, обычно достижимой лишь в статьях и узкопрофильных монографиях, отличается стройностью структуры и единством стиля, свойственными произведениям одного автора.

В книге рассматриваются не только чувствительные элементы измерительных систем (которые у нас обычно называют первичными преобразователями), но также схемы формирования и обработки измерительного сигнала, включающие устройства линеаризации характеристик и компенсации погрешностей, другие элементы информационных измерительных каналов и их параметры.

Ж. Ашем и его соавторами охвачены практически все измеряемые параметры и физические принципы измерения в весьма обширной сфере научных и промышленных измерений. Поэтому можно надеяться, что и в довольно богатой отечественной литературе по измерениям книга «Датчики измерительных систем», отражающая современный уровень мировой и, в частности, французской измерительной техники, займет достойное место.

Редакция благодарна канд. техн. наук М. М. Гельману, внесшему ряд важных уточнений при редактировании рукописи перевода.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современный мир насыщен измерениями; знание, не имеющее количественного выражения, теряет ценность. Понятие «наука» все менее ассоциируется со знаниями, не преобразованными в числа.

Поль Валери

Поль Валери, вероятно, не подозревал, насколько актуальным станет его утверждение в наши дни. Современный мир действительно все более пронизывается измерениями.

Мы со всей очевидностью понимаем, что без измерений невозможны прогресс в науке и расширение границ познания окружающего мира, пределы которого не достигнуты и не будут достигнуты никогда. В настоящее время измерения играют все более важную роль в промышленности, насыщенной сложнейшей автоматикой и робототехникой. Без них невозможны контроль качества продукции, производство и расходование энергии, борьба с загрязнением окружающей среды и др.

Таким образом, измерения становятся существенным фактором экономики, и к ним следует относиться с особым и неослабным вниманием.

В технических системах ничто невозможно без «датчиков», которые образуют фундамент здания под названием «измерение». Только они дополняют и расширяют возможности чувств и ощущений человека.

Появление большой монографии о датчиках — событие, безусловно, важное. Во многих книгах французских и зарубежных авторов эта тема уже освещалась непосредственно или косвенно, но темпы развития техники требуют постоянного пополнения и накопления знаний в этой области. До сих пор в библиотеках научных работников, студентов, инженеров и техников, интересующихся проблемами измерений, недоставало подобной литературы.

Авторы настоящей книги блестяще справились с чрезвычайно трудной задачей — ввести читателя в очень сложную специфическую область измерительной техники. При создании датчиков используются достижения различных отраслей науки и техники — механики, физики, электротехники, микроэлектроники, оптики, информатики, вычислительной техники, химии, физической химии, а с недавних пор и биологии.

Таким образом, необходимо обладать обширными научными познаниями, чтобы собрать, тщательно проанализировать и, наконец, ясно изложить всю отобранный информацию.

В книге подробно рассмотрены основные понятия, относящиеся к датчикам, их метрологические характеристики, электронные измерительные схемы и, что особенно важно, дан систематизированный обзор всех типов современных датчиков. Для каждого физического принципа преобразования подлежащей измерению величины в доступный для использования сигнал приводятся, с одной стороны, теоретическое описание, не перегруженное математическими выкладками, и, с другой стороны, конкретная информация о технологии изготовления и технических характеристиках датчика. Профессор Аш и его сотрудники поставили перед собой цель написать наглядный и конкретный труд, широко используя иллюстрации, фотографии экспериментальных и коммерческих образцов датчиков.

Настоящая книга чрезвычайно актуальна. Должное внимание уделено в ней устройствам, разработанным совсем недавно и находящимся еще в стадии доводки в исследовательских лабораториях. Специалист в области измерительной техники наверняка найдет здесь много нового для себя.

Мы очень признательны проф. Ашу и его сотрудникам, предоставившим в распоряжение преподавателей, ученых и инженеров столь исчерпывающую и полезную работу.

Марк Дежарден,
президент Комитета «Датчики»
Министерства исследований
и промышленности Франции

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

1.1. Определения и основные характеристики

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:

$$s = F(m).$$

Здесь s — выходная величина датчика, а m — входная величина (рис. 1.1). Измерив значение s , можно определить тем самым значение m (рис. 1.2). Соотношение $s=F(m)$ выражает в общей теоретической форме физические законы, положенные в основу работы датчиков. Будучи выраженными численно, эти законы предопределяют 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. 1.2, а). Из этой кривой для всех полученных в результате измерения значений s можно найти соответствующие значения искомой величины m (рис. 1.2, б).

Для удобства измерений датчик стараются построить или, по крайней мере, использовать таким образом, чтобы существова-

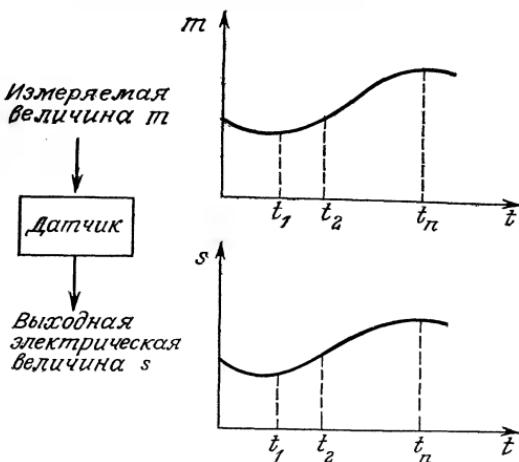


Рис. 1.1. Пример изменения во времени измеряемой величины m и соответствующей реакции s датчика.

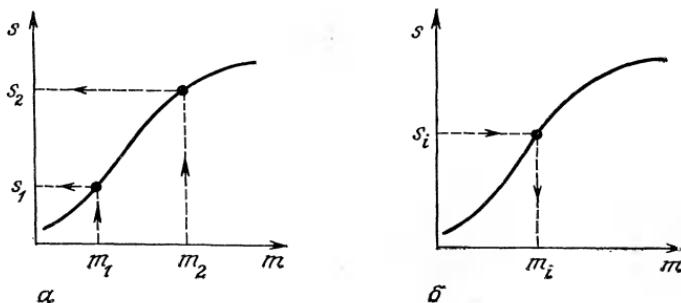


Рис. 1.2. Градуировочные характеристики датчика.

а — получение градуировочной кривой по известным значениям измеряемой величины m ; *б* — использование градуировочной кривой для определения m .

вала линейная зависимость между малыми приращениями выходной Δs и входной Δm величин:

$$\Delta s = S \Delta m.$$

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).

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 величине¹⁾.

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 величины²⁾. 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.

1.2. 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. 1.1, а принципы их технической реализации иллюстрируют схемы на рис. 1.3.

Датчик, реализующий *термоэлектрический эффект*, — термопара — содержит два проводника M_1 и M_2 различной химической природы (рис. 1.3, а). Их спаи, 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 нера-

¹⁾ В отечественной литературе датчики по виду выходной величины подразделяют соответственно на генераторные и параметрические. — Прим. ред.

²⁾ Под сигналом в общем случае подразумевают материальный носитель информации. Различают две основные формы сигналов — непрерывную в виде физического процесса (информация в нем определяется размером какого-либо информативного параметра — тока, амплитуды, частоты и др.) и дискретную кодированную (информация заключена в числе элементов кода, их расположении во времени или в пространстве). — Прим. ред.

Таблица 1.1. Физические эффекты, используемые для построения активных датчиков

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

бочий 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 противолежащих поверхностях появляются электрические заряды противоположных знаков, пропорциональные этой поляризации (рис. 1.3, 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 противолежащих поверхностях кристалла одинаковых по величине электрических зарядов противоположного знака (рис. 1.3, в). Таким образом, измерение силы или приводимых к ней величин (давление, ускорение) осуществляется измерением напряжения между зажимами пьезоэлектрика.

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. 1.3, г). Аналогичным образом, когда замкнутый контур подвергается воздействию переменного магнитного потока при перемещении

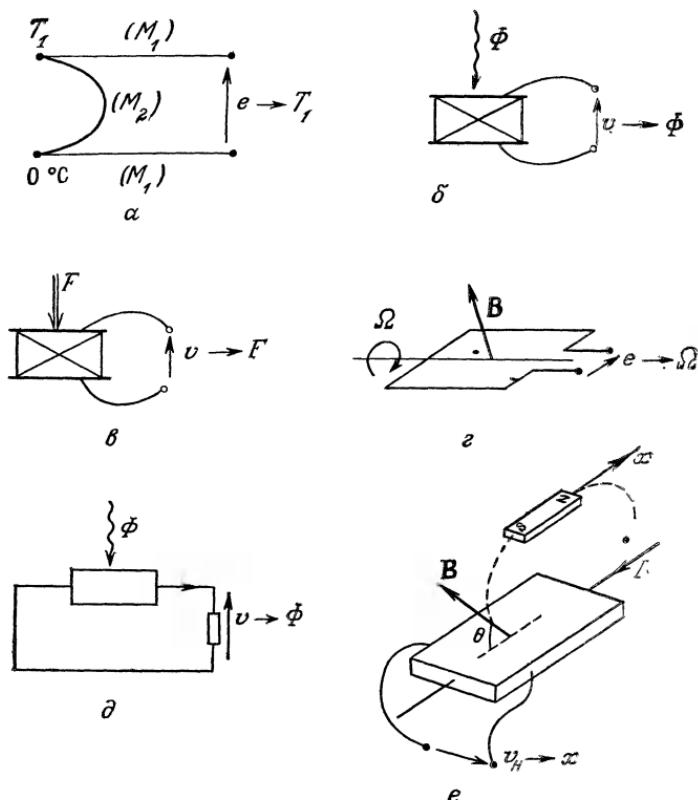


Рис. 1.3. Примеры использования физических явлений для построения активных датчиков.

Эффекты: **α** — термоэлектрический; **б** — пироэлектрический; **в** — пьезоэлектрический; **г** — электромагнитной индукции; **δ** — фотоэлектрический; **ε** — Холла.

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 возникновения — 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. 1.3, δ).

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 излучению¹⁾.

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

Датчик на основе эффекта Холла. При пропускании электрического тока через образец (пластины) 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. v_H

$$v_H = K_H I B \sin \theta,$$

где K_H зависит от типа проводимости и размеров пластины (рис. 1.3, 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).

1.3. Пассивные датчики

В пассивных датчиках некоторые параметры выходного импеданса могут меняться под воздействием измеряемой величи-

¹⁾ Речь идет о фотоэлектромагнитном приемнике излучения, который содержит чувствительный полупроводниковый монокристалл, размещенный между наконечниками магнита. Поток оптического излучения, поглощаемый поверхностью кристалла, создает вблизи нее повышенную концентрацию электронно-дырочных пар, диффундирующих внутрь кристалла. Движущиеся электроны и дырки отклоняются магнитным полем в противоположные стороны, и между электродами кристалла устанавливается разность потенциалов, пропорциональная освещенности. Такие фотоэлементы используют обычно для измерения инфракрасного излучения. — Прим. ред.

ны. 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. Геометрические размеры датчика и параметры его импеданса могут изменяться, если датчик содержит подвижный или деформирующийся элемент.

Каждому положению подвижного элемента датчика соответствует определенный импеданс, и измерение его параметров позволяет узнать положение элемента. На этом принципе работает большое число датчиков положения и перемещения объектов: потенциометрических, индуктивных с подвижным сердечником, емкостных.

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.

В табл. 1.2 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;

Таблица 1.2. 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

— 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. Описание схем измерений и обработки сигналов содержится в гл. 3.

1.4. Комбинированные датчики

При измерениях некоторых неэлектрических величин не всегда удается 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. 1.4).

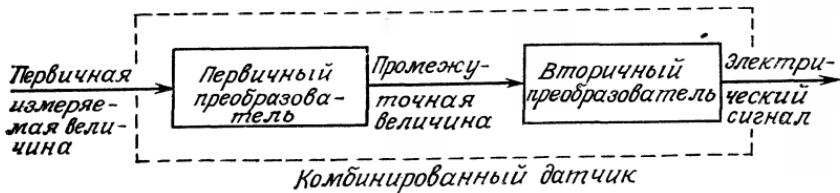


Рис. 1.4. Блок-схема комбинированного датчика.

Подобные преобразования удобны для измерения механических величин, вызывающих в первичном преобразователе деформацию или перемещение выходного элемента, к которым чувствителен вторичный преобразователь.

Так, например, растягивающее усилие F , воздействуя на стержень длиной L с поперечным сечением A и модулем Юнга Y , вызывает его деформацию $\Delta L/L$, которую можно измерить по изменению сопротивления резистивного датчика, сочлененного со стержнем через механизм передачи. Зная соотношение для первичного преобразователя, связывающее растягивающее усилие с деформацией

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{Y} \frac{F}{A},$$

и соотношение для вторичного преобразователя, связывающее его входную величину — деформацию — с реакцией на выходе, т. е.

$$\frac{\Delta R}{R} = K \frac{\Delta L}{L}$$

(здесь K — коэффициент вторичного преобразования), можно вывести окончательную формулу, связывающую растягивающее усилие с изменением сопротивления, для датчика в целом:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{K}{Y} \frac{F}{A}.$$

Давление, например, можно измерить с помощью мембраны, служащей первичным преобразователем, деформация которой преобразуется в электрическую величину датчиком, реагирующим на механическое смещение. Так, мембрана электродинамического микрофона является первичным преобразователем, деформация которой, вызванная воздействием акустического давления, преобразуется в соответствующий электрический сигнал.

Если механические напряжения в первичном преобразователе не превышают предел упругости, то его характеристика ли-

нейна. Характеристику преобразования датчика в целом определяют путем градуировки.

1.5. 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, вследствие чего возникает опасность нарушения электрической изоляции между отдельными конструктивными элементами датчика (либо между датчиком и окружающей средой);

- 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

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

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 защищой датчика, используя, например, антивibrationное основание, магнитные экраны и др.;

— либо стабилизировать влияющие величины и градуировать датчик для этих условий, используя, например, термостат, источник стабилизированного напряжения питания и др.;

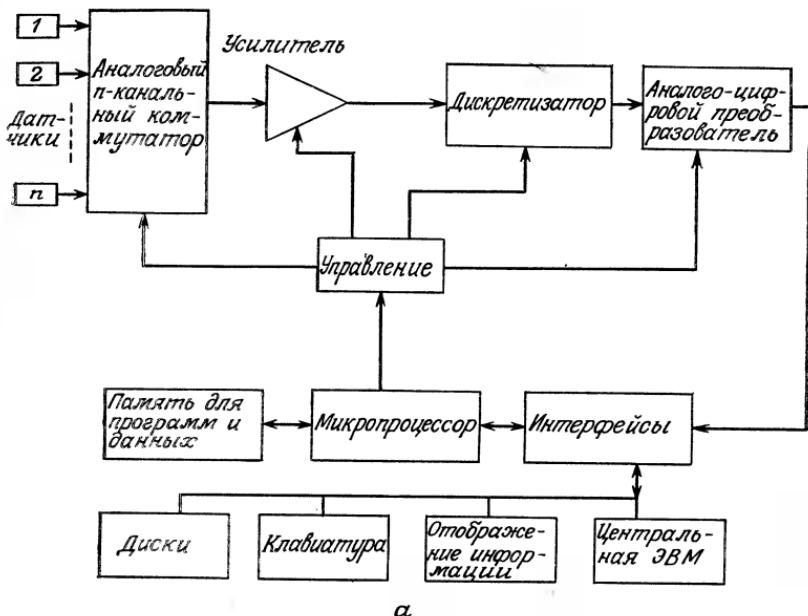
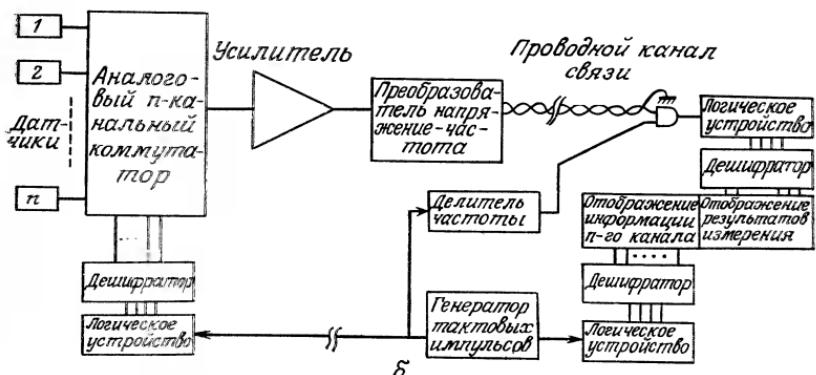
*a**b*

Рис. 1.5. Примеры измерительных схем.

а — информационно-измерительная система, управляемая микропроцессором; **б** — телеметрическая система (с преобразованием напряжения в частоту и передачей сигналов по двухпроводной линии).

— либо использовать такую схему, которая позволила бы скомпенсировать влияние паразитных величин, например, мост Уитстона с двумя одинаковыми датчиками, один из которых предназначен для измерений, а второй — для компенсации погрешности, вызванной влияющими факторами.

1.6. Измерительная схема

Простейшая измерительная цепь состоит из датчика и устройства обработки сигнала, связанного с устройством отображения результата измерений, например, термопара с вольтметром, датчик напряжения в мосте Уитстона с гальванометром или вольтметром в диагонали моста в качестве индикатора.

Градуировка всей измерительной схемы позволяет каждому значению измеряемой величины однозначно приписать соответствующее показание индикатора результата.

Однако на практике зависящие от внешних условий измерения, к которым предъявляются требования, чтобы сигнал имел определенную форму, необходимую для дальнейшего использования сигнала, заставляют вводить в измерительную цепь устройства, оптимизирующие прием и обработку сигналов, в их числе устройства лицеаризации характеристик преобразования датчиков, нормирующие усилители, коммутаторы, программируемые усилители, аналого-цифровые преобразователи (АЦП), если информация должна обрабатываться в ЭВМ (рис. 1.5, а), преобразователи напряжение — ток или напряжение — частота, когда сигналы необходимо передавать на определенное расстояние, например по кабелю (рис. 1.5, б), каналы телепередачи данных и др.¹⁾

Некоторые из этих устройств описаны в гл. 4.

Библиография

1. Considine D. M., Ross S. D. *Handbook of applied instrumentation*, McGraw, N.-Y., 1964.
2. Delfou J., Marchand J., Givaudau J., Simplot J., *Mesures industrielles et régulation automatique*, AFPIC, Paris, 1976.
3. Desjardins M., *Les capteurs de mesure*, Paris, La Documentation Française, 1975.
4. Doebelein E. O., *Measurement systems. Application and design*, McGraw Hill Kogakusha, Ltd., Tokio, 1975.
5. Ferretti M., *Mesures et contrôles industriels*, Entreprise Moderne d'Edition, Paris, 1977.
6. Fevrot C., *Les capteurs*, Paris, Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 1976.

¹⁾ В отечественной литературе совокупность подобных средств принято называть измерительной информационной системой (ИИС), при этом ее измерительные цепи называют измерительными каналами. — Прим. ред.

7. Lion K., *Instrumentation in scientific research*, McGraw, N.-Y., 1959.
8. Mignot J., *Vallier J., Mesures industrielles*, Hachette, Paris, 1979.
9. Neubert H. K. P., *Instrument transducers*, Clarendon Press, Oxford, 1975.
10. Norton H. N., *Handbook of transducers for electronic measuring systems*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1969.
11. Perard A., Terrien J., *Les mesures physiques*, Presses Universitaires de France, Paris, 1968.
12. Zelbstein U., *Mesures électroniques*, Dunod, Paris, 1969. Encyclopédie internationale des sciences et techniques, Paris, Les Presses de la Cité, 1969.
13. Mesures et contrôle, Paris, Techniques de l'Ingénieur, 1976.

Дополнительная литература

1. Бурдун Г. Д. Основы метрологии. — М.: Изд-во стандартов, 1985. — 255 с.
2. Иориш Ю. И. К систематизации некоторых понятий в области измерительной техники и приборостроения, *Приборы и системы управления*, № 10, с. 12—15 (1980).
3. Васильев А. С. Основы метрологии и технических измерений. — М.: Машиностроение, 1988. — 240 с.
4. Данильченко В. П., Егошин В. А. Метрологическое обеспечение промышленного производства. Справочник. — Киев: Техника, 1982. — 151 с.
5. Селиванов М. Н., Фридман А. Э., Кудряшова Ж. Ф. Качество измерений. Метрологическая справочная книга. — Л.: Лениздат, 1987. — 295 с.
6. Богданов Г. П., Кузнецова В. А., Лотонов М. А. и др. Метрологическое обеспечение и эксплуатация измерительной техники/Под ред. В. А. Кузнецова. — М.: Радио и связь, 1990. — 240 с.
7. Виглеб Г. Датчики. Устройство и применение: Пер. с нем. М. Я. Хацернова. — М.: Мир, 1989. — 196 с.
8. Шульц Ю. Электроизмерительная техника. 1000 понятий для практиков. Справочник/Пер. с нем. — М.: Энергоиздат, 1989. — 288 с.

2. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Датчик — первый элемент измерительного канала — является основным источником электрического сигнала, тогда как остальная часть цепи должна обеспечить обработку и использование сигнала. Надлежащий выбор датчика и правильное построение измерительного канала означают, что в сигнал не вносится дополнительных погрешностей или ограничений сверх тех, которые были ему присущи изначально. Следовательно, от высокого качества датчика в первую очередь зависят как более или менее точное соответствие между истинным значением измеряемой величины и полученным при измерениях значением, так и пределы вносимых в эту полученную величину погрешностей.

2.1. Погрешности измерений

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 обработки¹⁾. Погрешность измерений можно оценить лишь приближенно, поскольку истинное значение измеряемой величины нам неизвестно. Однако строгое и точное

¹⁾ Здесь, как и далее в этой книге, автор рассматривает лишь погрешности, связанные со средством измерения, оставляя в стороне источники погрешностей, обусловленные методами измерения, степенью соответствия принятых моделей процессов, явлений или объектов их фактическим проявлениям и др. — Прим. ред.

понимание особенностей измерительного канала позволяет уменьшить погрешность измерений и, следовательно, более уверенно приблизиться к истинному значению измеряемой величины.

2.1.1. Систематические погрешности

Для данного значения измеряемой величины систематическая погрешность постоянна или меняется медленно по сравнению с продолжительностью измерения; она, следовательно, вносит постоянное расхождение между истинным и измеренным значениями величины. В общем, 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. Частные случаи возникновения систематических погрешностей описаны в следующих разделах.

Погрешности значения опорной величины. Смещение нуля прибора при регистрации отклонения стрелки, ошибка при определении опорной температуры термопары (например загрязнение смеси воды со льдом), неточная величина напряжения питания в мосте — эти погрешности могут быть уменьшены пристательной проверке используемой аппаратуры.

Погрешности, связанные с определением характеристик датчика. К ним относят погрешности, связанные с чувствительностью или градуировочной кривой. Так, например, коэффициент преобразования K тензодатчика обычно определяют при изготовлении, измеряя коэффициент K одного датчика из партии, так что какой-то конкретный датчик может иметь коэффициент K , несколько отличающийся от величины K для испытывавшегося датчика. В более 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. Кроме того, градуировка датчика, включающая целую совокупность экспериментальных операций, сама вносит некоторые дополнительные погрешности, которые влияют на результаты последующих измерений.

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 установленного режима. Так, например, скорость реакции одного и того же температурного зонда значительно изменяется в зависимости от того, помещают ли его в покоящуюся или движущуюся жидкость.

Присутствие датчика может заметно изменить измеряемую величину, например, в случае термометрического зонда, теплопроводность и теплобомен которого с окружающей средой являются факторами, которыми нельзя пренебречь по сравнению с аналогичными свойствами самой среды, в которую помещают зонд. Это погрешность чистоты опыта.

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 (например, моста Уитстона), 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.

2.1.2. 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 рассматриваются ниже.

Погрешности, связанные с собственными параметрами измерительной аппаратуры. Порог чувствительности. Ниже определенного значения вариации измеряемой величины уже не вызывают обнаруживаемых изменений электрического сигнала датчика. Это характерно, например, для катушки потенциометра, перемещение по которой скользящего движка на величину, меньшую, чем расстояние между двумя витками, не вызовет никакого изменения напряжения на движке. Порог чувствительности определяется как максимальное изменение измеряемой величины, которое еще не вызывает обнаруживаемого изменения выходного сигнала датчика.

Погрешность считывания отклонения стрелки прибора. С одной стороны, это следствие квалификации оператора, а с другой — качества аппаратуры, например, толщины стрелки.

Совокупность порога чувствительности ($\varepsilon_{\text{п}}$) и погрешности считывания ($\varepsilon_{\text{с}}$) определяет погрешность разрешения ($\varepsilon_{\text{р}}$), которая представляет собой минимальную вариацию измеряемой величины, измеримую с помощью данной аппаратуры:

$$\varepsilon_{\text{р}} = \sqrt{\varepsilon_{\text{п}}^2 + \varepsilon_{\text{с}}^2}.$$

Погрешность гистерезиса. Если какой-либо элемент измерительного канала проявляет гистерезисные свойства (механический гистерезис пружины или магнитный гистерезис ферромагнитного материала), 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 на их зажимах флюктуаций напряжения, накладывающихся на полезный сигнал;

б) наводки от электромагнитных полей промышленной частоты, а также иных частот;

в) флюктуации напряжения питающих устройств, изменяющие характеристики измерительной аппаратуры (электрических схем формирования сигнала, усилителей и пр.), 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. Если градуировка производилась при 20°C , то вариации температуры или отличная от 20°C постоянная

температура будут влиять на характеристики измерительной системы, а следовательно, и на измеряемый сигнал. 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 явления. 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 (например, применение пушпульных схем); устранение паразитных сетевых наводок путем применения преобразователей с подводкой сигнала по двухпроводной линии; извлечение сигнала из шумов, его селекция путем синхронного детектирования и использования корреляционных методов.

2.1.3. Постоянство — правильность — точность

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:

$$\bar{m} = \frac{m_1 + m_2 + \dots + m_n}{n}.$$

Разброс результатов характеризуется среднеквадратическим отклонением σ :

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

Если случайные погрешности, сопровождающие различные серии измерений, взаимно независимы, то вероятность появления различных результатов обычно удовлетворительно описывается нормальным законом, называемым также законом Гаусса. Вероятность $P(m_1, m_2)$ получить результат измерения, при котором измеряемая величина будет лежать в пределах от m_1 до m_2 , можно записать в виде

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

где $p(m)$ — плотность вероятности для измеряемой величины m . В случае соблюдения закона Гаусса

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

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

$$P(\bar{m} \pm \sigma) = 68,27\%,$$

$$P(\bar{m} \pm 2\sigma) = 95,45\%$$

$$P(\bar{m} \pm 3\sigma) = 99,73\%.$$

Постоянство — такое качество средства измерения, для которого характерны малые случайные погрешности. Это находит отражение в том, что последовательность значений, полученных в серии измерений, группируется вокруг среднего значения. Среднеквадратическое отклонение является важнейшим показателем разброса измерений и часто рассматривается как погрешность воспроизведения, что позволяет дать воспроизводимости количественную оценку. Значение измеряемой величины, полученное из серии измерений с малым среднеквадратическим отклонением, может оказаться достаточно далеко отстоящим от истинного значения, если на случайные погрешности накладываются существенные систематические погрешности.

Правильность — это способность средства измерений выдавать результат с малой систематической погрешностью: наиболее вероятное значение измеряемой величины, которое определяется на этой аппаратуре, оказывается очень близким к истинному значению.

Точность определяет способность средства измерений давать результаты, индивидуально близкие к истинному значению измеряемой величины: точное средство измерений выдает, следовательно, результат, характеризующийся одновременно высоким постоянством и высокой правильностью (рис. 2.1).

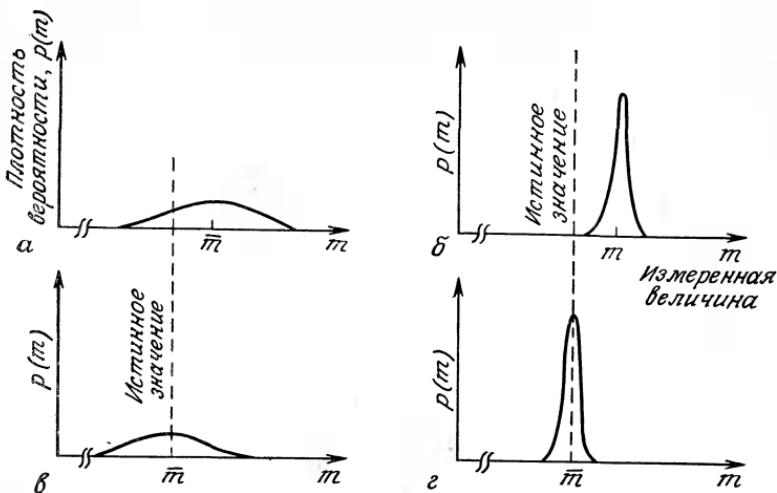


Рис. 2.1. Различные типы распределения плотностей вероятности результатов измерения.

а — значительные систематические и случайные погрешности (аппаратура не обеспечивает ни высокой сходимости, ни правильности); **б** — значительные систематические погрешности и небольшие случайные ошибки (аппаратура дает хорошую сходимость, но не обеспечивает правильности); **в** — систематические ошибки малы, а случайные — значительны (аппаратура дает удовлетворительную правильность, но плохую сходимость); **г** — малые систематические и случайные ошибки (аппаратура обеспечивает высокую сходимость и правильность, т. е. является точной).

Точность может быть численно выражена через суммарную (учитывающую случайную и систематическую составляющие) погрешность, которая определяет доверительный интервал вокруг измеренного значения, внутри которого с известной вероятностью находится истинное значение измеряемой величины.

Для достижения заданного уровня точности измерения физической величины требуется:

- выбор надлежащего метода измерений;
- выбор соответствующего датчика;
- разработка и реализация измерительного канала.

При дальнейшем описании каждого типа датчика будут излагаться и наиболее рациональные методы его применения, а в данной главе мы рассмотрим лишь обобщенные характеристики, определяющие выходной сигнал и через него оказывающие влияние на точность измерения.

2.2. Градуировка датчика

Градуировка датчика охватывает совокупность операций, позволяющих в графической или алгебраической форме выразить соотношение между значениями измеряемой величины и

электрическими величинами на выходе с учетом всех дополнительных факторов, которые могут изменить выходной сигнал датчика.

Этими дополнительными факторами могут быть:

а) связанные с измеряемой величиной физические величины, к которым чувствителен датчик (знак и скорость изменения измеряемой величины, физические свойства ее материального носителя);

б) независимые от измеряемой величины физические величины, воздействию которых подвержен работающий датчик и которые, следовательно, могут изменить его выходной сигнал;

в) параметры окружающей среды (температура, влажность) или параметры, связанные с питанием (амплитуда и частота напряжения, необходимого для работы датчика).

2.2.1. Простая градуировка

Простая градуировка проводится, когда измеряемая величина определяется единственным физическим параметром, а датчик не чувствителен к влияющим на измерение величинам или не подвержен их воздействию. Речь идет, в частности, о статических, т. е. постоянных по времени измеряемых величинах:

— измерение фиксированного расстояния с помощью потенциометрического датчика, показания которого не зависят от такого влияющего фактора, как температура;

— измерение постоянной силы (взвешивание) с помощью температурно-компенсированного датчика;

— измерение стабильной температуры с помощью термопары.

В этих условиях градуировка состоит в установлении связи точно известных измеряемых величин с соответствующими электрическими величинами на выходе; градуировка осуществляется в один прием каким-либо из описанных ниже способов.

Прямая или абсолютная градуировка. Различные значения измеряемых величин получаются или от эталонов или от образцовых средств, обеспечивающих существенно более высокую (на два порядка) точность по сравнению с точностью, необходимой для датчиков температуры в реперных точках температурной шкалы, первичных или вторичных, а также для датчиков перемещения или прямолинейного движения (эталоны-калибры, прецизионные нониусы или лазерный интерферометр) (рис. 2.2).

Косвенная или сравнительная градуировка. Используется образцовый датчик, градуировочная кривая которого известна, а ее стабильность высока. Образцовый и градуируемый датчики в одинаковых условиях подвергаются, по возможности одно-

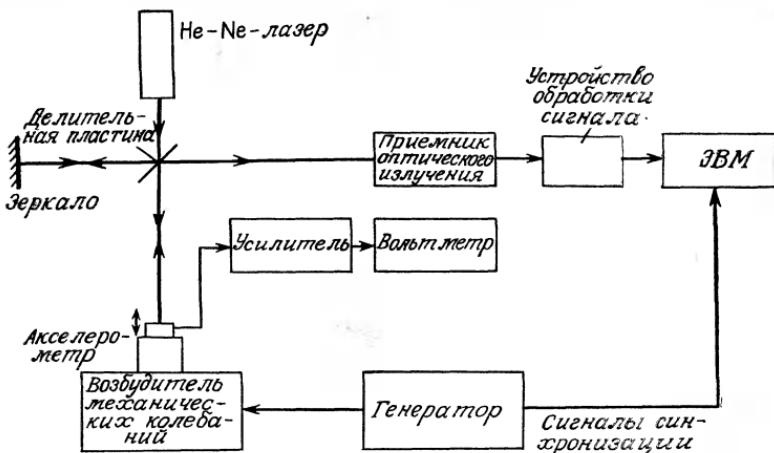


Рис. 2.2. Схема абсолютной градуировки акселерометра.

Акселерометр подвергается воздействию синусоидального колебания с известной частотой f . Амплитуда ускорения Γ_1 в функции амплитуды отклонения X_1 равна $\Gamma_1 = -4\pi^2 f^2 X_1$. Величину X_1 определяют по числу интерференционных полос, регистрируемых приемником оптического излучения за период колебания. Для каждого значения Γ_1 по показанию прецизионного вольтметра определяют сигнал на выходе акселерометра.



Рис. 2.3. Схема градуировки акселерометра путем сравнения с образцовым акселерометром.

временно, действию одинаковых измеряемых величин, значения которых определяются образцовым датчиком (рис. 2.3). Число пар значений измеряемых величин и выходных электрических величин ограничено, однако они позволяют однозначно установить, с учетом точности измерений, соотношение между измеряемыми и выходными величинами

- в графической форме — градуировочная кривая;
- в алгебраической форме — характеристическое уравнение датчика.

2.2.2. Комплексная градуировка

Если воздействие на датчик измеряемой величины без учета дополнительных условий не позволяет с достаточной точностью провести градуировку, необходимо провести серию последовательных градуировок или комплексную градуировку, уточняющую зависимость выходного сигнала датчика от дополнительных параметров. Например, если датчик имеет гистерезис (механический или магнитный), выходной сигнал зависит не только от значения измеряемой величины в момент измерения, но и от предшествующих ему значений. В этом случае для получения достаточно точнои градуировочной кривой требуется такая процедура, при которой датчик подвергается воздействию упорядоченной последовательности номинальных значений измеряемой величины.

Эта процедура в общем случае состоит в следующем:

а) устанавливают датчик на нуль; измеряемая и выходная величины должны соответствовать начальным значениям, от которых начинается их изменение, например, $t=0$, $s=0$;

б) определяют значения выходного сигнала сначала при возрастании измеряемой величины, а затем — при ее убывании.

Скорость изменения измеряемой величины или, что аналогично, спектр ее частот — важнейший параметр, к которому чувствительны все датчики. Действительно, любые датчики в условиях их применения характеризуются зависимостью чувствительности от частоты (разд. 2.4.3). Эта характеристика определяет диапазон частот, внутри которого преобразование датчика оптимально и чаще всего не зависит от частоты; вне этого диапазона — полосы пропускания датчика — характеристики обычно ухудшаются тем сильнее, чем дальше отстоит частота от границ полосы пропускания. В таких условиях необходимо проводить двойную градуировку, определяя:

а) частотную характеристику датчика, получаемую путем измерения выходного сигнала в зависимости от частоты измеряемой величины, амплитуда которой поддерживается постоянной;

б) зависимость выходного сигнала датчика от амплитуды измеряемой величины при фиксированной частоте, выбираемой внутри полосы пропускания.

Физическая природа измеряемой величины также может быть одним из параметров, определяющих реакцию датчика, например:

а) емкость емкостного датчика уровня зависит не только от высоты уровня жидкости, но и от ее диэлектрической постоянной;

б) сопротивление поверхностного термометрического зонда зависит не только от температуры поверхности, но и от сопро-

гивания материала нижележащих слоев, которые могут воздействовать на зонд;

в) показания датчика на основе вихревых токов Фуко зависят не только от расстояния до объекта, но и от его удельного сопротивления и магнитной проницаемости. В этом случае необходимо проводить отдельную градуировку датчика для каждого материала, с которым он используется.

Сходную процедуру применяют при наличии влияющих величин. Если реакция датчика зависит от температуры, то проводят серию градуировок (каждую — при постоянной температуре); значения температур выбирают так, чтобы они были распределены во всем диапазоне возможных применений датчика. То же относится и к другим влияющим величинам. Чтобы проиллюстрировать необходимые операции при комплексной градуировке, когда на характеристику датчика влияет ряд параметров, рассмотрим фототранзистор. Речь идет о датчике оптического излучения, выходной сигнал которого, его коллекторный ток I_c , зависит: а) от потока излучения Φ с длиной волны λ , падающего на фототранзистор; б) от угла α между направлением падения излучения и нормалью к облучаемой поверхности; в) от напряжения коллектор — эмиттер V_{CE} и от сопротивления нагрузки R_m ; г) от температуры.

Для каждого из указанных параметров разработчик проводит соответствующую градуировку, выявляя их воздействие на ток. По этим градуировочным кривым специалист, применяющий фототранзистор, определяет путем интерполяции характеристику датчика для конкретных условий эксперимента.

2.2.3. Достоверность результатов градуировки: воспроизводимость результатов и взаимозаменяемость датчиков

Степень доверия, с которой можно полагаться на результаты градуировки, нужно оценивать в случаях, когда эти результаты применяются:

- либо для датчика, который уже подвергался градуировке;
- либо для датчика из той же промышленной партии, но не подвергавшегося индивидуальной градуировке.

Воспроизводимость — это индивидуальное свойство датчика, обеспечивающее уверенность в идентичности выходных сигналов (в пределах, оговоренных в паспорте) всякий раз, когда датчик будет использован в идентичных условиях (также измеряемая величина и те же влияющие величины). Воспроизводимость определяют, проводя по меньшей мере две последовательные градуировки; при этом выявляются случайные погрешности, сопутствующие градуировке.

Взаимозаменяемость датчиков одного и того же типа — это такое качество серии датчиков, которое гарантирует пользователю идентичность результатов (с определенным допуском) всякий раз, когда любой датчик этой серии применяется в идентичных условиях. *Воспроизводимость* есть результат, с одной стороны, точного соблюдения технологии производства, выбора материалов и качества сборки, и, с другой стороны, проведения выходного контроля при изготовлении, позволяющего выпускать только датчики, укладывающиеся по параметрам в допуска, определяемые техническими условиями.

2.3. Пределы применимости датчиков

Если механические, тепловые или электрические воздействия, которым подвергается датчик, превышают указанный изготовителем предел, то изменения характеристик датчика могут отклоняться от известных. Следовательно, необходимо, чтобы потребитель знал пределы применимости датчика и правильно оценивал риск в случаях, когда приходится выходить за эти пределы.

Область применения, в которой обеспечиваются номинальные параметры. Эта область соответствует нормальным условиям применения датчика. Границы области определяются теми крайними значениями измеряемой величины либо физических параметров, связанных с влияющими величинами, за пределами которых нарушаются паспортные номинальные значения параметров, характеризующих работу датчика.

Область обратимого ухудшения параметров. Это та область, в которой значения измеряемой величины либо физических параметров, связанных с влияющими величинами, выходят за пределы области номинальных параметров, но остаются внутри области, где метрологические характеристики датчика если и могут ухудшиться, то не необратимо, т. е. датчик снова обретает свои номинальные параметры, если условия его применения становятся нормальными.

Область необратимого ухудшения параметров. Когда значения либо измеряемой величины, либо физических параметров, связанных с влияющими величинами, выходят за пределы области обратимого изменения параметров, но остаются внутри области, где датчик еще сохраняет работоспособность, то характеристики датчика изменяются необратимым образом и при возврате к нормальным условиям применения датчика потребуется, следовательно, новая градуировка.

Пределы измерений. Они определяются разностью предельных величин, ограничивающих диапазон измеряемой величины, в котором работа датчика удовлетворяет поставленным условиям. Диапазон измеряемой величины, соответствующий преде-

лам измерений, часто совпадает с областью номинальных параметров, но эти пределы могут расширяться или сужаться при изменении требований.

Пример характеристики пределов применимости

Пьезорезистивный датчик силы типа N556-1 (фирма-изготовитель JPB)

Область	Измеряемая величина	Температура
Номинальных параметров	до 10 Н	от 0 до 60 °С
Обратимых изменений	до 15 Н	от -20 до 100 °С
Необратимых изменений	до 30 Н	от -50 до 120 °С

2.4. Чувствительность

2.4.1. Основные определения

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:

$$S = \frac{\Delta s}{\Delta m} \Big|_{m=m_i} .$$

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, отвечающей требованиям и условиям измерения.

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

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 окружающей среды, где находится датчик, или частота изменений измеряемой величины. Для некоторых датчиков, например, таких, как дифферен-

циальный трансформатор, выходной сигнал пропорционален амплитуде напряжения питания E , что дает (в допустимых пределах)

$$S(E) = S_1 E \frac{\Delta s}{\Delta m} \Big|_{m=m_i},$$

откуда

$$S_1 = \frac{1}{E} \frac{\Delta s}{\Delta m} \Big|_{m=m_i}.$$

В этом случае изготовитель указывает величину S_1 — значение чувствительности на один вольт напряжения питания. С другой стороны, когда датчик включен в схему, импеданс которой имеет реактивную составляющую, частота переменного напряжения питания также должна быть указана для данного численного значения чувствительности; например, для дифференциального трансформатора типа T10N фирма-изготовитель IFELEC указывает значения $S_1=1,5$ мВ/мм/В при 50 Гц и $S_2=17$ мВ/мм/В при 400 Гц.

Важным параметром является температура, особенно для датчиков, содержащих полупроводниковые элементы, например, фототранзистора или полупроводникового тензодатчика. Определяя чувствительность этих датчиков, следует указывать соответствующую ей температуру (например, 25 °C) и коэффициент изменения чувствительности в зависимости от температуры.

Так, для датчика AGP фирма-изготовитель KULITE указывает коэффициент преобразования $K=155$ при 24 °C и $\frac{1}{K} \frac{dK}{dT} = -2,3 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$. Влияние температуры может быть также охарактеризовано в более общем виде как максимальное процентное отклонение чувствительности от ее номинального значения при изменении температуры в указанных пределах.

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 (постоянный поток излучения, постоянное ускорение);

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 (например микрофоны).

2.4.2. Чувствительность в статическом режиме

При статической градуировке устанавливается ряд последовательно возрастающих постоянных значений измеряемой величины m_i и определяются соответствующие им после достижения установившихся значений электрические сигналы s_i . Графическое представление результатов градуировки дает статическую характеристику. Рабочая точка датчика Q_i соответствует определенным значениям m_i и s_i статической характеристики.

Из общего определения чувствительности, данного ранее, следует определение статической чувствительности в рабочей точке Q_i как отношения приращения Δs к вызвавшему его приращению Δm ; следовательно, чувствительность в статическом режиме определяется наклоном статической характеристики в рабочей точке. Если эта характеристика не является прямой линией, то чувствительность зависит от рабочей точки.

Так, например, для платинового резистора 100 Ом при 0 °C изменения сопротивления в зависимости от температуры T примерно линейны для $0 \text{ }^{\circ}\text{C} \leqslant T \leqslant 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ($S=0,39 \text{ Ом/}^{\circ}\text{C}$ при 0 °C и $S=0,38 \text{ Ом/}^{\circ}\text{C}$ при 130 °C), тогда как для термистора типа 3573 (фирма-изготовитель OMEGA) с сопротивлением 5000 Ом при 25 °C зависимость сопротивления от температуры сильно отличается от линейной ($S=835 \text{ Ом/}^{\circ}\text{C}$ при 0 °C и $S=3,8 \text{ Ом/}^{\circ}\text{C}$ при 130 °C).

Отношение величины s_i на выходе к соответствующему значению m_i измеряемой величины называют статическим коэффициентом преобразования:

$$r_j = \frac{s}{m} \Big|_{Q_i} .$$

Это отношение не зависит от рабочей точки Q_i и совпадает с чувствительностью S только в том случае, когда статическая характеристика является прямой, проходящей через начало координат.

2.4.3. Чувствительность в динамическом режиме и частотная характеристика

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 ко-

торую накладывается синусоидальная переменная с амплитудой m_1 и частотой $f = \omega/2\pi$.

Выходной сигнал датчика при этом приобретает форму

$$s(t) = s_0 + s_1 \cos(\omega t + \psi),$$

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

$$S = \frac{s_1}{m_1} \Big|_{Q_0}.$$

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

$$m(t) = m_0 + \sum_{n=1}^{\infty} m_n \cos(n\omega t + \varphi_n).$$

Тогда выходной сигнал датчика приобретает вид

$$s(t) = s_0 + \sum_{n=1}^{\infty} s_n \cos(n\omega t + \psi_n)$$

и представляет собой суперпозицию различных составляющих $s_n \cos(n\omega t + \psi_n)$. Каждая из этих составляющих определяется своим значением чувствительности, определяемым частотной характеристикой

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

Изменения чувствительности в функции частоты связаны обычно с механической, тепловой или электрической инерцией головной части измерительного канала — датчика и устройств, непосредственно с ним связанных, — которая мешает тому, чтобы сигнал мгновенно следовал за измеряемой величиной, и чем выше частота, тем сильнее эта инерция сказывается. Инерция может объясняться и физическими принципами, на которых ра-

ботает 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 t 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:

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

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

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

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:

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

где m_1 и s_1 — действительные величины. При этом уравнение системы принимает вид

$$j\omega A s_1 e^{j\psi} + B s_1 e^{j\psi} = m_1.$$

Подставляя сюда граничную частоту $f_c = \frac{B}{2\pi A}$, получим

$$s_1 = \frac{m_1}{B} \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}},$$

$$\psi = -\arctg(f/f_c).$$

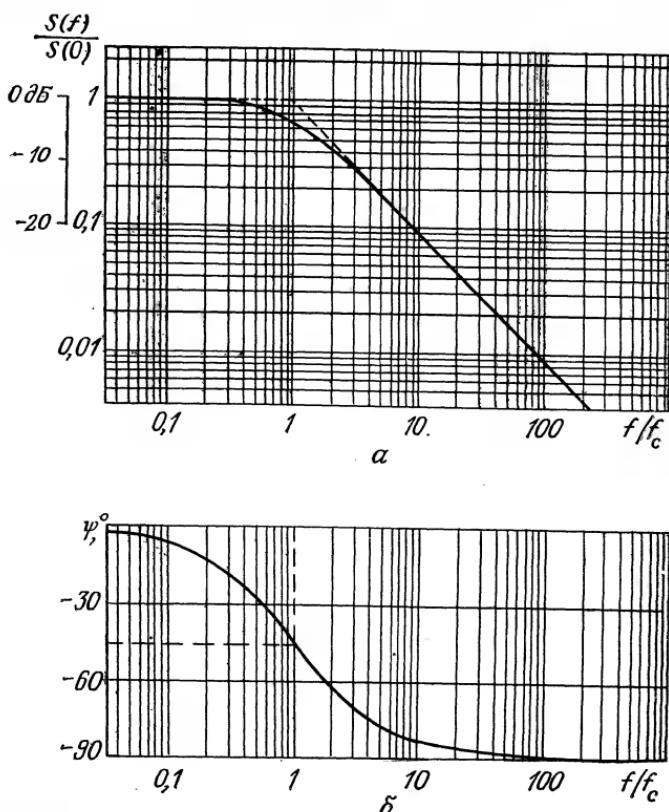


Рис. 2.4. Характеристики системы первого порядка.
а — амплитудно-частотная; б — фазо-частотная.

Тогда выражение для чувствительности в зависимости от частоты запишется в виде

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

При $f \rightarrow 0$ чувствительность в динамическом режиме стремится к значению статической чувствительности $S(0) = 1/B$. Частотную характеристику можно, следовательно, записать в виде

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

На рис. 2.4, а, б представлены частотные характеристики системы — амплитудная (АЧХ) и фазовая (ФЧХ). Необходимо отметить, что в частных случаях для $f \ll f_c$ практически $S(f) =$

$$=S(0) \text{ и } \psi=0, f=f_c, S(f_c) = \frac{S(0)}{\sqrt{2}}, \text{ т. е. } 20 \lg \left(\frac{S(f_c)}{S(0)} \right) = 3 \text{ дБ},$$

$\psi=-\pi/4$, а при $f \gg f_c$, $S(f)=S(0)(f_c/f)$ чувствительность уменьшается на 20 дБ при росте частоты на порядок, тогда как ψ стремится к $-\pi/2$.

Полоса пропускания B — это диапазон частот, в котором ординаты частотной характеристики уменьшаются относительно их максимального значения не более, чем на 3 дБ. Следовательно, для системы первого порядка полоса пропускания

$$B=f_c.$$

Пример системы первого порядка. Простая измерительная схема с использованием фотодиода представлена на рис. 2.5, а. Фотодиод ведет себя как генератор тока $i=S_d\Phi$, где Φ — падающий на фотодиод поток излучения, а S_d — чувствительность фотодиода, выраженная в А/Вт. Интересно отметить, что эта чувствительность в обычной области применения практически не зависит от частоты модуляции потока Φ .

Действительно, электрический сигнал на выходе схемы есть не что иное, как напряжение v на зажимах резистора R_m . С учетом порядка величин (разд. 5.7.5) эквивалентная электрическая схема может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.5, б, где $C=C_d+C_p$, C_d — емкость обратного смещения $p-n$ -перехода фотокатода, а C_p — распределенная паразитная емкость схемы.

В случае модулированного потока $\Phi(t)=\Phi_0+\Phi_1 \cos \omega t$ ток равен $i(t)=I_0+I_1 \cos \omega t$, где $I_0=S_d\Phi_0$ и $I_1=S_d\Phi_1$. Подставляя переменную составляющую напряжения на выходе $V_1 \cos(\omega t + \psi)$, получим уравнение эквивалентной схемы в комплексной форме:

$$I_1 = j\omega C V_1 e^{j\psi} + \frac{V_1}{R_m} e^{j\psi},$$

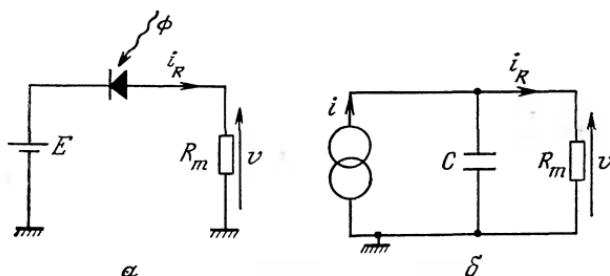


Рис. 2.5. Пример системы первого порядка.

а — схема с фотодиодом; б — электрическая эквивалентная схема.

откуда могут быть определены, с использованием установленных ранее общих соотношений,

— граничная частота:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_m C},$$

— амплитуда переменного напряжения:

$$V_1 = S_d \Phi_1 R_m \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}},$$

— сдвиг фаз:

$$\Psi = -\arctg(f/f_c),$$

— чувствительность схемы:

$$S(f) = \frac{V_1}{\Phi_1} = S_d R_m \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}.$$

Частотные характеристики системы второго порядка. Дифференциальное уравнение, описывающее такую систему, имеет форму

$$A(d^2s/dt^2) + B(ds/dt) + Cs = m(t),$$

где A, B, C — константы.

Если измеряемая величина изменяется по синусоидальному закону $m(t) = m_1 \cos \omega t$, чувствительность в установившемся режиме можно записать следующим образом: $s(t) = s_1 \cos(\omega t + \Psi)$. Используя комплексные обозначения, после соответствующих преобразований

$$m(t) \rightarrow m_1 e^{j\omega t}, \quad s(t) \rightarrow s_1 e^{j\Psi} \cdot e^{j\omega t},$$

где m_1 и s_1 — действительные числа, получим уравнение колебаний системы:

$$-A\omega^2 s_1 e^{j\Psi} + j\omega B s_1 e^{j\Psi} + C s_1 e^{j\Psi} m_1.$$

Подставляя $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C/A}$ и $\zeta = B/2\sqrt{CA}$, где f_0 и ζ — собственная частота незатухающей системы и коэффициент затухания соответственно, имеем:

$$s_1 = \frac{m_1}{C \sqrt{[1 - (f/f_0)^2]^2 + 4\zeta^2 (f/f_0)^2}},$$

$$\Psi = -\arctg \left\{ \frac{2\zeta}{(f_0/f)[1 - (f/f_0)^2]} \right\}.$$

Выражение для частотной зависимости чувствительности в динамическом режиме принимает вид

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{C \sqrt{[1 - (f/f_0)^2]^2 + 4\zeta^2 (f/f_0)^2}},$$

или подставляя чувствительность в статическом режиме (при $f=0$) $S(0) = 1/C$, получим

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

Примеры АЧХ и ФЧХ для различных ζ представлены на рис. 2.6, а, б.

Для $\zeta < 1/\sqrt{2} = 0,707$ АЧХ имеет максимум на частоте $f_M = f_0 \sqrt{1 - 2\zeta^2}$; этот максимум выражен тем резче, чем меньше ζ в соответствии с формулой

$$S(f_M) = S(0) / 2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}.$$

Для $\zeta \geq 1/\sqrt{2}$ АЧХ монотонно убывает, становясь наиболее ровной для $\zeta = 1/\sqrt{2}$. В этом последнем случае полоса пропускания равна f_0 . Можно несколько расширить полосу пропускания, если допустить небольшой подъем кривой $S(f)$. Так, если положить $\zeta = 0,59$, то $S(f_M) = 1,05S(0)$ и $B = 1,16f_0$.

Если теперь рассмотреть сдвиг фаз, то он меняется от 0 при $f=0$ до $-\pi$, когда $f \gg f_0$; $f = f_0$ сдвиг фаз равен $-\pi/2$. Можно избежать искажения фазы, если время переходного процесса t_t не зависит от частоты ω , какой бы она ни была: $\phi = -\omega t_t$. Каждому члену $m_n \cos(\omega_n t + \Phi_n)$ разложения в ряд Фурье периодической измеряемой величины соответствует тогда член $s_n(t) = -S(f_n) m_n \cos(\omega_n(t - t_t) + \Phi_n)$; все эти различные составляющие задерживаются на одно и то же время t_t , и форма измеряемой величины передается наилучшим образом. Время переходного процесса t_t определяется соотношением $t_t = -d\phi/d\omega$. Из приведенного ранее выражения для ϕ видно, что для значений между 0,6 и 0,7 величина t_t наиболее стабильна во всем диапазоне частот.

Таким образом, из приведенного рассмотрения ясно, что при построении системы, включающей датчик, целесообразно выбирать коэффициент затухания системы ζ между 0,6 и 0,7; при этом

- ордината амплитудной характеристики примерно одинакова во всей полосе пропускания;

- фазовые искажения сводятся до минимума.

Пример системы второго порядка. Рассмотрим акселерометр (рис. 2.7), состоящий из массы M , подвешенной между двумя одинаковыми пружинами R . Эта система помещена в корпус,

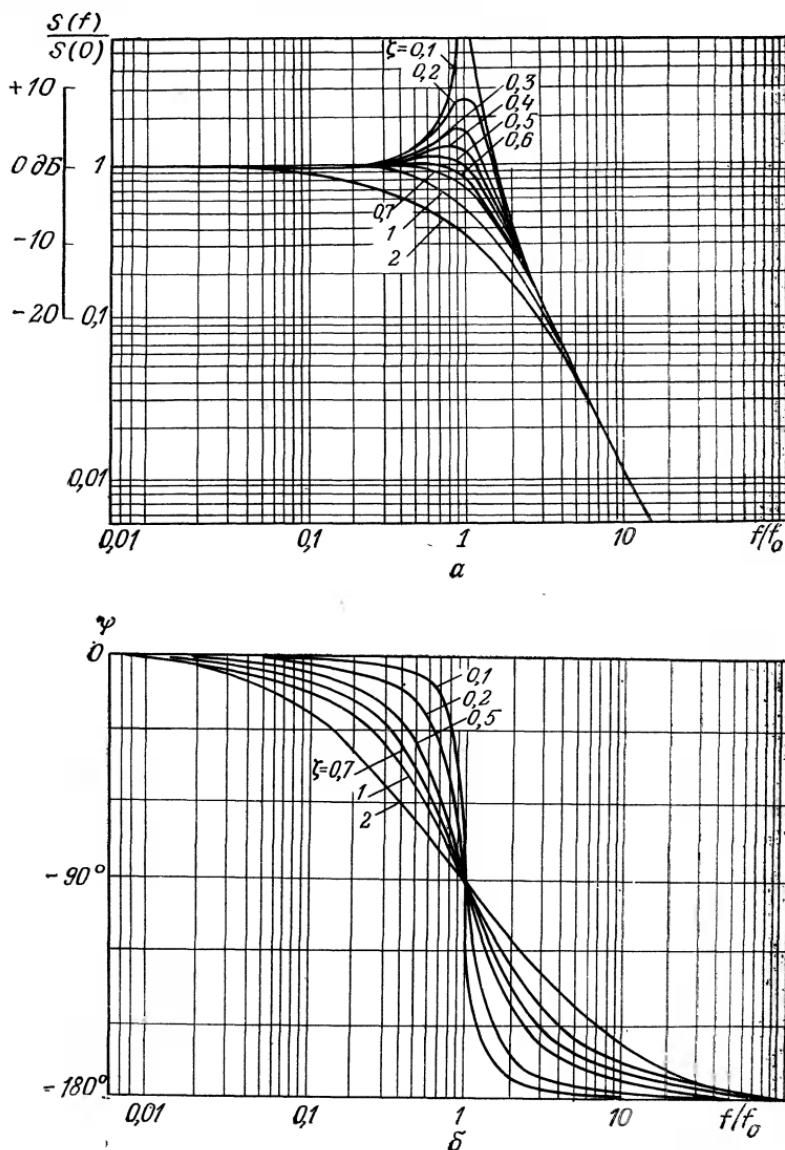


Рис. 2.6. Характеристики системы второго порядка.
а — амплитудно-частотная; б — фазо-частотная.

в котором находятся также датчик положения и схема вывода наружу электрического сигнала, регистрирующего движение чувствительной массы относительно продольной оси корпуса.

Пусть h_0 — положение точки a корпуса; h — положение точ-

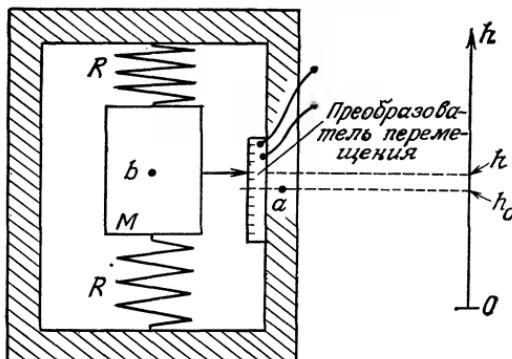


Рис. 2.7. Схематическое изображение акселерометра.

ки b чувствительной массы, выбранной так, что положению покоя соответствует $h=h_0$; F — коэффициент силы вязкого трения, пропорциональный скорости перемещения массы M относительно корпуса; C — коэффициент восстанавливающей силы пружин, пропорциональный перемещению массы M относительно корпуса. Пренебрежем силами связи массы M со вторичным преобразователем или, если этого нельзя сделать, включим эти силы в F и C .

Уравнение движения массы в общем виде можно тогда записать так:

$$M \frac{d^2h}{dt^2} = -F \frac{d}{dt}(h-h_0) - C(h-h_0).$$

Вторичный преобразователь чувствителен только к перемещению z массы M относительно корпуса, $z=h-h_0$. Записав предыдущее уравнение в функции z , получим

$$M(d^2z/dt^2) + F(dz/dt) + Cz = -M\gamma,$$

где $\gamma=d^2h_0/dt^2$ — ускорение массы, направленное вдоль оси акселерометра. Следовательно, рассматриваемая система хорошо описывается дифференциальным уравнением второго порядка.

Легко убедиться, что при $\gamma=\text{const}$ $z=-M\gamma/C$, т. е. перемещение массы пропорционально ускорению; при $\gamma=\Gamma_1 \cos \omega t$ $z=Z_1 \cos(\omega t+\psi)$ имеем:

$$Z_1 = \frac{M\Gamma_1}{C} \frac{1}{\sqrt{[1-(f/f_0)^2]^2 + 4\zeta^2(f/f_0)^2}},$$

$$\psi = \pi - \arctg \frac{2\zeta}{(f_0/f)[1-(f/f_0)^2]},$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{CM} \quad \text{и} \quad \zeta = \frac{1}{2} \frac{F}{\sqrt{CM}}.$$

Многие комбинированные датчики с первичными механическими преобразователями моделируются системами второго порядка.

2.4.4. Линейность характеристики

Понятие линейности. 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 величины (см. разд. 4.2).

В статическом режиме (разд. 2.4.2) линейность определяется наличием прямолинейного участка статической характеристики, и работа датчика остается линейной, пока вариации измеряемой величины не выходят за пределы этого участка. В динамическом режиме (разд. 2.4.3) при изменении измеряемой величины с частотой f чувствительность меняется по законам:

— для системы первого порядка —

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

— для системы второго порядка —

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

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, $S(0) = 0$.

Усредненная градуировочная прямая и отклонение от линейности. При определении градуировочной характеристики датчика по полученному некоторому числу пар точек (s_i и m_i) график этой характеристики будет несколько отличаться от прямой линии из-за неточности измерений и (или) несовершенства изготовления датчика. Распределение экспериментальных данных

можно аппроксимировать уравнением прямой, что обычно делают методом наименьших квадратов. Для такой прямой сумма квадратов отклонений ε_s экспериментальных точек минимальна.

Установлено, что приближение к прямой вида

$$s = am + b$$

достигается при

$$a = \frac{N \cdot \sum s_i \cdot m_i - \sum s_i \cdot \sum m_i}{N \cdot \sum m_i^2 - (\sum m_i)^2},$$

$$b = \frac{\sum s_i \cdot \sum m_i^2 - \sum s_i \cdot m_i \cdot \sum m_i}{N \cdot \sum m_i^2 - (\sum m_i)^2},$$

где N — число градуировочных точек.

Отклонение от линейности — это показатель, который позволяет оценить линейность градуировочной характеристики. Его определяют по максимальному отклонению градуировочной кривой от прямой линии, а отклонение выражают в процентах от максимального значения измеряемой величины в заданном диапазоне измерений. На рис. 2.8 в качестве примера приведена схема установки для определения нелинейности характеристики преобразования дифференциального трансформатора.

Отклонение от линейности определяют подсчетом числа интерференционных полос, которое преобразуется в аналоговое напряжение $V_{\text{оп}}$. Сигнал на выходе датчика для каждого отклонения сравнивается с соответствующим значением $V_{\text{оп}}$ в вычитающем устройстве, напряжение на выходе которого пропорционально отклонению от линейности.

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.

2.5.1. Определения

Быстродействие — это параметр датчика, позволяющий оценить, как выходная величина следует во времени за изменениями измеряемой величины. Быстродействие, таким образом, свя-

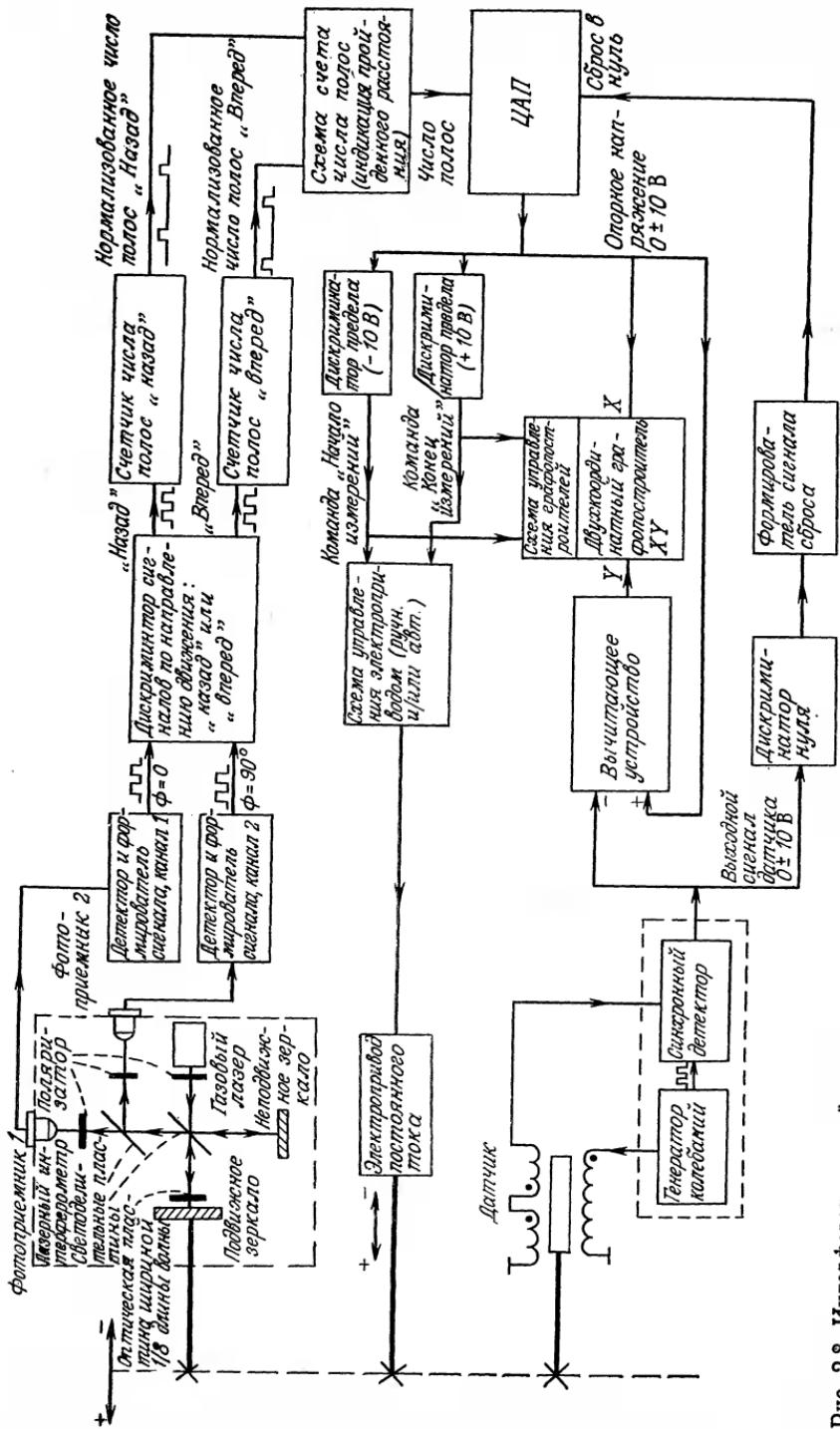


Рис. 2.8. Интерферционный стенд для измерения отклонений от линейности дифференциального трансформатора (документация фирмы «Шаевич»).

Отклонение измеряется путем подсчета числа N интерферционных полос и преобразуется в аналоговое напряжение V_{out} . Сигнал на выходе датчика для каждого отклонения сравнивается с соответствующей величиной V_{ref} с помощью вычитающего устройства, напряжение на выходе которого пропорционально отклонению от линейности.

зано 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 быстродействия, — 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 установленного значения. Время установления нужно, следовательно, всегда определять, указывая величину ϵ , которой оно соответствует, $t_r(\epsilon \%)$.

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

В большинстве случаев время установления на уровне ϵ служит экспериментатору показателем того, какое минимальное время должно пройти после изменения измеряемой величины, чтобы получить результат на выходе с заданной точностью. В других случаях время установления определяют в целях лучшего изучения характера переходного процесса (рис. 2.9).

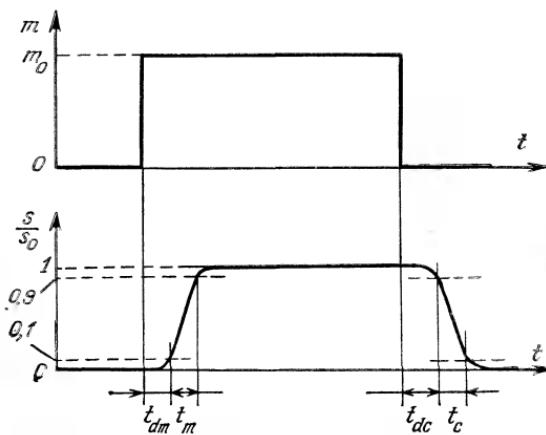


Рис. 2.9. Диаграммы ступенчатого воздействия на систему и ее отклика.

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

а) время задержки нарастания t_{dm} — время, необходимое для того, чтобы сигнал s на выходе увеличился от начального значения до 10% своего полного изменения;

б) время нарастания t_m — время, соответствующее увеличению выходного сигнала s от 10 до 90% своего полного изменения.

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

а) время задержки уменьшения (или спада) t_{dc} — время, необходимое, чтобы сигнал s на выходе уменьшился от начального значения до 10% своего полного изменения;

б) время убывания (спада) t_c — время, соответствующее уменьшению выходного сигнала s от 10 до 90% своего полного изменения.

2.5.2. Время установления для системы первого порядка

При ступенчатом изменении измеряемой величины от $m=0$ (для $t<0$) до $m=m_0$ (для $t\geq 0$) решением дифференциального уравнения системы

$$A(ds/dt) + Bs = m_0$$

с начальными условиями $s=0$ при $t=0$ является

$$s = s_0 [1 - \exp(-t/\tau)],$$

где $s_0 = m_0/B$ — величина s в установившемся режиме, $\tau = A/B$ — постоянная времени системы.

Пример выходного сигнала $s(t)$ показан на рис. 2.10. Время установления $t_r(\varepsilon\%)$ можно определить по графику или из ма-

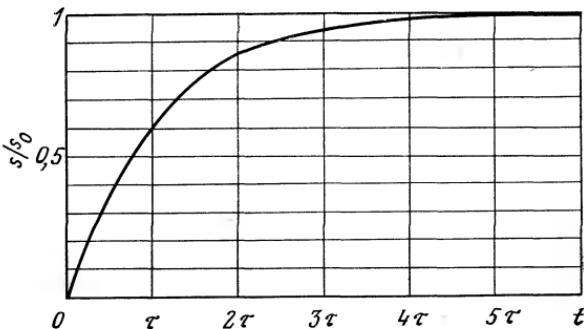


Рис. 2.10. Переходная функция системы первого порядка (изменение сигнала во времени после ступенчатого изменения измеряемой величины).

Таблица 2.1. Времена достижения некоторых уровней установившегося сигнала

$\varepsilon, \%$	10	5	2	1	0,1
$t_r(\varepsilon)$	2,3 τ	3,0 τ	3,9 τ	4,6 τ	6,9 τ

тематического выражения, описывающего этот график:

$$\exp\{-t_r(\varepsilon\%)/\tau\} = \varepsilon/100,$$

откуда $t_r(\varepsilon\%) = 2,3(2 - \lg \varepsilon)\tau$.

Значения $t_r(\varepsilon\%)$ для различных $\varepsilon\%$ приведены в табл. 2.1. Величина $t_r(\varepsilon\%)$ всегда пропорциональна постоянной времени системы, и, чтобы увеличить быстроту реакции, нужно уменьшать постоянную времени всех элементов системы, которые влияют на время установления.

Интересно отметить, что для экспоненциального переходного процесса постоянная времени τ обратно пропорциональна граничной частоте f_c :

$$\tau = A/B \text{ и } f_c = B/2\pi A, \text{ откуда } \tau = 1/2\pi f_c.$$

Различные параметры быстроты реакции могут, следовательно, быть выражены в функции граничной частоты. Так, например:

$$t_r(1\%) = 4,6\tau = 0,73/f_c,$$

и для времени нарастания или убывания

$$t_m = t_c = 2,2\tau = 0,35/f_c.$$

Чем выше граничная частота, тем выше быстродействие датчика. Уменьшение времени установления, с одной стороны, и расширение полосы пропускания, с другой, — это два взаимосвязанных аспекта повышения такого важнейшего качества датчика, как его быстродействие.

Как и частотная характеристика, время установления зависит не только от собственных характеристик датчика, но и от характеристик непосредственно связанных с ним элементов, окружающей среды или свойств носителя измеряемой величины.

Так, постоянная времени термометрического зонда выражается формулой (см. разд. 6.2.1):

$$\tau = K / (G_{0_{xc}} + G_{0_{ac}}),$$

где K — теплоемкость зонда; $G_{\theta_{xc}}$ — тепловая проводимость между датчиком и исследуемой средой, зависящая от свойств материала корпуса датчика и от природы среды; $G_{\theta_{ac}}$ — тепловая проводимость между датчиком и окружающей средой, зависящая от связи датчика с окружающей средой.

Влияние исследуемой среды становится ясным на примере платинового резистивного термометрического зонда, для которого время установления t_r (10%) составляет 2,6 с в воде, текущей со скоростью 0,2 м/с, и 40 с в воздухе, движущемся со скоростью 1 м/с.

2.5.3. Время установления для системы второго порядка

В случае ступенчатого изменения измеряемой величины от $s=0$ при $t<0$ до $s=s_0$ при $t \geq 0$ справедливо уравнение системы

$$A(d^2s/dt^2) + B(ds/dt) + Cs = s_0$$

при начальных условиях $s=0$ и $ds/dt=0$ при $t=0$, принятых с целью упрощения. Для установившегося режима $s_0=s_0/C$; переходный режим описывается как синусоидальный установившийся режим с собственной частотой ω_0 и коэффициентом затухания ζ :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{C/A},$$

$$\zeta = B/2\sqrt{CA}.$$

Вид решения зависит от величины ζ (рис. 2.11).

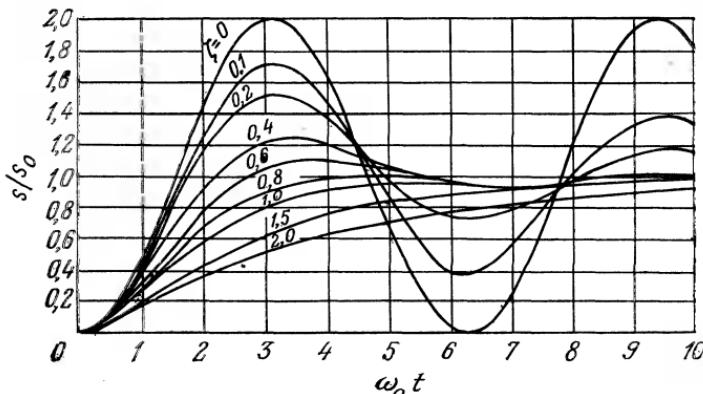


Рис. 2.11. Переходные функции системы второго порядка при различных значениях коэффициента затухания.

Система со слабым затуханием ($\zeta < 1$). Переходный режим — периодический затухающий, и выходной сигнал описывается выражением

$$s(t) = s_0 \left[1 - \frac{\exp(-\zeta\omega_0 t)}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_0 t + \psi) \right],$$

где $\psi = \arcsin \sqrt{1-\zeta^2}$.

Система с критическим затуханием ($\zeta = 1$). Переходный процесс — апериодический, выходной сигнал описывается выражением

$$s(t) = s_0 [1 - (1 + \omega_0 t) \exp(-\omega_0 t)].$$

Система с сильным затуханием ($\zeta > 1$). Функция $s(t)$ — апериодическая и описывается выражением

$$\begin{aligned} s(t) = s_0 \left\{ -\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \exp [(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t] + \right. \\ \left. + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \exp [(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t] + 1 \right\}. \end{aligned}$$

При любых значениях ζ ход функции s определяется также произведением $\omega_0 t$: чем больше ω_0 , тем быстрее меняется s ; время установления обратно пропорционально величине $\omega_0 = \sqrt{C/A}$, в связи с чем собственная частота $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ может служить параметром, характеризующим быстродействие системы.

Если хотят свести к минимуму время установления, то наиболее благоприятным в этом отношении является периодический затухающий режим ($\zeta < 1$). Оптимальная величина ζ зависит от допустимого отклонения ε (%):

а) для $\varepsilon = 10\%$ $\zeta_{\text{опт}} = 0,6$ и $t_r = 2,4/\omega_0$;

б) для $1\% < \varepsilon < 10\%$ оптимум ζ находится между 0,8 и 0,6, а величина t_r уменьшается от $t_r(1\%) \approx 6/\omega_0$ до $t_r(10\%) = 2,4/\omega_0$.

Отсюда видно, что значения ζ в диапазоне 0,6–0,7 наиболее подходят для получения удовлетворительной частотной характеристики. Поэтому, если рассматриваемая система должна одновременно иметь высокое быстродействие и примерно постоянную чувствительность в широком диапазоне частот, следует выбирать ζ в интервале от 0,6 до 0,7.

2.6. Параметры измерительной системы, влияющие на точность измерений

Можно ввести параметры, позволяющие оценить влияние, которое может оказывать на измеряемую величину присутствие датчика и других элементов измерительной системы. Такая

Таблица 2.2. Параметры датчиков, влияющие на точность измерений

Тип датчика	Параметры датчика, влияющие на точность
Дифференциальные трансформаторы (линейное перемещение)	Масса подвижной системы измерительного прибора (г) и усилие перемещения (Н)
Круглые потенциометры (угловое перемещение)	Момент инерции ($\text{г}\cdot\text{см}^2$) и крутящий момент ($\text{Н}\cdot\text{см}$)
Динамометрические элементы	Удлинение под нагрузкой (мм) или твердость ($\text{Н}/\text{м}$)
Манометры	Мертвый объем (см^3) и объем деформации под давлением (см^3)
Акселерометры	Поверхностная плотность ($\text{г}/\text{см}^2$) и площадь основания (см^2)
Терморезисторы, термопары	Теплоемкость ($\text{Дж}/^\circ\text{C}$) и тепловая проводимость между зондом и окружающей средой ($\text{Вт}/^\circ\text{C}$)

взаимозависимость определяется физическими процессами, происходящими в датчике, и их воздействием на измеряемую величину. В табл. 2.2 указаны параметры ИС, влияющие на точность, для некоторых конкретных датчиков. Влияние датчика на измеряемую величину зависит не только от характеристик датчика, но также от среды и носителя измеряемой величины. Следовательно, точность датчика следует оценивать не иначе, как в связи с условиями его применения.

Для датчика линейного перемещения точность измерений тем выше, чем меньше подвижная масса датчика и усилие, необходимое для ее перемещения, по сравнению с исследуемой массой и величиной приложенных к ней сил.

Для датчика давления точность измерений тем выше, чем меньше его собственный (мертвый) объем и объем деформации под действием измеряемой величины по отношению к замкнутому объему, давление в котором нужно измерить.

В случае датчика температуры для минимизации влияния необходимо, чтобы теплоемкость датчика и тепловая проводимость между ним и окружающей средой были существенно меньше, чем соответствующие величины, связанные с исследуемой средой.

Для некоторых типов датчиков минимальное влияние собственных параметров и высокая чувствительность являются противоречивыми требованиями: это особенно характерно для комбинированных датчиков, в которых промежуточное преобразование осуществляется в форме смещения или деформации. Возмущающее воздействие на измеряемую величину минимально, когда смещение или деформация в промежуточном преобразова-

теле очень мала, а чувствительность, наоборот, тем больше, чем более значительны смещения или деформации, которые необходимо затем преобразовать в электрический сигнал.

Например, значительная жесткость диафрагмы датчика давления повышает точность (деформационный объем мал), но уменьшает чувствительность. Аналогично, увеличение инерционной массы акселерометра повышает его чувствительность, но снижает точность из-за возмущающего воздействия, которое эта масса оказывает на движение исследуемого объекта.

Изменения измеряемой величины, вызванные присутствием датчика, следует рассматривать и как фактор, ухудшающий точность. В общем случае, возможны три типа погрешностей, обусловленных влиянием датчика:

- а) погрешности явным образом пренебрежимо малы;
- б) погрешностями пренебречь нельзя, но их можно оценить и внести необходимые поправки в результат измерений;
- в) измеряемая величина вычисляется по результатам измерений, в которые заведомо вносит вклад датчик.

Влияние датчика на измеряемую величину можно свести к нулю, применяя бесконтактные методы измерения; при этом связь между датчиком и носителем измеряемой величины осуществляется излучением (электромагнитным, акустическим и т. д.), один из параметров которого преобразуется в электрический сигнал с помощью имеющегося в датчике приемника излучения.

Примеры:

1. Измерение перемещений и деформаций на основе интерференции волнового излучения.
2. Измерение удаленности объекта, влияющего на индуктивность или емкость датчика.
3. Измерение толщины среды по поглощению ею оптического, микроволнового, ультразвукового или радиоактивного излучения.
4. Измерение линейной скорости на основе эффекта Доплера либо скорости вращения стробоскопическим методом.
5. Измерение температуры методами оптической пирометрии.

Библиография

Монографии

1. Afnor, Instruments de mesurage. Vocabulaire, Norme NF X07001, Paris, 1970.
2. Bassiere M., Gaignebet E., Métrologie générale, Paris, Dunod, 1966.
3. Collette G., Le choix des capteurs, Paris, La Documentation Française, 1977.

4. Coombs C. F., Basic Electronic Instrument Handbook, McGraw, N.-Y., 1972.
5. Topping J., Errors of observation and their treatment, Londres, Chapman and Hall, 1972.

Периодические издания

6. Bourateu J. P., L'étalonnage des capteurs de force de grande capacité, *Bulletin BNM*, 34, 29 (1978).
7. Canton H., Fromentin J., Application des mesures électriques à l'étalonnage des capteurs d'accélération, *Bulletin BNM*, 36, 54 (1979).
8. Cunningham M. J., Measurements errors and instrument inaccuracies, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 901 (1981).
9. Damion J. P., Moyens d'étalonnage dynamique des capteurs de pression, *Bulletin BNM*, 30, 7 (1977).
10. Fromentin J., Méthodes d'étalonnage absolues de capteurs d'accélération moyenne fréquence, *Bulletin BNM*, 15, 15 (1974).
11. Politch J., An interferometric system for calibration of kinematic transducers, *ISA Transactions*, 11, 52 (1972).

Дополнительная литература

1. Логинов В. Н. Электрические измерения механических величин.—М.: Энергия, 1976.—104 с.
2. Розенберг В. Я. Введение в теорию точности измерительных систем.—М.: Сов. радио, 1975.—304 с.
3. Земельман М. А., Миц Н. П. Планирование технических измерений и оценка их погрешностей.—М.: Сов. радио, 1978.—308 с.
4. Тиль Р. Электрические измерения неэлектрических величин/Пер. с нем.—М.: Энергоатомиздат, 1987.—193 с.
5. Тойберт П. Оценка точности результатов измерений/Пер. с нем. под ред. Е. И. Сычева.—М.: Энергоатомиздат, 1988.—88 с.
6. Долинский Е. Ф. Погрешности измерений и обработка результатов измерений.—М.: Машиностроение, 1967.—310 с.
7. Рабинович С. Г. Погрешности измерений.—М.: Энергия, 1978.—262 с.
8. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений.—Л.: Энергоатомиздат, 1985.—248 с.

3. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПАССИВНЫХ ДАТЧИКОВ

3.1. Общие характеристики схем формирования сигналов

3.1.1. Основные типы схем

Вариации импеданса Z_c пассивного (параметрического) датчика, связанные с изменениями измеряемой величины m , могут быть преобразованы в электрический сигнал путем включения датчика с источником напряжения e_s или тока i_s в измерительную схему. При этом измерительная схема характеризуется собственным импедансом Z_k , а измеряемая величина преобразуется либо в напряжение выходного электрического сигнала

$$v_m = e_s F(Z_k, Z_c),$$

как в случае потенциометрических и мостовых схем, либо в изменение частоты

$$f_m = G(Z_k, Z_c),$$

как в генераторных схемах.

Потенциометрическая схема (рис. 3.1, *а*) привлекает своей простотой, но ее главным недостатком является чувствительность к паразитным помехам; то же справедливо и для реостатной схемы с источником тока (рис. 3.1, *б*), при $Z_1 \ll Z_c$. В мостовой схеме, содержащей два делителя, дифференциальным включением датчиков удается существенно снизить влияние внешних факторов.

Когда в таких схемах формирования сигналов используют источник синусоидального напряжения e_s , то выходной сигнал схемы является результатом модуляции питающего напряжения сигналом Z_c . При этом для извлечения информации необходимо продетектировать, а затем отфильтровать выходной сигнал. Для выполнения этих операций желательно, чтобы частота источника по меньшей мере в 5 раз превосходила максимальную частоту изменения измеряемой величины. Однако если частота питающего напряжения относительно высока, то на погрешность измерений начинают заметно влиять реактивные сопротивления паразитных емкостей и индуктивностей и их необходимо учитывать при измерениях. В измерительных схемах на постоянном токе, когда датчик является чисто активным сопротивлением,

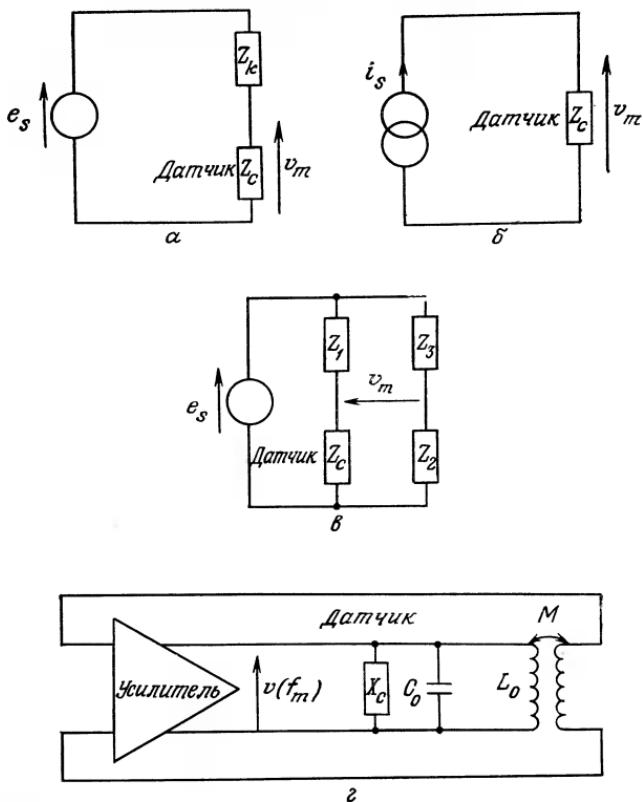


Рис. 3.1. Измерительные схемы с пассивными датчиками.
а — потенциометрическая; б — реостатная; в — мостовая; г — генераторная.

этот фактор несуществен, однако следует заботиться об устранении термо-э.д.с. и дрейфов.

Генераторы, используемые в схемах формирования сигналов датчиков, могут быть источниками синусоидальных (рис. 3.1, г) или прямоугольных сигналов; информация содержится в частоте этих сигналов, что обеспечивает хорошую защиту от паразитных влияний, особенно в случае телеметрии. Кроме того, упрощается преобразование измеряемой величины в код, для чего достаточно подсчитать число периодов колебаний в единицу времени.

3.1.2. Параметры схем формирования

Чувствительность и линейность. Изменению Δt измеряемой величины соответствует изменение ΔZ_c импеданса датчика, которое в зависимости от типа схемы вызывает изменение либо

амплитуды, либо частоты измеряемого напряжения. Общая чувствительность S_a измерительной схемы равна

$$S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta m}, \text{ т. е. } S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \text{ (амплитуда),}$$

$$S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta m}, \text{ т. е. } S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \text{ (частота).}$$

В этих выражениях чувствительность собственно схемы формирования равна соответственно:

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \text{ и } \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c}.$$

а чувствительность датчика

$$S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}.$$

Для получения хорошей чувствительности схемы формирования важен соответствующий выбор Z_k .

Передаточная характеристика схемы линейна, если чувствительность схемы не зависит от Z_c ; соединение линейной схемы формирования с линейным датчиком обеспечивает пропорциональность сигнала измеряемой величине. Если схема формирования нелинейна, то ее можно линеаризовать, заменяя один из ее компонентов вторым датчиком (дифференциальное включение), имеющим обратную первому характеристику.

Рассмотрим, не нарушая общности выводов, пример резистивного датчика с импедансом R_k и схемы формирования сигнала, состоящей из резисторов R_c , чувствительных к измеряемой величине; тогда можно написать

$$v_m = e_s F(R_k, R_c),$$

$$dv_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial m} \right) dm.$$

Характеристика такой схемы с датчиком линейна при условии

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial m} = \text{const.}$$

В простейшем случае, когда потенциометр состоит из сопротивления R_1 и резистивного датчика R_c , имеем

$$v_m = e_s \frac{R_c}{R_1 + R_c},$$

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_1} = e_s \frac{-R_c}{(R_1 + R_c)^2}, \quad \frac{\partial v_m}{\partial R_c} = e_s \frac{R_1}{(R_1 + R_c)^2},$$

и чувствительность равна

$$S_a = \frac{e_s}{(R_1 + R_c)^2} \left(R_1 \frac{dR_c}{dm} - R_c \frac{dR_1}{dm} \right).$$

Выбирая в качестве R_1 датчик, подобный R_c , но такой, в котором воздействие измеряемой величины вызывает обратное по знаку приращение сопротивления:

$$\frac{dR_c}{dm} = -\frac{dR_1}{dm} = S,$$

получаем

$$\frac{dR_c}{dm} + \frac{dR_1}{dm} = 0, \text{ следовательно, } R_1 + R_c = 2R_{c0} = \text{const.}$$

Общая чувствительность измерительной схемы в этом случае равна

$$S_a = \frac{e_s}{2R_{c0}} S$$

и постоянна. Поскольку линеен каждый из датчиков, линейна и вся схема. Если датчик сам по себе нелинеен, иногда удается скомпенсировать его нелинейность направленной в обратную сторону нелинейностью характеристики схемы формирования; тогда вся совокупность (датчик — схема формирования) оказывается квазилинейной по крайней мере в ограниченном диапазоне изменения измеряемой величины.

Компенсация воздействия влияющих величин. Если датчик чувствителен к какой-либо из влияющих величин, например, температуре или излучению, необходимо по возможности устранить это влияние на выходной сигнал датчика.

Рассмотрим резистивный датчик с соответствующей схемой формирования, для которой выполняется условие

$$v_m = e_s F(R_k, R_c).$$

Влияющая величина амплитуды g может воздействовать на определенные компоненты схемы формирования и на сам датчик; при этом ее приращения dg вызывают вариации dv_m измеряемого напряжения

$$dv_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial g} \right) dg.$$

Изменения величины g не оказывают влияния на выходное напряжение, когда выполняется условие

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial g} = 0.$$

Если, например, влиянию величины g подвержены только собственно резистивные элементы схемы, но их изменения при этом идентичны изменениям сопротивления R_c датчика:

$$\frac{\partial R_k}{\partial g} = \frac{\partial R_c}{\partial g},$$

то компенсация вариаций величины g будет достигаться при условии

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_k} = - \frac{\partial v_m}{\partial R_c}.$$

Для потенциометрической схемы, рассмотренной выше, этому условию удовлетворяет равенство абсолютных приращений сопротивлений $R_1 = R_c$.

3.2. Потенциометрические схемы

3.2.1. Схемы с резистивными датчиками

Датчик с изменяющимся сопротивлением R_c , включенный последовательно с резистором постоянного сопротивления R_1 , питается источником с внутренним сопротивлением R_s , э.д.с. e_s которого постоянна или переменна (рис. 3.2). Выходное напряжение v_m , измеряемое на выходе датчика прибором с входным сопротивлением R_d , равно

$$v_m = e_s \frac{R_c R_d}{R_c (R_s + R_1) + R_d (R_s + R_1 + R_c)}.$$

Напряжение на выходе датчика не зависит от используемого измерительного прибора при $R_d \gg R_c$; в этом случае оно равно

$$v_m = e_s \frac{R_c}{R_c + R_1 + R_s}$$

и является нелинейной функцией R_c .

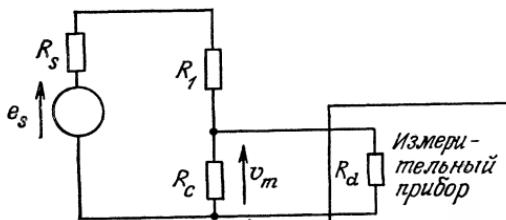


Рис. 3.2. Потенциометрическая схема с вторичным измерительным прибором.

Линеаризация измерений. Желательно, чтобы вариации Δv_m измеряемого напряжения были пропорциональны вариациям ΔR_c сопротивления датчика.

Работа на малом участке характеристики. Сопротивление датчика меняется от R_{c0} до $R_{c0} + \Delta R_c$, вызывая изменения напряжения v_m от v_{m0} до $v_{m0} + \Delta v_m$:

$$v_{m0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + R_1 + R_s} \frac{1}{1 + \Delta R_c/(R_{c0} + R_1 + R_s)}.$$

При условии $\Delta R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$ с точностью до малых величин второго порядка имеем

$$\Delta v_m = e_s \frac{(R_s + R_1) \Delta R_c}{(R_{c0} + R_1 + R_s)^2}.$$

Чувствительность схемы формирования $\Delta v_m / \Delta R_c$ максимальна, если выбрать $R_s + R_1 = R_{c0}$; в этом случае

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

Если внутреннее сопротивление источника R_s мало, то чувствительность максимальна на относительно большом участке характеристики, что подтверждается предыдущей формулой, поскольку в этом случае с хорошим приближением можно полагать, что $R_1 \approx R_{c0}$.

Питание схемы источником тока. Внутреннее сопротивление источника R_s очень велико: $R_s \gg R_{c0} + R_1$. В этом случае должно выполняться условие $R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$. Подставляя $i_s = e_s / R_s$, получим $\Delta v_m = i_s \Delta R_c$.

Дифференциальное включение датчиков. Заменяя постоянное сопротивление R_1 (см. рис. 3.2) вторым датчиком, идентичным первому, но с вариациями сопротивления обратного знака $R_1 = -R_{c0} - \Delta R_c$, получим при включении этих двух датчиков навстречу друг другу так называемую двухтактную схему. Это могут быть, например, два одинаковых тензометрических датчика, подвергающихся одинаковым, но противоположным по знаку деформациям.

Тогда

$$v_{m0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + \Delta R_c + R_s + R_{c0} - \Delta R_c},$$

откуда

$$\Delta v_m = e_s \frac{\Delta R_c}{2R_{c0} + R_s}.$$

Компенсация воздействия влияющих величин. Их влияние, как отмечалось выше, может быть скомпенсировано дифферен-

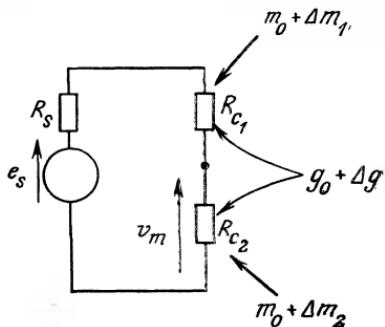


Рис. 3.3. Потенциометрическая схема с дифференциальным включением датчиков.

циальным включением датчиков (см. рис. 3.3) с текущими сопротивлениями R_{c1} и R_{c2} , приращения которых вызывают соответствующие приращения Δm_1 и Δm_2 измеряемой величины, g — величина влияющего фактора, а Δg — ее приращение, одинаковое для двух датчиков.

До воздействия измеряемой величины

$$m = m_0, \quad g = g_0,$$

$$R_{c1} = R_{c2} = R_{c0}, \quad v_m = v_{m0} = e_s / 2.$$

После воздействия измеряемой величины имеем:

$$R_{c1} = R_{c0} + \Delta R_{c1}, \quad \text{где} \quad \Delta R_{c1} = S_g \Delta g + S \Delta m_1,$$

$$R_{c2} = R_{c0} + \Delta R_{c2}, \quad \text{где} \quad \Delta R_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m_2.$$

Здесь $R_g = \Delta R_c / \Delta g$ — чувствительность каждого датчика к влияющей величине, $S = \Delta R_c / \Delta m$ — чувствительность датчиков к измеряемой величине. Выходное напряжение равно $v_m = v_{m0} + \Delta v_m$. Полагая $R_s \ll R_{c0}$, получим:

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \frac{\Delta R_{c2} - \Delta R_{c1}}{1 + (\Delta R_{c1} + \Delta R_{c2}) / 2R_{c0}}.$$

Если первый из датчиков не подвергается воздействию измеряемой величины ($\Delta m_1 = 0$), то

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \frac{S \Delta m_2}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}}$$

при условии, что $S \Delta m_2 \ll R_{c0}$.

При совместных измерениях, когда $\Delta m = \Delta m_2 = -\Delta m_1$, имеем:

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2R_{c0}} \frac{S \Delta m}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}}.$$

В обоих случаях приращение сигнала Δv_m пропорционально только вариациям измеряемой величины, а общая чувствитель-

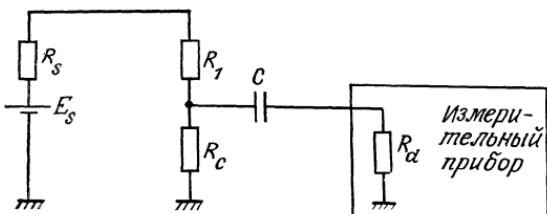


Рис. 3.4. Потенциометрическая схема с устранием постоянной составляющей.

нность схемы с датчиками $S_a = \Delta v_m / \Delta t$ от приращения влияющей величины g зависит слабо (влияние только члена $S_g \Delta g / R_{co}$).

Исключение постоянной составляющей из выходного сигнала. Недостатком рассмотренной потенциометрической схемы является наличие в выходном сигнале постоянной составляющей, не содержащей полезной информации. Относительно большое значение этой составляющей требует использования вольтметров с неоправданно широким диапазоном измерений. Нередко это приводит к увеличению погрешности измерений и, во всяком случае, к неэффективному использованию измерительных средств.

Для выделения полезной (переменной) составляющей сигнала можно использовать емкостную связь между датчиком и вольтметром, как это показано на рис. 3.4. Конденсатор C и внутреннее сопротивление R_d вольтметра образуют фильтр верхних частот.

Если v_{mo} — постоянная составляющая напряжения на выходе схемы, то фильтр верхних частот позволяет отделить переменную составляющую Δv_m от v_{mo} . Необходимо лишь, чтобы нижняя граничная частота фильтра $f_c = 1/2\pi R_d C$ была меньше самой низкой частотной составляющей измеряемой величины.

Обычно для устраниния постоянной составляющей используют мостовую схему, представляющую собой двойной потенциометр, и потенциометрическую схему с симметричным питанием.

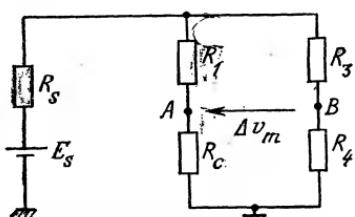


Рис. 3.5. Мостовая схема.

В мостовой схеме, представленной на рис. 3.5, параллельно сопротивлениям R_1 и R_c включают сопротивления R_3 и R_4 , которые здесь предполагаются постоянными. Эти сопротивления выбирают такими, чтобы относительно массы потенциал в точке B равнялся v_{mo} , потенциал

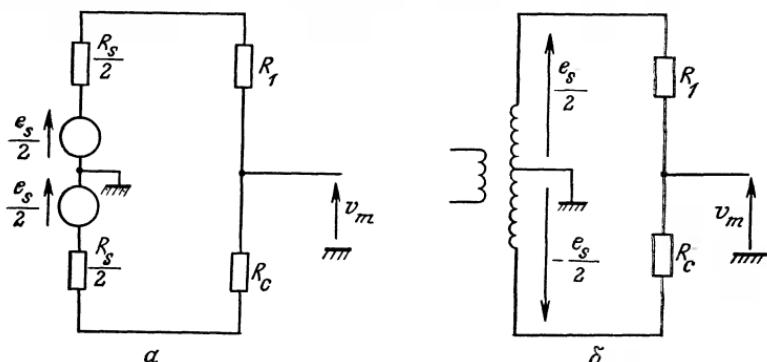


Рис. 3.6. Потенциометрические схемы с симметричным питанием.

в точке A был бы равен $v_{m0} + \Delta v_m$, а измеряемое между точками A и B выходное напряжение было бы равно Δv_m .

Условием равенства потенциала в точке B значению v_{m0} является соотношение

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_{c0}}{R_c + R_{c0}},$$

откуда $R_1 R_4 = R_3 R_{c0}$.

Это условие равновесия моста Уитстона, который детально описан в разд. 3.3.1.

Потенциометрические схемы с симметричным питанием представлены на рис. 3.6.

Выходное напряжение v_m , измеряемое относительно массы, определяется выражением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{R_c - R_1}{R_c + R_1 + R_s}.$$

Выбирая R_1 равным сопротивлению датчика R_{c0} при $m = m_0$, т. е. до начала воздействия измеряемой величины, и полагая $R_s \ll R_{c0}$, при $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ получим

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c / 2R_{c0}},$$

т. е. выходное напряжение не содержит постоянной составляющей.

Влияние нестабильности напряжения питания. Это влияние сказывается на изменении чувствительности потенциометрических схем. В схеме с несимметричным питанием (см. рис. 3.7, а) флюктуации Δe напряжения e_{s0} приводят в процессе измерений

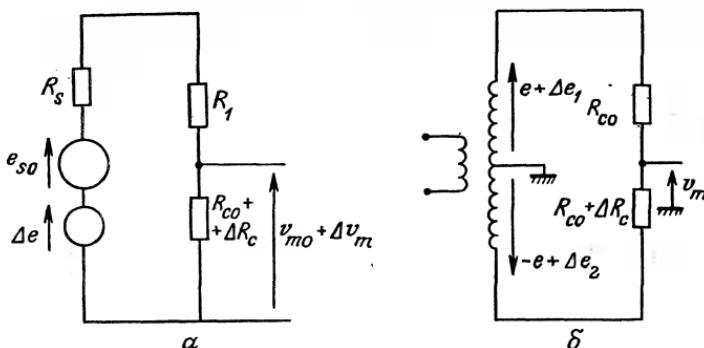


Рис. 3.7. Потенциометрические схемы с компенсацией влияния нестабильности питающего напряжения.

а — с несимметричным питанием; *б* — с симметричным питанием.

к приращениям выходного сигнала (с погрешностью до величины второго порядка значимости)

$$\Delta v_m = e_{s0} \frac{R_s + R_1}{(R_s + R_1 + R_{co})^2} \Delta R_c + \frac{R_{co}}{R_s + R_1 + R_{co}} \Delta e.$$

При этом трудно выделить приращения, обусловленные отдельно изменениями ΔR_c и Δe .

В схеме с симметричным питанием (рис. 3.7, б) следует учитывать два влияющих воздействия — Δe_1 и Δe_2 — на приращения измерительного сигнала напряжения (с точностью до малых второго порядка)

$$\Delta v_m = \frac{e}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{co}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}.$$

Кроме частного случая, когда $\Delta e_1 = -\Delta e_2$, невозможно выделить полезную составляющую выходного сигнала, связанную только с изменением ΔR_c .

3.2.2. Измерительные схемы с индуктивными и емкостными датчиками

Пусть датчик с импедансом $Z_c = R_c + jX_c$ включен последовательно с импедансом $Z_1 = R_1 + jX_1$ в цепь с источником синусоидальной э.д.с. e_s , внутренний импеданс источника предполагается пренебрежимо малым. Рассмотрим особенности измерительных схем в зависимости от соотношений X_1 и X_c .

1. $X_1 = 0$. В этом случае импеданс Z_1 представляет собой постоянное активное сопротивление R_1 (рис. 3.8, а). Когда импе-

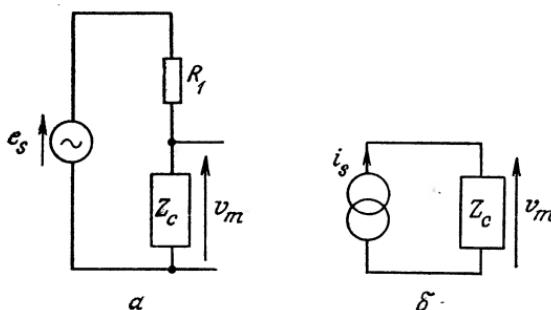


Рис. 3.8. Измерительные схемы импеданса датчиков.

a — с источником напряжения, питающего потенциометрическую схему; *b* — с источником тока в реостатной схеме.

импеданс датчика изменяется от Z_{c0} до $Z_{c0} + \Delta Z_c$, напряжение на его клеммах меняется на Δv_m :

$$\Delta v_m = e_s \frac{R_1 \Delta Z_c}{(Z_{c0} + R_1)^2} \frac{1}{1 + \Delta Z_c / (Z_{c0} + R_1)}.$$

При выборе $R_1 \gg |Z_{c0}|$ предыдущее выражение упрощается, т. е.

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{R_1} \Delta Z_c,$$

и через импеданс Z_c протекает постоянный ток $i = e_s / R_1$.

Это означает возможность замены источника напряжения e_s источником тока i_s и отказ от сопротивления R_1 (рис. 3.8, б); тогда вариации выходного напряжения составят $\Delta v_m = i_s \Delta Z_c$.

2. X_1 и X_c изменяются в одном направлении. Рассмотрим схему на рис. 3.9, а, образованную двумя датчиками Z_1 и Z_c .

В отсутствие измеряемой и влияющей величин импедансы датчиков равны Z_{c0} .

При воздействиях этих величин импедансы датчиков изменяются, причем

$$Z_1 = Z_{c0} + \Delta Z_1, \quad Z_c = Z_{c0} + \Delta Z_c,$$

где $\Delta Z_1 = S_g \Delta g$ и $\Delta Z_c = S_g \Delta g + S \Delta m$.

Здесь S_g — чувствительность, характеризующая воздействие на Z_1 и Z_c влияющей величины при изменении ее на Δg ; S_1 и S — чувствительности соответствующих датчиков при изменениях измеряемой величины соответственно на Δm_1 и Δm .

Выходное напряжение при этом равно

$$v_m = e_s \frac{Z_{c0} + \Delta Z_c}{2Z_{c0} + \Delta Z_1 + \Delta Z_c},$$

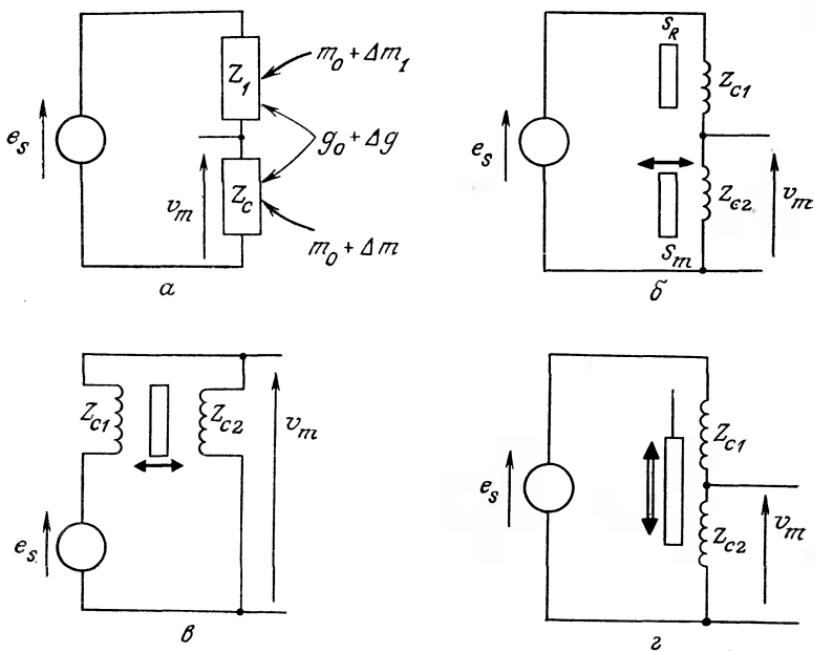


Рис. 3.9. Потенциометрические схемы с дифференциальным включением идентичных датчиков.

а — принципиальная схема; *б* — датчик расстояния, использующий токи Фуко с компенсацией влияющей величины (S_R — неподвижная металлическая поверхность, S_m — подвижная поверхность); *в* — датчики типа *б* с дифференциальным включением; *г* — датчики перемещения с дифференциальным включением.

а его изменение относительно начального значения $e_s/2$ составляет

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta Z_c - \Delta Z_1}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + (\Delta Z_1 + \Delta Z_c)/2Z_{c0}}.$$

Если датчик с импедансом Z_1 играет только роль компенсатора влияющей величины, то

$$S_1 \Delta m_1 = 0, \text{ а } \Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + (2S_g \Delta g + S \Delta m)/2Z_{c0}}.$$

Когда $S_g \Delta g$ и $S \Delta m$ оказываются существенно меньше Z_{c0} , то с точностью до малых величин второго порядка можно записать, что

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}.$$

Для случая взаимно обратных реакций датчиков на одно и то же воздействие измеряемой величины

$$S_1 \Delta m_1 = -S \Delta m$$

имеем

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + S_g \Delta g / Z_{c0}}.$$

Сигнал Δv_m в этом случае дифференциального включения датчиков является линейной функцией приращения измеряемой величины, и когда $S_g \Delta g \ll |Z_{c0}|$, то

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}},$$

т. е. исключается также и влияющее воздействие. Такое включение целесообразно только для индуктивных датчиков с движимым сердечником, предназначенных для измерения перемещений и расстояния (рис. 3.9, б, в, г).

При включении в потенциометрическую схему емкостного датчика возникает погрешность, вызванная наличием паразитных емкостей, образуемых каждой пластиной конденсатора (датчика) с массой. Действительно, как видно из рис. 3.10, а, паразитные емкости C_{p2} и C_{p3} включены параллельно емкости датчика и их изменения неотличимы от изменений емкости датчика, а емкость C_{p1} включена параллельно источнику и ее влияние пренебрежимо мало (если емкостное сопротивление C_{p1} велико по сравнению с импедансом источника).

В этом случае вместо потенциометрической лучше применять гальванометрическую схему, представленную на рис. 3.10, б. В этой схеме измеряется ток i_m , который определяют с помощью прибора с очень малым входным сопротивлением R_d . Паразитная емкость, параллельная R_d , на погрешность измерений оказывает пренебрежимо малое влияние.

Пренебрегая значением R_d , измеряемый ток можно выразить формулой

$$i_m = ej\omega (C_1 - C_2).$$

Если C_1 — емкость датчика: $C_1 = C_0 + \Delta C$ и $C_2 = C_0$, то

$$i_m = ej\omega \Delta C.$$

В качестве примера работы двух включенных дифференциально конденсаторных датчиков C_1 и C_2 рассмотрим:

а) датчики перемещения с изменяющейся площадью поверхности пластин ΔA (см. разд. 7.3.2), для которых

$$\Delta C_1 = \epsilon_0 \Delta A / D_0, \quad \Delta C_2 = -\epsilon_0 \Delta A / D_0,$$

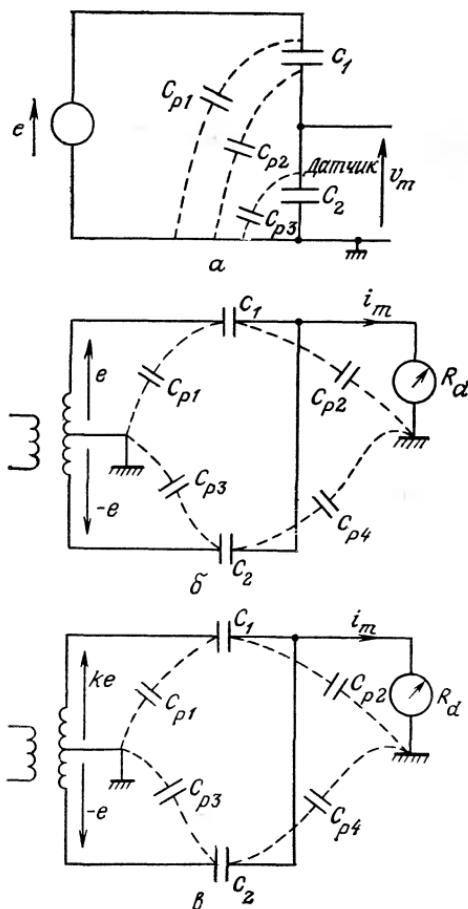


Рис. 3.10. Измерительные схемы с емкостным датчиком.

α — потенциометрическая; *β* — гальванометрическая; *γ* — гальванометрическая с трансформатором питающего напряжения с переменным коэффициентом трансформации.

откуда $\Delta C_1 = -\Delta C_2 = \Delta C$ и $i_m = 2e\omega\Delta C$, т. е. следует, что схема линейна;

б) датчики перемещения с изменяющимся расстоянием между пластинами конденсатора (см. разд. 7.3.3), для которых

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 - d} = C_0 \frac{1}{1 - d/D_0}, \quad C_2 = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 + d} = C_0 \frac{1}{1 + d/D_0},$$

$$C_1 - C_2 = 2C_0 \frac{d}{D_0} \frac{1}{1 - (d/D_0)^2} \simeq 2C_0 \frac{d}{D_0} \quad \text{при} \quad (d/D_0)^2 \ll 1$$

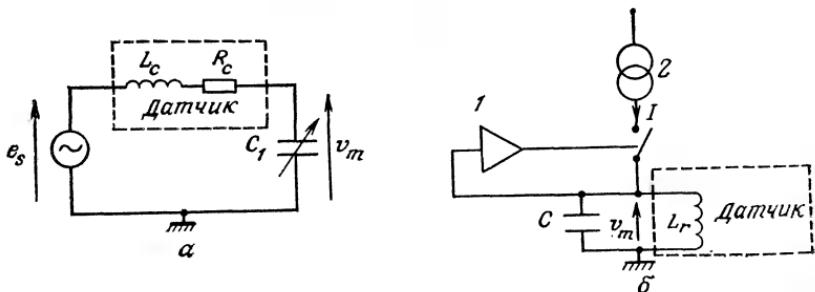


Рис. 3.11. Частотно-задающие контуры с индуктивными датчиками.

a — последовательная схема; *b* — параллельный контур (Electro-Corporation). 1 — управляемый контакт; 2 — источник постоянного тока.

и $i_m = 2e\omega C_0(d/D_0)$, откуда следует, что схема квазилинейна для небольших перемещений.

Гальванометрические схемы в общем случае включают и трансформатор отношений (рис. 3.10, *в*): амплитуды напряжений на каждом выходе находятся в соотношении k , точно определяемом положением отвода на землю. В этом случае измеряемый ток равен:

$$i_m = e\omega (kC_1 - C_2).$$

Если C_1 — емкость C_e переменного опорного конденсатора и C_2 — емкость датчика C_c , то эту последнюю можно определить с большой точностью по исчезновению измеряемого тока, наступающему при условии $C_c = kC_e$.

3. X_1 и X_c имеют противоположные знаки. Пусть X_1 — емкостное сопротивление конденсатора C_1 переменной емкости с воздушным диэлектриком (рис. 3.11, *а*). Напряжение на конденсаторе в этом случае определяется как

$$v_m = e_s \frac{-j}{C_1\omega} \frac{1}{R_c + j \left(L_c\omega - \frac{1}{C_1\omega} \right)}.$$

При изменении емкости переменного конденсатора C_1 возникает резонанс, при котором максимальная амплитуда напряжения на конденсаторе равна

$$v_{m \text{ макс}} = E_s \frac{1}{R_c C_1 \omega}.$$

Здесь E_s — амплитуда источника; отсюда следует, что

$$L_c = \frac{1}{C_1 \omega^2}, \quad R_c = \frac{E_s}{v_{m \text{ макс}}} \frac{1}{C_1 \omega}.$$

На рис. 3.11, б представлена схема, в которой катушка датчика с индуктивностью L и сопротивлением r образует с постоянным конденсатором C параллельный колебательный контур, резонансная частота которого

$$F_0 = 1/2\pi \sqrt{LC} \quad (L\Omega_0/r \gg 1).$$

Контур возбуждается источником постоянного тока I , прерываемым с частотой F_0 управляемым контактом; при этом напряжение на колебательном контуре равно v_m . Учитывая резонансное свойство контура, его можно рассматривать как возбуждаемый синусоидальным сигналом на частоте F_0 , а сила протекающего через него тока $i = kI \cos \Omega_0 t$, где k ($k < 0$) зависит от скважности тока прерывателя. При этих условиях напряжение v_m на зажимах контура будет иметь амплитуду

$$v_m = kI \frac{L^2 \Omega_0^2}{r}.$$

Такая схема позволяет обойтись без источника с регулируемой частотой, так как возбуждение схемы на соответствующей частоте происходит автоматически.

3.2.3. Недостатки потенциометрической схемы

Основные трудности использования потенциометрической схемы связаны с опасностью изменения чувствительности из-за дрейфа источников питания и паразитных влияний.

Несимметричное питание (рис. 3.11, а). При одновременном изменении в электрической цепи сопротивления датчика $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ и флюктуации напряжения источника $e_s = e_{s0} + \Delta e$ вариация Δv_m измеряемого напряжения с точностью до малых второго порядка равна

$$\Delta v_m = e_{s0} \frac{R_s + R_1}{(R_s + R_1 + R_{c0})^2} \Delta R_c + \frac{R_{c0}}{R_s + R_1 + R_{c0}} \Delta e.$$

Очевидно, трудно заранее определить составляющие Δv_m , ответственные за ΔR_c и Δe .

Симметричное питание (рис. 3.11, б). В этом случае нужно рассмотреть паразитные влияния на ΔR_c отклонений Δe_1 и Δe_2 , индуцированных в двух ветвях источника; при этом общая вариация измеряемого напряжения с точностью до малых второго порядка определяется выражением

$$\Delta v_m = \frac{e}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}.$$

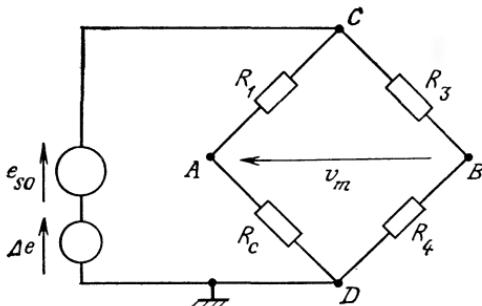


Рис. 3.12. Резистивный мост.

Вариацию, связанную только с изменением ΔR_c , можно выявить только в частном случае $\Delta e_1 = -\Delta e_2$.

3.3. Мостовые схемы

Как отмечалось выше, мостовые схемы позволяют исключить постоянную составляющую измеряемого напряжения. Мостовая схема представляет собой двойной потенциометр с дифференциальным включением.

Рассмотрим вопросы линеаризации характеристик мостовых схем и компенсации влияющих величин.

Преимущества мостовых схем — в большей, чем присущей потенциометрическим измерительным схемам, точности и меньшей чувствительности к шумам и дрейфу параметров источника питания. Эти основные достоинства мостов можно показать на примере резистивного моста (рис. 3.12).

С учетом флуктуаций Δe э.д.с e_{s0} источника напряжения в точках A и B диагонали моста равны

$$v_A = e_{s0} \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c} + \Delta e \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c},$$

$$v_B = e_{s0} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta e \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

В положении равновесия моста

$$\frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad v_A = v_B.$$

Выходное напряжение v_m , представляющее собой разность напряжений $v_A - v_B$, определяется выражением

$$v_m = e_{s0} \left(1 + \frac{\Delta e}{e_{s0}} \right) \frac{R_1 \Delta R_c}{(R_1 + R_{c0} + \Delta R_c)(R_1 + R_{c0})}.$$

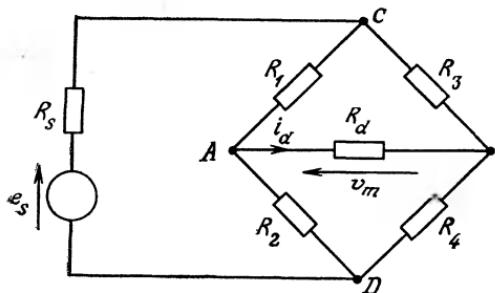


Рис. 3.13. Мост Уитстона.

Сравнение с потенциометрической схемой (разд. 3.2.3) показывает, что влияние флуктуаций Δe на выходное напряжение в мостовой схеме существенно уменьшается, если $\Delta R_c \ll R_{c0}$.

3.3.1. Измерение сопротивлений мостом Уитстона

Условия равновесия и разбаланса. Общая схема моста Уитстона показана на рис. 3.13. Э.д.с. $e_s = e_{s0} + \Delta e$, R_s — внутреннее сопротивление источника, R_d — входное сопротивление устройства, измеряющего ток или напряжение разбаланса в диагонали моста. По уравнениям Кирхгофа можно определить ток i_d в диагонали моста

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{\{R_1 R_4 (R_2 + R_s) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3) (R_2 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)\}}.$$

Мост находится в равновесии, когда $v_A = v_B$, при этом $i_d = 0$, что обусловлено соотношением

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

Условие равновесия зависит только от сопротивления плеч моста, оно не зависит от внутреннего сопротивления источника питания и входного сопротивления прибора, измеряющего ток или напряжение в диагонали.

Обычно мост питают источником, внутреннее сопротивление которого мало: $R_s \ll R_1, R_2, R_3, R_4, R_d$. В идеальном случае $R_s = 0$ выражение для i_d упрощается:

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_s) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}.$$

Когда измерительное устройство (осциллограф, вольтметр или усилитель) имеет большое входное сопротивление $R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4$, имеем

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

и

$$v_m = R_d i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

В последующем изложении материала будем исходить из этих соотношений.

Мост Уитстона представляет собой двойной потенциометр; его чувствительность максимальна в положении равновесия, когда $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$.

Для упрощения измерений часто выбирают сопротивления плеч моста одинаковыми: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$.

При одновременном изменении сопротивлений всех плеч моста

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1, \quad R_2 = R_0 + \Delta R_2,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3, \quad R_4 = R_0 + \Delta R_4$$

напряжение разбаланса будет определяться соотношением

$$v_m = e_s \frac{R_0 (\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4 R_0^2 + 2 R_0 (\Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_1 + \Delta R_2)(\Delta R_3 + \Delta R_4)}.$$

В этом случае напряжение разбаланса является нелинейной функцией вызвавших его изменений сопротивлений плеч моста. Если переменным является только одно сопротивление, например, R_2 , то

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2}{R_0} \frac{1}{1 + \Delta R_2 / 2 R_0}.$$

На рис. 3.14, а представлена диаграмма отношения v_m/e_s в функции относительного изменения $\Delta R/R_0$ одного из сопротивлений моста, первоначально находившегося в положении равновесия. Эта зависимость линейна в относительно узком диапазоне изменения R_0 в обе стороны от положения равновесия (рис. 3.14, б). Когда сопротивление R_s того же порядка, что и сопротивления плеч моста, а R_d намного больше, напряжение разбаланса можно выразить формулой

$$v_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}.$$

При прочих равных условиях возрастание сопротивления источника приводит к уменьшению чувствительности мостовой схемы. В этом случае, если переменным является только одно сопро-

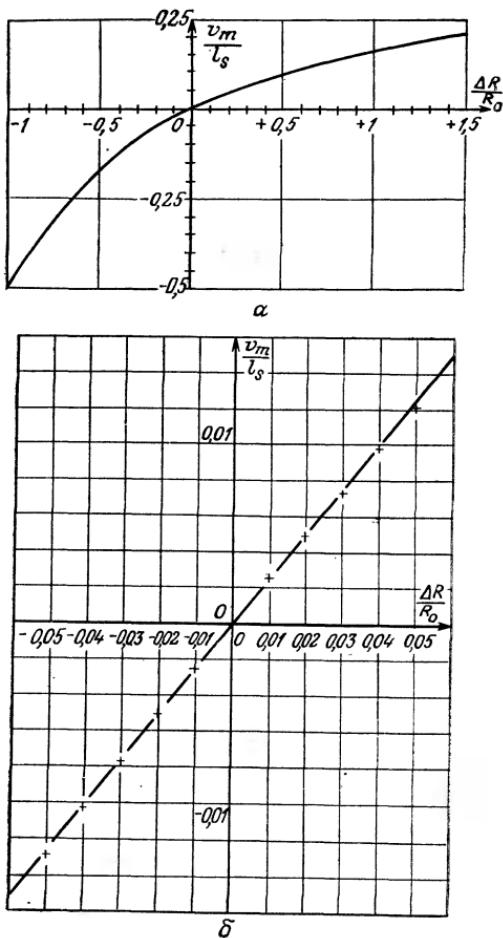


Рис. 3.14. Диаграммы зависимости напряжения разбаланса моста в функции относительных вариаций сопротивления одного из плеч.

тивление, например R_2 , напряжение разбаланса выражается соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2}{R_0 + R_s} \frac{1}{1 + \frac{2R_0 + R_s}{4(R_0 + R_s)} \frac{\Delta R_2}{R_0}}.$$

В случае, когда мост питается источником тока, внутреннее сопротивление такого источника намного больше сопротивлений плеч моста. С учетом тока источника $i_s = e_s/R_s$ напряжение раз-

баланса можно записать в виде

$$v_m = i_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

Если сопротивления всех плеч моста с источником тока одновременно изменяются относительно значения R_0 , соответствующего положению равновесия, то напряжение разбаланса v_m в функции этих изменений

$$v_m = i_s \frac{R_0 (\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4 R_0 + \Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4}.$$

Если в мосте с источником тока изменяется только одно из сопротивлений, например, R_2 , имеем

$$v_m = \frac{i_s}{4} \Delta R_2 \frac{1}{1 + \Delta R_2 / 4 R_0}.$$

Сравнение последнего выражения с выражением для напряжения разбаланса моста, питаемого источником напряжения, показывает преимущество питания источником тока, так как при этом уменьшается нелинейность характеристики преобразования схемы.

Линеаризация характеристики преобразования и компенсация воздействия влияющих величин. Работа на малом участке характеристики. Мост из четырех одинаковых сопротивлений R_0 , вариации которых малы, $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4 \ll R_0$, с точностью до величин второго порядка линеен близ положения равновесия:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{R_0}.$$

Это соотношение отражает очень важное свойство моста, у которого все плечи в положении равновесия одинаковы: идентичные изменения сопротивлений в двух смежных плечах не приводят к разбалансу моста. Данное свойство позволяет компенсировать воздействия на результаты измерений влияющих величин, в том числе температурных изменений сопротивлений подводящих проводов (трехпроводная схема).

Для этой цели используют два датчика, на один из которых воздействуют как измеряемая, так и влияющая величины, а второй, компенсационный, идентичный первому, подвергается воздействию только влияющей величины. Пусть $R_2 = R_0 + \Delta R_2$ — сопротивление измерительного датчика, причем $\Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta t$, где S_g и S — чувствительности к влияющей и измеряемой величинам соответственно, определяемые как в разд. 3.2.1; R_1 — сопротивление компенсационного датчика,

$R_1 = R_0 + \Delta R_1$, $\Delta R_1 = S_g \Delta g$, а R_3 и R_4 — постоянные сопротивления, равные R_0 . В этом случае выходное напряжение разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

Как видно из формулы, v_m не зависит от влияющей величины g .

Чувствительность схемы может быть удвоена, если поместить одинаковые датчики в двух противолежащих ветвях:

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2, \text{ где } \Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3, \text{ где } \Delta R_3 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

и два идентичных компенсационных датчика в двух остальных плечах:

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1, \text{ где } \Delta R_1 = S_g \Delta g,$$

$$R_4 = R_0 + \Delta R_4, \text{ где } \Delta R_4 = S_g \Delta g.$$

Напряжение разбаланса в этом случае определяется как

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

Дифференциальное включение датчиков. Если плечи моста образованы из четырех одинаковых датчиков, изменения сопротивлений которых в смежных плечах попарно противоположны,

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \text{ и } \Delta R_4 = -\Delta R_3,$$

то напряжение разбаланса строго линейно зависит от изменений этих сопротивлений:

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_2 + \Delta R_3}{R_0},$$

и при $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4$

$$v_m = e_s (\Delta R / R_0).$$

Если два плеча моста образованы резисторами с постоянными сопротивлениями $R_0 = R_3 = R_4$, а два других плеча содержат идентичные датчики, изменения сопротивлений которых равны и противоположны по знаку, т. е.

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \text{ и } \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$$

(последовательно-симметричный мост), то напряжение его разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_2}{R_0}.$$

Если применяемые датчики имеют нелинейные характеристики, то равные по величине и противоположные по знаку приращения измеряемой величины уже не вызовут равных по величине и противоположных по знаку изменений сопротивлений датчиков. Рассмотрим последовательно-симметричный мост, в котором оба датчика имеют квадратичную характеристику. Датчик с сопротивлением R_2 воспринимает приращение Δm измеряемой величины, вызывающее изменение его сопротивления ΔR_2 , причем

$$\Delta R_2 = \alpha \Delta m + \beta (\Delta m)^2.$$

Воздействие на датчик с сопротивлением R_1 приращения Δm измеряемой величины вызывает приращение ΔR_1

$$\Delta R_1 = \alpha (-\Delta m) + \beta (\Delta m)^2.$$

Напряжение разбаланса при использовании линейных датчиков, определяющееся выражением

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_0} \frac{1}{1 + (\Delta R_1 + \Delta R_2)/2R_0},$$

для этого частного случая запишется в виде

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + \beta (\Delta m)^2 / R_0}.$$

Или, если выполняется обычно легко выполняемое условие $\frac{\beta (\Delta m)^2}{R_0} \ll 1$, то

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{R_0}.$$

Напряжение разбаланса является квазилинейной функцией приращений измеряемой величины. Таким образом, дифференциальное включение датчиков позволяет линеаризовать характеристику преобразования мостовой схемы даже в случаях нелинейности характеристик датчиков. Однако при воздействии влияющих величин на дифференциально включенные датчики полная компенсация этих воздействий оказывается невозмож-

ной. В этом случае для схемы моста с четырьмя идентичными датчиками имеем

$$\begin{aligned}\Delta R_1 &= -S \Delta m + S_g \Delta g, & \Delta R_2 &= S \Delta m + S_g \Delta g, \\ \Delta R_3 &= S \Delta m + S_g \Delta g, & \Delta R_4 &= -S \Delta m + S_g \Delta g,\end{aligned}$$

и общее выражение для v_m приводится к виду

$$v_m = e_s \frac{S \Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + S_g \Delta g / R_0}.$$

Напряжение v_m пропорционально изменениям только измеряемой величины, но чувствительность S_a схемы ($S_a = v_m / \Delta m$) зависит от влияющей величины g из-за непостоянства чувствительности S_g датчика при воздействии величины g .

Чаще всего влияющей величиной является температура; при этом $\Delta g = \Delta T = T - T_0$, где T_0 — температура при равновесии моста, когда сопротивление каждого датчика равно R_0 , $S_g = -\Delta R / \Delta T = \alpha_R R_0$, α_R — температурный коэффициент сопротивления датчика. В этом случае напряжение разбаланса

$$v_m(T) = e_s \frac{S(T) \Delta m}{R_0 (1 + \alpha_R \Delta T)} = e_s \frac{S(T)}{R(T)} \Delta m.$$

Минимизировать влияние температуры T на чувствительность схемы можно, включив последовательно с источником питания температурно-зависимые резисторы с сопротивлением $R_s/2$, вариации которых с температурой изменяют напряжение питания V моста таким образом, что чувствительность всей схемы остается постоянной (рис. 3.15, а). Если пренебречь сопротивлением источника, то, в соответствии с изложенным в разд. 3.3.1, напряжение v_m будет определяться выражением

$$v_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)},$$

или

$$v_m = V \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

После преобразований получим

$$V = e_s R_{\text{экв}} / (R_s + R_{\text{экв}}),$$

где $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление моста,

$$R_{\text{экв}} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

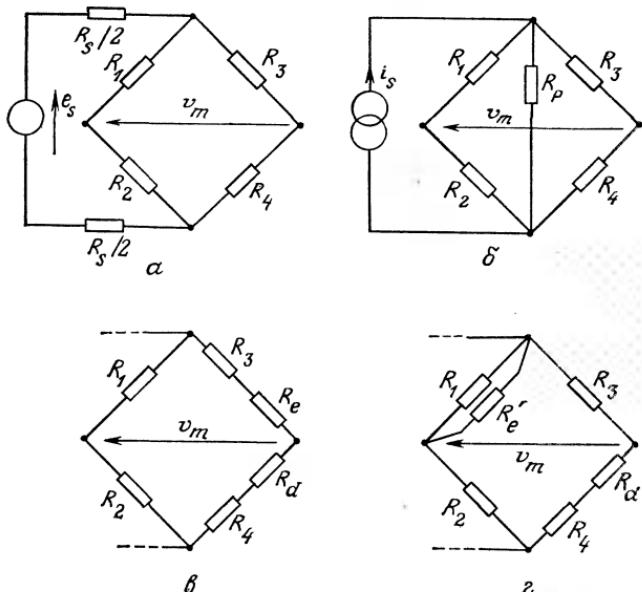


Рис. 3.15. Мостовые схемы с коррекцией влияния температуры.

Для схемы моста с четырьмя датчиками, включенными попарно дифференциально, имеем

$$R_{\text{общ}}(T) = R(T) \quad \text{и} \quad v_m = e_s \frac{S(T)}{R_s(T) + R(T)} \Delta t.$$

Если в диапазоне температур, в которых используется схема, тепловые вариации вызывают квазилинейные изменения сопротивлений

$$R(T) = R_0(1 + \alpha_R \Delta T), \quad R_s(T) = R_{s0}(1 + \alpha_s \Delta T)$$

$$\text{и} \quad S(T) = S_0(1 + \beta \Delta T),$$

то напряжение v_m не зависит от T при условии

$$R_{s0} = R_0 \frac{\beta - \alpha_R}{\alpha_s - \beta}.$$

При питании моста источником тока влияние температурных изменений компенсируют температурно-зависимым резистором с сопротивлением R_p , включаемым в параллель диагонали с источником питания (рис. 3.15, б).

Менее точную компенсацию обеспечивает включение резисторов R_s и R_p , сопротивления которых не зависят от температуры.

Сопротивления выбирают такими, чтобы чувствительность схемы не изменялась в заданном температурном диапазоне.

Статические (в отсутствие внешних воздействий) сопротивления датчиков в четырех плечах моста, так же, как их температурные коэффициенты, никогда не оказываются строго идентичными. Поэтому даже в отсутствие измеряемой величины наблюдается отличное от нуля напряжение разбаланса, изменяющееся в функции температуры, которое именуют как сдвиг (или дрейф) нуля. Когда измеряемая величина изменяется, этот сдвиг алгебраически суммируется с напряжением разбаланса, обусловленным воздействием измеряемой величины.

Коррекция дрейфа нуля, в том числе обусловленного температурой, осуществляется с помощью двух резисторов, включаемых в два плеча моста (рис. 3.15, в и г):

а) резистор с сопротивлением R_d , зависящим от T , включают последовательно, и его температурные отклонения противоположны по знаку рабочим отклонениям температур;

б) резистор с сопротивлением R_e , не зависящим от температуры, включаемый последовательно, или резистор R'_e , включаемый параллельно, предназначены для начального уравновешивания моста при температуре T_0 .

Более простой, но менее точный способ коррекции состоит в использовании двух постоянных резисторов R_e и R_d ; их сопротивления выбираются такими, чтобы скомпенсировать сдвиг нуля при температурах T_1 и T_2 , представляющих собой границы рабочего температурного диапазона.

Линеаризация характеристики преобразования мостовой схемы выбором потенциометрического соотношения плеч. Мост строят, выбирая для каждого из образующих его ветви потенциометров соотношение сопротивлений $M > 1$. В состоянии равновесия схемы

$$R_1 = MR_0 \quad \text{и} \quad R_2 = R_0,$$

$$R_3 = MR_0 \quad \text{и} \quad R_4 = R_0.$$

Если сопротивление датчика, скажем R_2 , изменяется на ΔR , то измерительное напряжение разбаланса

$$v_m = \frac{M}{(M+1)^2} e_s \frac{\Delta R}{R_0} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{(M+1)R_0}}.$$

По сравнению с равноплечим мостом, где $M=1$, член соотношения, характеризующий нелинейность, уменьшился в $(M+1)/2$ раз; что же касается чувствительности, то она уменьшилась в $(M+1)^2/4M$ раз. Компенсацию воздействия влияющей величины можно осуществить включением компенсационного

датчика с сопротивлением R_4 , идентичного измерительному датчику с сопротивлением R_2 в этой ветви.

Устранение влияния соединительных проводов. Когда датчик расположен на значительном расстоянии от мостовой схемы, то его подключают к ней двумя проводами, сопротивлениями R_f , которых нельзя пренебречь по сравнению с сопротивлением R_c датчика. При первоначальном (до начала измерений) уравновешивании моста проблем не возникает. Однако, так как оба провода составляют часть той же ветви моста, что и датчик, вариации их сопротивления ΔR_f , обусловленные, например, изменением температуры, накладываются на приращения ΔR_c датчика, что приводит к погрешности измерений.

Чтобы напряжение разбаланса моста оставалось с точностью до малых второго порядка независимым от вариаций сопротивления соединительных проводов, датчик к мосту подключают через три одинаковых провода, с равными сопротивлениями R_f , и располагают их один относительно другого так, чтобы вариации ΔR_f были одинаковы. При этом каждый провод включают в смежные ветви моста, с тем чтобы вариации сопротивления проводов были противоположны изменениям напряжения разбаланса.

При трехпроводной схеме включения датчика в мост третий провод подключают либо к источнику (рис. 3.16, а), либо к измерителю напряжения разбаланса (рис. 3.16, б).

В обоих случаях в равновесном состоянии

$$R_1 = R_0, \quad R_3 = R_0,$$

$$R_2 = R_4 = R_{c0} + R_{f0}, \quad R_0 = R'_0 + R_{f0},$$

причем $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. Здесь R_c — сопротивление датчика.

В первой из схем (рис. 3.16, а) паразитная э.д.с. e_p самоиндукции, наводимая в проводе, прибавляется к э.д.с. e_s источника. Она не изменяет равновесия моста и не создает существенных помех измерениям при условии $e_p \ll e_s$.

Однако сопротивление R'_f провода прибавляется к сопротивлению R_s источника $R_s' = R_s + R'_f$, что может привести к снижению чувствительности моста, если R_s' не будет пренебрежимо мало по сравнению с R_0 (см. выше). Поэтому R'_f должно быть как можно меньшим, что достигается применением медных проводов.

Во второй схеме (рис. 3.16, б) сопротивление R'_f обычно мало по сравнению с входным сопротивлением измерительного прибора R_d , и при этом условии третий провод не влияет на чувствительность моста.

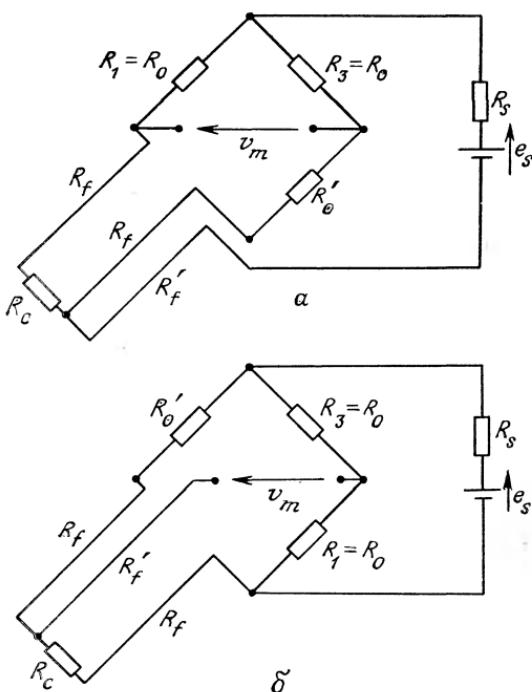


Рис. 3.16. Схемы трехпроводного включения датчика в мост.

Однако паразитная э.д.с. e_p самоиндукции в проводе создает на нем напряжение, которое прибавляется к измеряемому напряжению v_m разбаланса и создает погрешность измерений, если e_p не слишком мало по сравнению с v_m . По этой причине третий провод предпочитают присоединять к источнику питания либо используют компенсационную схему с двумя парами соединительных проводов (рис. 3.17). В последней датчик и два провода образуют плечо моста $R_2 = R_c + 2R_f$.

Другое плечо — R_4 — состоит из постоянного сопротивления R_0'' и двух одинаковых проводов, расположенных рядом друг с другом, при этом $R_4 = R_0'' + 2R_f$. В равновесном состоянии сопротивления плеч моста выбирают равными друг другу, и изменения ΔR_f сопротивлений всех соединительных проводов с точностью до малых второго порядка не влияют на v_m .

В схеме с тремя соединительными проводами сопротивление датчика точно известно только в случае, когда сопротивления проводов R_f и их вариации абсолютно идентичны. В этом случае значение входной измеряемой величины можно определить так называемым нулевым методом путем уравновешивания

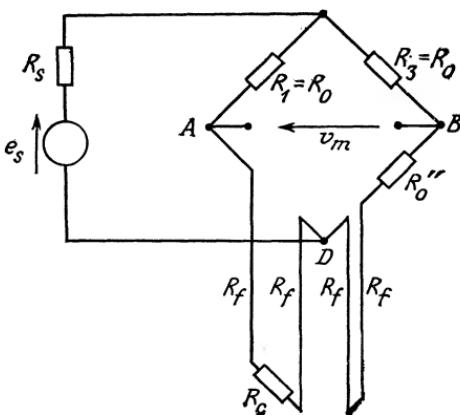


Рис. 3.17. Схема включения датчика в мост с двумя парами подводящих проводов.

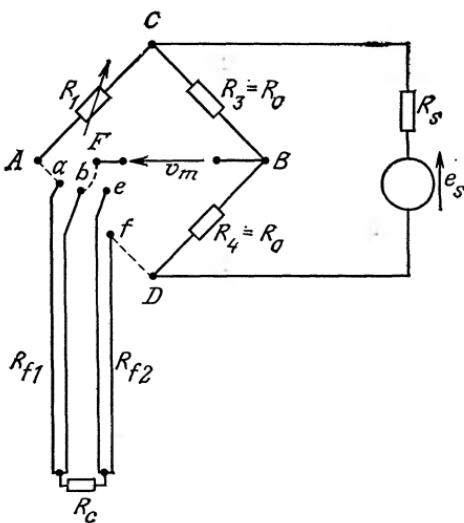


Рис. 3.18. Четырехпроводная схема включения датчика в мост.

моста либо по напряжению разбаланса v_m при нарушении условия равновесия.

Скомпенсировать влияние соединительных проводов независимо от их параметров можно при четырехпроводном включении датчика с использованием нулевого метода. Эта схема показана на рис. 3.18. Значение сопротивления R_c определяется по двум последовательным уравновешиваниям моста при двух

различных включениях проводов. При первом уравновешивании концы проводов соединяют согласно следующей маркировке:

$$A \text{ к } a, \quad D \text{ к } f, \quad F \text{ к } b.$$

Мост уравновешивают с помощью резистора R_1 , переменное сопротивление которого в положении равновесия равно R_1' , так что

$$(R'_1 + R_{f1}) R_0 = (R_c + R_{f2}) R_0.$$

При втором уравновешивании моста концы проводов переключают следующим образом:

$$A \text{ к } f, \quad D \text{ к } a, \quad F \text{ к } e.$$

Новое положение равновесия моста достигается при значении сопротивления $R_1 = R_1''$, причем

$$(R''_1 + R_{f2}) R_0 = (R_c + R_{f1}) R_0.$$

Сопротивление R_c датчика вычисляют по результатам двух уравновешиваний схемы как

$$R_c = \frac{R'_1 + R''_1}{2}.$$

3.3.2. Измерение импеданса датчиков и его параметров

Для измерения импеданса датчиков и его параметров — активного и реактивных сопротивлений и соответственно R , L и C — используют мосты переменного тока.

Электрическую схему замещения датчика, характеризуемого импедансом, можно представить двухполюсником с последовательным или параллельным соединением активного и реактивных сопротивлений, как это показано на рис. 3.19. Основные соотношения, которыми характеризуются двухполюсники, приведены на рис. 3.19, а и 3.19, б. Та или иная схема замещения выбирается в зависимости от вида рассеиваемой (теряемой) мощности на элементах двухполюсника. Если эти потери пропорциональны квадрату протекающего через двухполюсник тока I , что имеет место при наличии преобладающего активного сопротивления провода катушки индуктивности или утечки тока через конденсатор, т. е. теряется активная мощность на нагрев катушки или конденсатора, то датчик замещают последовательными схемами. Если потери пропорциональны квадрату напряжения на двухполюснике, что имеет место в случае диэлектрических потерь в конденсаторе или большой индуктивности катушки

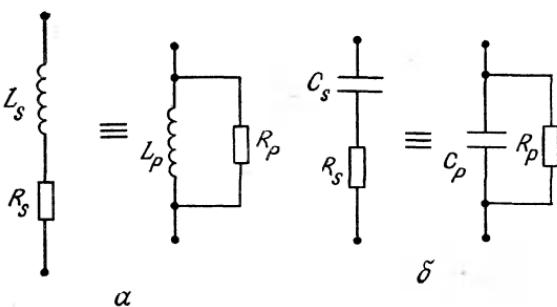


Рис. 3.19. Эквивалентные электрические схемы замещения датчиков.

α — индуктивный двухполюсник: $R_p = R_s(1+Q^2)$, $L_p = L_s(1+1/Q^2)$, $Q = \frac{L_s \omega}{R_s} = \frac{R_p}{L_p \omega}$ (Q — добродетель катушки); *δ* — емкостной двухполюсник: $R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \delta}\right)$, $C_p = C_s \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}$, $\operatorname{tg} \delta = R_s C_s \omega = \frac{1}{R_p C_p \omega}$ (δ — угол диэлектрических потерь).

(потери реактивной мощности), то выбирают параллельную схему замещения.

Измерение параметров емкостного датчика. Диэлектрические потери в конденсаторе можно представить резистором с сопротивлением R_c , включенным параллельно с конденсатором емкостью C_c .

Принципиальная схема измерений с емкостным датчиком представляет собой так называемый мост Нернста (рис. 3.20). Импеданс датчика равен

$$Z_c = \frac{R_c}{1 + j R_c C_c \omega},$$

импеданс уравновешивающего плеча определяется выражением

$$Z_e = \frac{R_e}{1 + j R_e C_e \omega}.$$

Условие равновесия моста: $Z_e = K Z_c$, т. е. $R_e = R_c / K$ и $C_e = K C_c$. Мост уравновешивают при значении измеряемой величины m_0 , принимаемом за начальное. Когда m_0 изменяется на Δm , импеданс датчика меняется от Z_{c0} до $Z_{c0} + \Delta Z$. Тогда между точками *A* и *B*

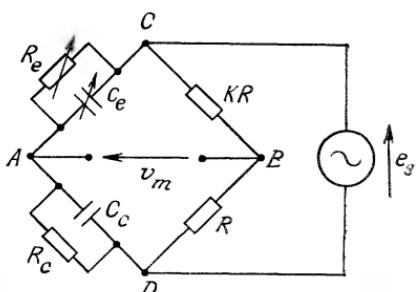


Рис. 3.20. Схема моста Нернста для измерения емкостного сопротивления.

в диагонали моста появляется напряжение разбаланса

$$v_m = e_s \frac{K}{(K+1)^2} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_c}{(K+1) Z_{c0}}} ,$$

и если $\Delta Z_c \ll (K+1) Z_{c0}$, то с точностью до малых второго порядка

$$v_m = e_s \frac{K}{(K+1)^2} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}} .$$

Выбирая $K=1$, получают максимальную чувствительность схемы. Кроме того, благодаря симметрии моста легче скомпенсировать воздействие влияющих величин. При этих условиях

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}} .$$

Если датчик представляет собой конденсатор с воздушным диэлектриком, то потери пренебрежимо малы, и импеданс датчика носит емкостной характер. В этом случае резистор R_e для уравновешивания моста можно не использовать. В таком мосте, известном как мост Саути (рис. 3.21), напряжение разбаланса равно

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{C_e - C_c}{C_e + C_c} .$$

Мост уравновешивают при значении m_0 , принимаемом за начальное значение измеряемой величины, и устанавливают $C_e = C_{c0}$. Тогда при $m = m_0 + \Delta m$

$$C_c = C_{c0} + \Delta C \quad \text{и} \quad v_m = -\frac{e_s}{4} \frac{\Delta C}{C_{c0} (1 + \Delta C / 2C_{c0})} .$$

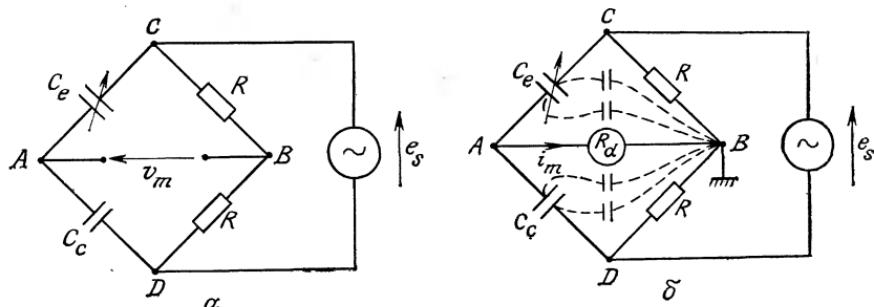


Рис. 3.21. Мост Саути.

a — принципиальная схема; *b* — схема, показывающая распределение паразитных емкостей.

Если $\Delta C/C_{c0} \ll 1$, то $v_m = -\frac{e_s}{4} \frac{\Delta C}{C_{c0}}$ с точностью до малых второго порядка.

Обкладки конденсаторов образуют с массой паразитные емкости, распределенные как показано на рис. 3.21, б. Эти паразитные конденсаторы параллельны каждому из резисторов R и входному импедансу измерительного прибора с активным сопротивлением R_d . Их воздействие на плечи моста можно сделать пренебрежимо малым выбором весьма малых сопротивлений R ($10^2 \div 10^3$ Ом) по сравнению с паразитным емкостным сопротивлением. Более удобным является включение параллельно каждому резистору конденсатора небольшой емкости, что позволяет уравновесить мост компенсацией паразитных емкостей.

Паразитное емкостное сопротивление, параллельное входной цепи измерительного прибора, не влияет на равновесие моста, но оно может влиять на чувствительность схемы к разбалансу, если это паразитное емкостное сопротивление не слишком велико по сравнению со входным импедансом измерительного прибора. В этом случае более разумно проводить измерение тока разбаланса, используя измерительный прибор с входным импедансом, намного меньшим, чем подключенное ему в параллель паразитное емкостное сопротивление.

Ток разбаланса моста Саути, когда входной импеданс измерительного прибора пренебрежимо мал, определяется выражением

$$i_m = j\omega e_s \frac{C_e - C_c}{2 + j\omega R (C_e + C_c)}.$$

В легко реализуемом случае, когда $\omega R (C_e + C_c) \ll 1$,

$$i_m = j\omega \frac{e_s}{2} (C_e - C_c) = -j\omega \frac{e_s}{2} \Delta C$$

при замене $C_e = C_{c0}$ и $C_c = C_{c0} + \Delta C$.

Измерение параметров индуктивного датчика. В зависимости от того, как лучше представить потери в катушке датчика — последовательным или параллельным сопротивлением соответствующей схемы замещения, используют соответственно мост Максвелла (рис. 3.22, а) или мост Гэя (рис. 3.22, б).

Условие равновесия для обеих мостовых схем одно и то же:

$$Z_c Z_e = K R^2.$$

Для моста Максвелла

$$Z_c = R_c + jL_c \omega, \quad \text{а} \quad Z_e = R_e / (1 + jR_e C_e \omega),$$

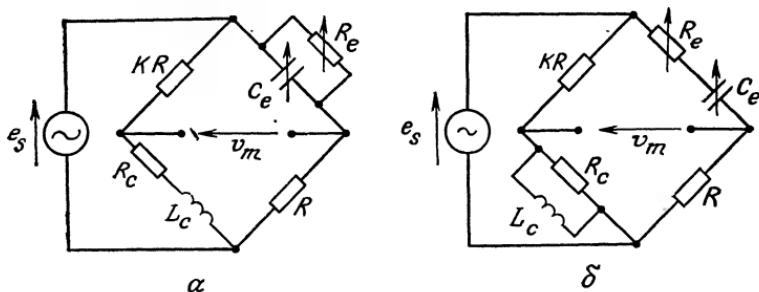


Рис. 3.22. Мостовые схемы для измерения индуктивных сопротивлений.
а — мост Максвелла; б — мост Гэя.

а для моста Гэя

$$Z_c = \frac{jL_c R_c \omega}{R_c + jL_c \omega}, \quad Z_e = \frac{1 + jR_e C_e \omega}{jC_e \omega}.$$

Сопротивление и индуктивность датчика в функции значений параметров элементов моста определяются в обеих мостовых схемах как

$$R_c = KR^2/R_e \quad \text{и} \quad L_c = KR^2 C_e.$$

Напряжение разбаланса в обеих схемах определяется выражением

$$v_m = e_s \frac{KR \Delta Z_c}{(KR + Z_{c0})^2} \frac{1}{1 + \Delta Z_c / (KR + Z_{c0})},$$

и если $|Z| \ll |KR + Z_{c0}|$, то с точностью до малых второго порядка

$$v_m = e_s \frac{KR \Delta Z_c}{(KR + Z_{c0})^2}.$$

Чувствительность указанных мостовых схем максимальна при $|Z_{c0}| = KR$, и, принимая $K = 1$ и $R = |Z_{c0}|$, получим

$$v_m = e_s \frac{R \Delta Z_c}{(R + Z_{c0})^2}.$$

Если выбрать $KR \gg |Z_{c0}|$, то

$$v_m = \frac{e_s}{KR} \Delta Z_c.$$

Если два датчика с одинаковыми статическими импедансами помещаются в смежные ветви моста, образуя дифференци-

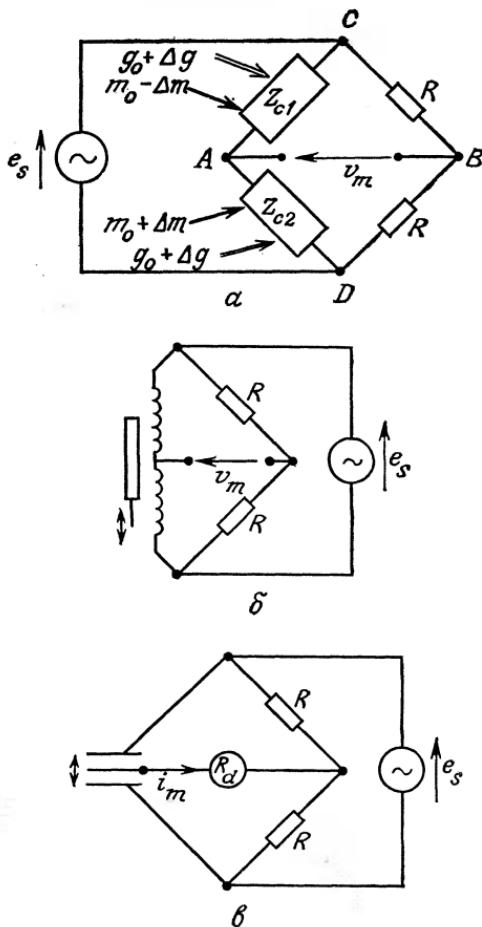


Рис. 3.23. Мостовые схемы с дифференциальным включением датчиков.
а — общая принципиальная схема; б и в — примеры схем с индуктивным и емкостным датчиками соответственно.

альную схему, то в результате обеспечивается компенсация воздействия влияющих величин. И так как вариации измеряемой величины вызывают идентичные по значениям, но противоположные по знаку реакции датчиков, то достигается улучшение линейности характеристики преобразования схемы в целом и линеаризация совокупной характеристики датчиков в частности.

Принципиальные схемы мостов с дифференциальным включением индуктивных датчиков приведены на рис. 3.23. Напряжение разбаланса в функции импедансов датчиков Z_{c1} и Z_{c2} выражается соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{c2}}.$$

Так как при воздействии измеряемой величины $Z_{c1} = Z_{c0} + \Delta Z_{c1}$ и $Z_{c2} = Z_{c0} + \Delta Z_{c2}$, то

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta Z_{c2} - \Delta Z_{c1}}{2Z_{c0} + \Delta Z_{c1} + \Delta Z_{c2}}.$$

Когда влияющая величина вызывает одинаковые изменения импедансов Z_{c1} и Z_{c2} , а измеряемая величина — им взаимообратные, то можно записать, что

$$\Delta Z_{c1} = S_g \Delta g - S \Delta m, \quad \Delta Z_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

где S_g — чувствительность к влияющей величине, а S — чувствительность к измеряемой величине. С учетом этого предыдущее выражение для напряжения разбаланса можно записать в виде

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0} (1 + S_g \Delta g / Z_{c0})}.$$

Таким образом, напряжение разбаланса есть линейная функция приращений измеряемой величины; при этом воздействие влияющей величины уменьшено. Если приращения импеданса датчика, вызванные влияющей величиной, малы по сравнению со статическим импедансом Z_{c0} , что обычно имеет место, то

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}.$$

В случае, когда характеристики датчиков нелинейны и нелинейность, к примеру, квадратичная, равные и противоположно направленные воздействия измеряемой величины вызывают изменения импедансов датчиков, которые уже не являются одинаковыми по величине и противоположными по знаку, т. е.

$$\Delta Z_{c2} = \alpha \Delta m + \beta (\Delta m)^2 \quad \text{и} \quad \Delta Z_{c1} = \alpha (-\Delta m) + \beta (\Delta m)^2.$$

Напряжение разбаланса в этом случае выражается нелинейным соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + \beta (\Delta m)^2 / Z_{c0}},$$

которое приводится к линейному виду

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{Z_{c0}},$$

если $\beta (\Delta m)^2 / Z_{c0} \ll 1$, что обычно имеет место.

3.4. Генераторные измерительные схемы

3.4.1. Схемы с генерированием синусоидальных колебаний

Частота синусоидальных колебаний генератора является вполне определенной и при соответствующих условиях может равняться резонансной частоте контура, состоящего из катушки с индуктивностью L_0 и конденсатора емкостью C_0 , соединенных последовательно или параллельно. На резонансной частоте F_0 сопротивление контура оказывается чисто активным, и F_0 определяется выражениями:

а) для последовательного колебательного контура:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}};$$

б) для параллельного колебательного контура:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 / C_0}} \sqrt{1 - 1/Q_L^2}.$$

Здесь Q_L — добротность катушки, $Q_L = L_0 \Omega_0 / R_s$, R_s — сопротивление катушки, $\Omega_0 = 2\pi F_0$, обычно $Q_L^2 \gg 1$, так что для обоих контуров

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}}.$$

Когда индуктивный или емкостной датчик является элементом резонансного контура генератора, вариации его реактивного сопротивления вызывают соответствующие изменения частоты колебаний. В зависимости от типа датчика и в предположении, что амплитуда изменений его реактивного сопротивления невелика, для соответствующих изменений частот ΔF справедливы соотношения:

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta L}{2L_0}, \quad \text{или} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0},$$

т. е. $F = F_0(1 - \Delta L / 2L_0)$, или $F = F_0(1 - \Delta C / 2C_0)$.

Если измеряемая величина изменяется относительно значения m_0 по гармоническому закону с амплитудой колебаний, при которой характеристику преобразования датчика можно считать линейной, а чувствительность равной S , то $m(t) = m_0 + m_1 \cos \omega t$, а ΔL или $\Delta C = Sm_1 \cos \omega t$. Мгновенное значение частоты генератора при этом

$$F(t) = F_0(1 - km_1 \cos \omega t),$$

где $k = S/2L_0$ или $S/2C_0$ в зависимости от типа датчика.

Частота генератора модулируется по закону изменения измеряемой величины. В общем случае выходное напряжение генератора можно записать в виде $v_m = E \sin \varphi(t)$, где $\varphi(t)$ — мгновенное значение фазы.

При модуляции в каждый момент времени

$$d\varphi/dt = \Omega(t) = 2\pi F(t),$$

откуда

$$\varphi(t) = \int_0^t \Omega(t) dt = 2\pi \int_0^t F(t) dt,$$

т. е.

$$\varphi(t) = 2\pi F_0 \left(t - \frac{km_1}{\omega} \sin \omega t \right).$$

Выходной сигнал генератора описывается, следовательно, выражением

$$v_m = E \sin 2\pi F_0 \left(t - \frac{km_1}{\omega} \sin \omega t \right),$$

или, подставляя коэффициент частотной модуляции $\delta = k\Omega_0 m_1 / \omega$, получим

$$v_m = E \sin (\Omega_0 t - \delta \sin \omega t).$$

Когда речь идет о передаче информации, исходящей от многих датчиков с реактивным сопротивлением, сигнал каждого датчика модулирует свою поднесущую частоту. Совокупность промодулированных таким образом сигналов модулирует затем общую несущую частоту (рис. 3.24).

3.4.2. Измерительные схемы релаксационного типа

Наиболее часто применяемой схемой такого вида является схема мультивибратора с самовозбуждением (рис. 3.25), представляющего собой генератор прямоугольных импульсов. Частота F этих импульсов связана с параметрами элементов схемы соотношением

$$F \sim \frac{a}{RC},$$

где константа a зависит от конкретной реализации схемы.

Емкость C или сопротивление R может быть переменной, величиной соответствующего датчика:

$$C = C_0 + \Delta C \quad \text{или} \quad R = R_0 + \Delta R,$$

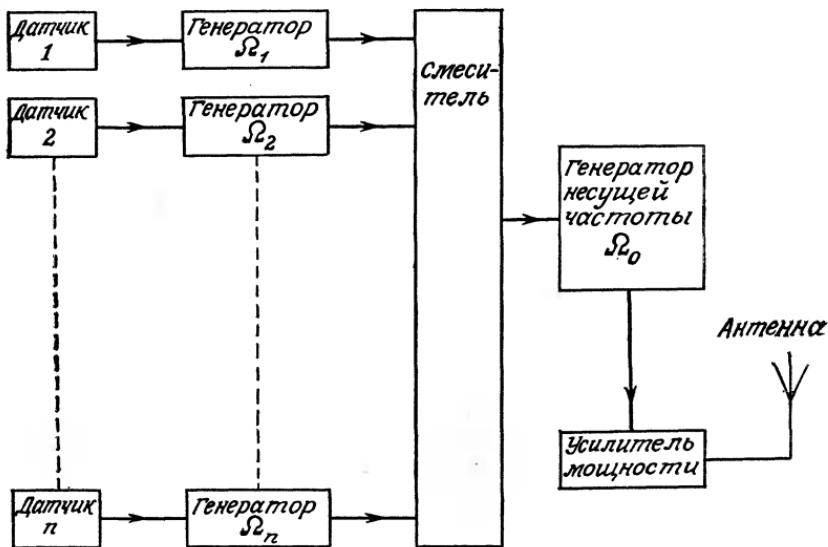


Рис. 3.24. Блок-схема многоканальной измерительной системы сбора и передачи частотно-модулированных сигналов.

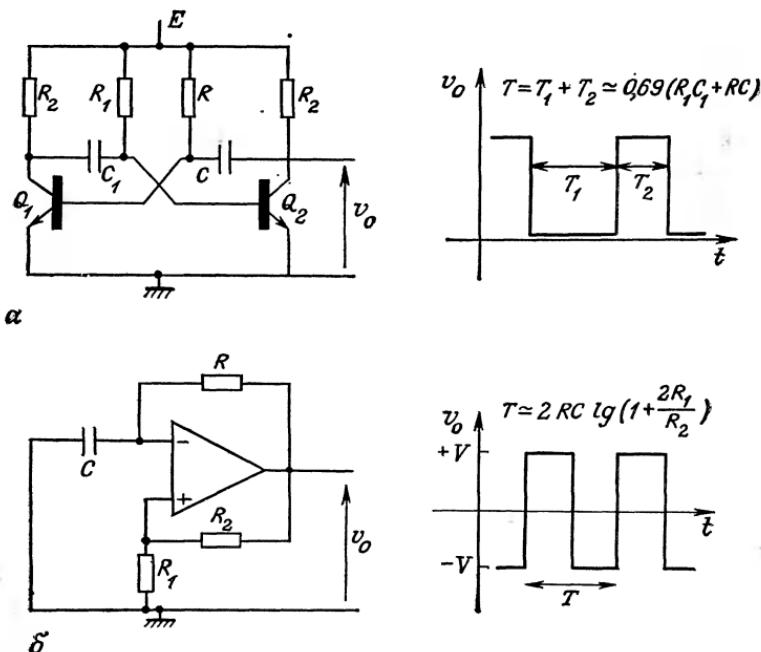


Рис. 3.25. Схемы мультивибратора с самовозбуждением.
а — на двух транзисторах; б — на операционном усилителе.

тогда

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{C_0} \quad \text{или} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta R}{R_0}$$

и, следовательно,

$$F = F_0(1 - \Delta C/C_0) \quad \text{или} \quad F = F_0(1 - \Delta R/R_0).$$

Как и в случае генератора синусоидальных колебаний, частота мультивибратора модулируется по закону изменения выходной переменной датчика.

3.5. Характеристики выходного сигнала измерительной схемы

3.5.1. Частотный спектр сигнала

Выходной сигнал измерительной схемы характеризуется спектром частот, который, с одной стороны, зависит от спектра частот измеряемой величины, а с другой стороны, — от возможностей неискаженного восприятия и передачи этого спектра самой схемой и датчиком. Важно передать весь спектр частот измеряемой величины, если при обработке сигнала мы хотим избежать нежелательной потери информации. Действительно, любая электронная аппаратура характеризуется кроме всего прочего полосой пропускания, т. е. совокупностью частот, которые могут быть переданы через тракт измерений и обработки сигнала. Частоты, лежащие вне полосы пропускания, сильно ослабляются при обработке. Чтобы избежать потерь информации, требуется обеспечить минимально необходимый диапазон частот спектра сигнала, согласуя с этим диапазоном полосу пропускания аппаратуры. Понятие необходимой полосы пропускания или полезного спектра следует уточнить, так как оно зависит от условий измерения и допустимой погрешности. Так, например, измеряемая величина $m(t)$ с периодом T изменения может быть представлена рядом Фурье — бесконечной последовательностью гармонических составляющих с амплитудами C_n и частотами nF , где n — целое число, а F — основная частота (первая гармоника), $F=1/T$. Абсолютно точное отображение $m(t)$ таким рядом требует в общем случае преобразования измеряемой величины в соответствующий сигнал с теоретически бесконечно протяженным спектром ($n \rightarrow \infty$), что достижимо лишь при нереально широкой (бесконечной) полосе пропускания тракта передачи этого

сигнала. Ограничение спектра электронными устройствами, полоса пропускания которых конечна, обязательно приводит к искажению сигнала.

Можно показать, что при $n \rightarrow \infty$ $C_n = 0$. Максимально допустимое искажение сигнала определяет число его гармоник n , которые должны сохраняться при обработке сигнала и его передаче.

Чтобы охарактеризовать порядок этих величин, можно показать, что в случае сигнала, представляемого последовательностью прямоугольных импульсов продолжительностью d и с периодом следования T ($d \ll T$), достаточная для анализа измерений ширина спектра имеет порядок $1/d$. Так, при $d = 10^{-6}$ с достаточной для анализа оказывается верхняя граничная частота спектра, равная 1 МГц.

С точки зрения снижения частотных искажений при преобразовании измеряемой величины более предпочтительны измерительные схемы на постоянном токе, однако они пригодны лишь для резистивных датчиков.

3.5.2. Амплитудно-модулированные сигналы

Модуляция по амплитуде без подавления несущей частоты. В потенциометрической схеме с несимметричным питанием при дифференциальном включении двух резистивных датчиков выходное напряжение схемы равно

$$v_m = \frac{e_s}{2} + \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} = \left\{ 1 + \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \right\} \frac{e_s}{2}.$$

Если датчики линейны и чувствительность S постоянна во всем рабочем спектре измеряемой величины, то

$$v_m = \left\{ 1 + \frac{S \Delta m}{R_{c0}} \right\} \frac{e_s}{2},$$

т. е. v_m изменяется в функции Δm линейно.

При питании указанной схемы синусоидальным напряжением $e_s = E_s \cos \omega_s t$ предыдущее соотношение преобразуется к виду

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \frac{S \Delta m}{R_{c0}} \right\} \cos \omega_s t.$$

Если измеряемая величина изменяется по синусоидальному закону (рис. 3.26),

$$\Delta m = m_1 \cos (\omega t + \varphi),$$

то

$$v_m = \frac{E_s}{2} \{ 1 + k m_1 \cos (\omega t + \varphi) \} \cos \omega_s t,$$

где $k = S/R_{c0}$, а S — чувствительность датчика в динамическом режиме на частоте ω .

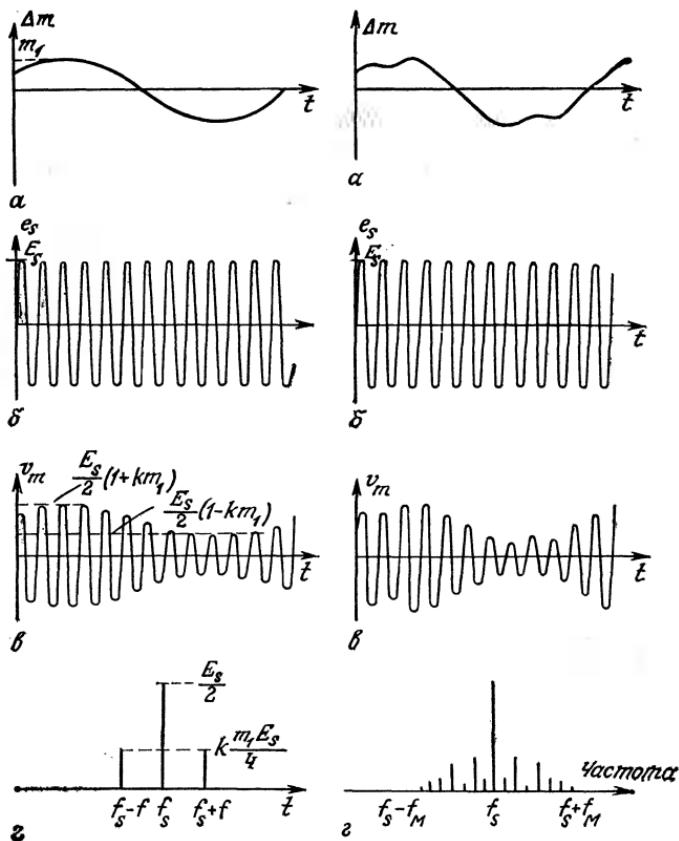


Рис. 3.26 и 3.27. Диаграммы сигналов при амплитудной модуляции напряжения несущей гармонической частоты без ее подавления.

α — измеряемая величина; *β* — напряжение несущей частоты; *δ* — амплитудно-модулированный сигнал; *γ* — спектр частот амплитудно-модулированного сигнала.

После элементарных тригонометрических преобразований можно записать:

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cos 2\pi f_s t + k \frac{E_s}{4} m_1 \cos \{2\pi (f_s - f)t - \varphi\} + \\ + k \frac{E_s}{4} m_1 \cos \{2\pi (f_s + f)t + \varphi\},$$

где $f = \frac{\omega}{2\pi}$ и $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$.

Спектр напряжения v_m (рис. 3.26, *γ*) содержит частоты $f_s - f$, f_s , $f_s + f$. В более общем случае (рис. 3.27), когда изменения из-

меряемой величины образуют сигнал сложной формы, который может быть представлен как результат наложения друг на друга большого числа гармонических составляющих

$$\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i),$$

получаем

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \sum k_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right\} \cos \omega_s t,$$

где $k_i = S(\omega_i)/R_{c0}$. Последнее выражение для v_m можно преобразовать к виду

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cos 2\pi f_s t + \frac{E_s}{4} \sum k_i m_i \cos \{2\pi (f_s - f_i) t - \varphi_i\} + \\ + \frac{E_s}{4} \sum k_i m_i \cos \{2\pi (f_s + f_i) t + \varphi_i\}.$$

Спектр этого напряжения (рис. 3.27, г) содержит частоту f_s питающего напряжения, называемую несущей частотой, нижнюю боковую полосу, образованную набором частот $f_s - f_i$, и верхнюю боковую полосу с частотами $f_s + f_i$.

Если f_m — верхняя граничная частота спектра измеряемой величины, то спектр выходного напряжения измерительной схемы простирается от $f_s - f_m$ до $f_s + f_m$. Поэтому, чтобы передать спектр измеряемой величины, схемы обработки сигнала должны иметь полосу пропускания, равную, по крайней мере, $2f_m$ с центральной частотой f_s .

Если питающее напряжение не гармоническое (см. рис. 3.28), то, представив его рядом Фурье

$$e_s = E_s \{a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots\},$$

предыдущее выражение для выходного напряжения измерительной схемы

$$v_m = \left\{ 1 + \frac{S \Delta m}{R_{c0}} \right\} \frac{E_s}{2}$$

можно преобразовать к виду

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \frac{S \Delta m}{R_{c0}} \right\} \{a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + \\ + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots\}.$$

Для общего случая измеряемой величины, описываемой сигналом сложной формы, $\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$, имеем

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \sum \frac{S(\omega_i) m_i}{R_{c0}} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right\} \times \\ \times \{a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots\}.$$

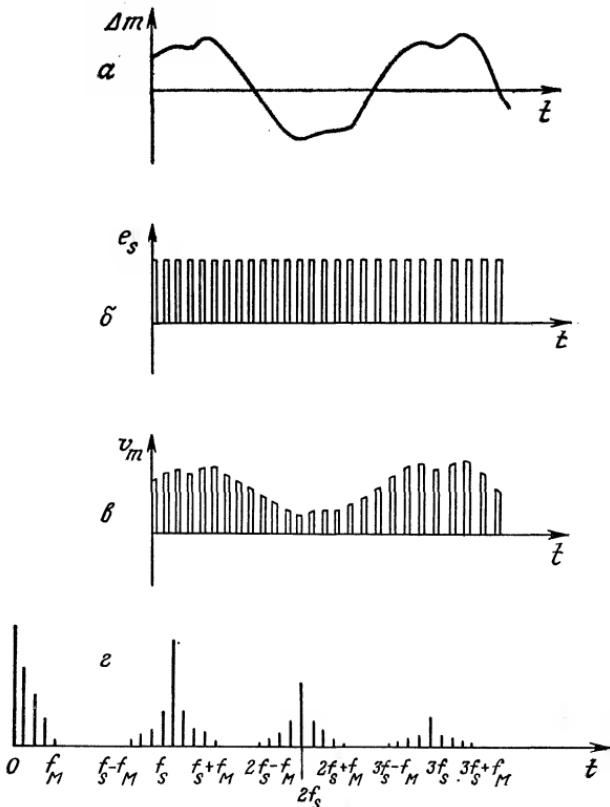


Рис. 3.28. Диаграммы сигналов при амплитудной модуляции напряжения несущей гармонической частоты без ее подавления.

а — измеряемая величина; *б* — напряжение несущей частоты; *в* — амплитудно-модулированный сигнал; *г* — спектр частот амплитудно-модулированного сигнала.

Иначе говоря, v_m есть сумма модулированных по амплитудам членов разложения e_s в ряд Фурье, и спектр напряжения v_m (рис. 3.28, *г*) включает в себя спектр Δm , который простирается до f_m — верхней граничной частоты измеряемой величины ($a_0 \neq 0$), набор несущих частот $n f_s$ ($n = 1, 2, \dots$), для которых $a_n \neq 0$, нижнюю боковую полосу частот до $n f_s - f_m$ и верхнюю боковую полосу частот до $n f_s + f_m$.

Чтобы иметь возможность выделить частоты спектра собственно измеряемой величины, нет нужды восстанавливать боковые полосы несущих частот, т. е.

$$(n-1) f_s + f_m \leq n f_s - f_m,$$

откуда $2 f_m \leq f_s$.

Таким образом, основная частота (частота первой гармоники) питающего напряжения должна по меньшей мере вдвое

превосходить верхнюю граничную частоту спектра измеряемой величины.

Модуляция по амплитуде с подавлением несущей. Когда используют мостовую или потенциометрическую схему с симметричным питанием, спектр выходного напряжения этих схем не содержит частотных составляющих питающего напряжения.

Например, для дифференциальной схемы с резистивными датчиками имеем

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

В общем случае (см. рис. 3.29), когда измеряемая величина и питающее напряжение измерительной схемы описываются слож-

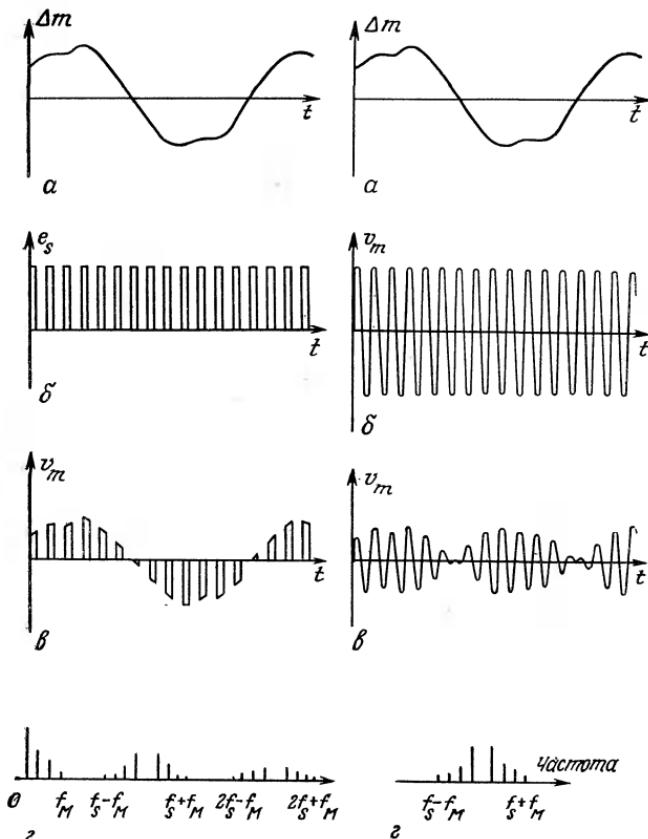


Рис. 3.29 и 3.30 Диаграммы сигналов при амплитудной модуляции сигнала несущей частоты с ее подавлением.

a — измеряемая величина; *b* — сигнал несущей частоты; *c* — амплитудно-модулированный сигнал; *d* — спектр частот.

ными периодическими функциями, легко установить, что спектр выходного напряжения v_m образован из спектра измеряемой величины с верхней граничной частотой f_M (при условии, что $a_0 \neq 0$), нижней боковой полосы частот до $n f_s - f_M$ и верхней боковой полосы частот до $n f_s + f_M$, за исключением несущих частот $n f_s$.

Возможность выделить спектр измеряемой величины обеспечивается, как и в предыдущем случае, при выполнении условия

$$2f_M \leq f_s.$$

В частном случае питающего напряжения синусоидальной формы (рис. 3.30) частотный спектр v_m составляет от $f_s - f_M$ до $f_s + f_M$, но без частоты f_s . В отличие от модуляции по амплитуде с сохранением несущей, при подавлении последней пиковые значения v_m не следуют за изменением Δm .

3.5.3. Частотно-модулированные сигналы

В генераторных измерительных схемах выходной сигнал является частотно-модулированным. Если измеряемая величина изменяется по гармоническому закону, то выходное напряжение выражается соотношением (см. разд. 3.4.1)

$$v_m = E \sin(\Omega_0 t - \delta \sin \omega t),$$

где $\delta = (k\Omega_0/\omega) m$ — коэффициент частотной модуляции. Спектр частот выходного сигнала можно определить, разлагая в ряд выражение для v_m :

$$v_m = E \{ \sin \Omega_0 t \cos(\delta \sin \omega t) - \cos \Omega_0 t \sin(\delta \sin \omega t) \},$$

и вводя функцию Бесселя $J_n(\delta)$ (рис. 3.31, a):

$$\cos(\delta \sin \omega t) = J_0(\delta) + 2 \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\delta) \cos 2n\omega t,$$

$$\sin(\delta \sin \omega t) = 2 \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\delta) \sin(2n+1)\omega t.$$

Тогда напряжение v_m можно записать в виде

$$v_m = E \sin \Omega_0 t \{ J_0(\delta) + 2J_2(\delta) \cos 2\omega t + 2J_4(\delta) \cos 4\omega t + \dots \} - \\ - E \cos \Omega_0 t \{ 2J_1(\delta) \sin \omega t + 2J_3(\delta) \sin 3\omega t + \dots \}.$$

Элементарные тригонометрические преобразования позволяют выразить v_m в более простой форме:

$$v_m = J_0(\delta) E \sin \Omega_0 t - J_1(\delta) E \{ \sin(\Omega_0 + \omega)t - \sin(\Omega_0 - \omega)t \} + \\ + J_2(\delta) E \{ \sin(\Omega_0 + 2\omega)t + \sin(\Omega_0 - 2\omega)t \} - \\ - J_3(\delta) E \{ \sin(\Omega_0 + 3\omega)t - \sin(\Omega_0 - 3\omega)t \} + \dots$$

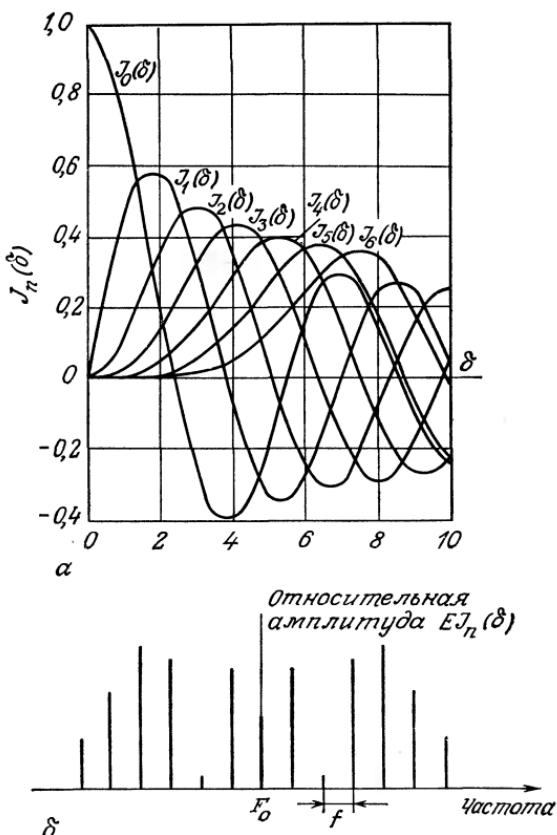


Рис. 3.31. Спектр частот частотно-модулированных сигналов.
а — функции Бесселя $J_n(\delta)$; б — частотный спектр v_m при $\delta=5$.

Таким образом, спектр выходного сигнала состоит из бесконечного числа гармоник, симметрично распределенных по обе стороны от резонансной частоты F_0 , отстоящих друг от друга на расстоянии f , с относительными значениями амплитуд $EJ_n(\delta)$ (см. рис. 3.31, б).

Схемы обработки сигнала, имеющие ограниченную полосу пропускания, должны обеспечивать передачу спектра, достаточного для неискаженного выделения информации. Амплитуды гармоник регулярно уменьшаются, начиная с определенного номера n гармоники, являющейся функцией δ . Оказывается, что $\delta+1$ гармоник по одну и по другую сторону от частоты F_0 обеспечивают передачу около 98% энергии сигнала. Как следует из правила Карсона, минимальная полоса пропускания, которую должна иметь схема для обеспечения надлежащей переда-

чи информации, определяется формулой

$$B = 2(\delta + 1)f.$$

В случае $\delta \ll 1$ требуемая полоса пропускания равна $2f$.

Библиография

Монографии

1. Baurand J., Mesures électriques, Masson, Paris, 1961.
2. Fromy E., Mesures en radiotechnique, Dunod, Paris, 1953.
3. Marcus J., La modulation de fréquence, Eyrolles, Paris, 1960.
4. Schwartz M., Information transmission, modulation and noise, McGraw, N.-Y., 1959.
5. Zuch E. L., Data acquisition and conversion handbook, Datel Intersil, Mansfield (U. S. A.), 1979.

Периодические издания

6. Dalins I., Measurement of minor reactance changes with synchronized electronic oscillators, *Rev. Sci. Instrum.*, **41**, 399 (1970).
7. Magerlein J. H., Sanders T. M., Jr., Digitally programmable ratio transformer bridge, *Rev. Sci. Instrum.*, **46**, 1653 (1975).
8. Marsh J. K., Two-frequency oscillator detects level of liquid, *Electronics*, **40**, 90 (20 mars, 1967).
9. Matey J. R., Dierker S. B., Anderson A. C., Bridge for measurement of low resistance *Rev. Sci. Instrum.*, **50**, 671 (1979).
10. Mitvalsky V., The maximum sensitivity of the unbalanced Wheatstone bridge, *J. Sci. Instrum.*, **41**, 454 (1964).
11. Ramboz J. D., A link compensated ratio transformer bridge, *Rev. Sci. Instrum.*, **42**, 522 (1971).
12. Stankovic K., Simple thermistor temperature to frequency converter based on an astable multivibrator, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **6**, 601 (1973).

Литература основного списка, имеющаяся на русском языке

6. Приборы для научных исследований, № 3, с. 88 (1970).
7. Приборы для научных исследований, № 12, с. 42 (1975).
8. Электроника, № 6, с. 12 (1967).
9. Приборы для научных исследований, № 5, с. 157 (1979).
11. Приборы для научных исследований, № 4, с. 114 (1971).

Дополнительная литература

1. Краус М., Вошни Э. Измерительные информационные системы/Пер. с нем. под ред. Я. В. Малкова.—М.: Мир, 1975.—310 с.
2. Лейтман М. Б., Мелик-Шахназаров А. М. Компенсационные измерительные преобразователи электрических величин.—М.: Энергия, 1978.—224 с.
3. Основы электроизмерительной техники/Под ред. М. И. Левина.—М.: Энергия, 1972.—544 с.
4. Сорокин И. М. Основы радиоизмерительной техники.—М.: Энергия, 1976.—312 с.
5. Федоров А. М. Диодные компенсационные вольтметры.—М.: Изд-во стандартов, 1976.—147 с.

4. УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СИГНАЛА

4.1. Согласование датчика с измерительной схемой

Измерительная схема с пассивными датчиком эквивалентна генератору с некоторым внутренним сопротивлением, выдающему измерительный сигнал нагрузке. Чтобы получить на нагрузке оптимальную мощность сигнала, а также обеспечить оптимальную чувствительность схемы и ее стабильность к внешним воздействиям, нужно согласовать внутреннее сопротивление генератора с сопротивлением нагрузки.

Если эквивалентный генератор является источником э.д.с., включенным последовательно с импедансом Z_c (см. рис. 4.1, а), то импеданс нагрузки Z_i , с тем чтобы свести к минимуму влияние на измерительное напряжение v_m изменений Z_c , должен существенно превышать последний, т. е.

$$v_m = e_c \frac{Z_i}{Z_i + Z_c} \simeq e_c(m) \quad \text{при } Z_i \gg Z_c.$$

Этому условию удовлетворяют операционные усилители с обратной связью, в том числе повторитель напряжения (рис. 4.1, б и в), дифференциальный усилитель с незаземленным входом (разд. 4.3.3), усилитель с гальванически разделенными каскадами (разд. 4.3.4) (рис. 4.1, г) и др.

Если эквивалентный генератор является источником тока $i_c(m)$ с внутренним импедансом Z_c (например, фотодиод или фотоумножитель, см. рис. 4.2, а), необходимо, чтобы импеданс Z_i нагрузки был много меньше импеданса Z_c ; тогда ток i_m практически равен i_c и не зависит от Z_c , т. е.

$$i_m = i_c(m) \frac{Z_c}{Z_i + Z_c} \simeq i_c(m) \quad \text{при } Z_i \ll Z_c.$$

Однако падение напряжения v_m на нагрузке может оказаться слишком малым. Использование в таком случае преобразователя ток — напряжение позволяет уменьшить влияние Z_c и усилить напряжение v_m (рис. 4.2, б).

Если эквивалентный генератор является источником заряда $q_c(m)$ с внутренним емкостным импедансом C_c (например, кристалл пьезоэлектрика), то, вследствие весьма малой выходной мощности подобного источника (датчика), к его выходу необ-

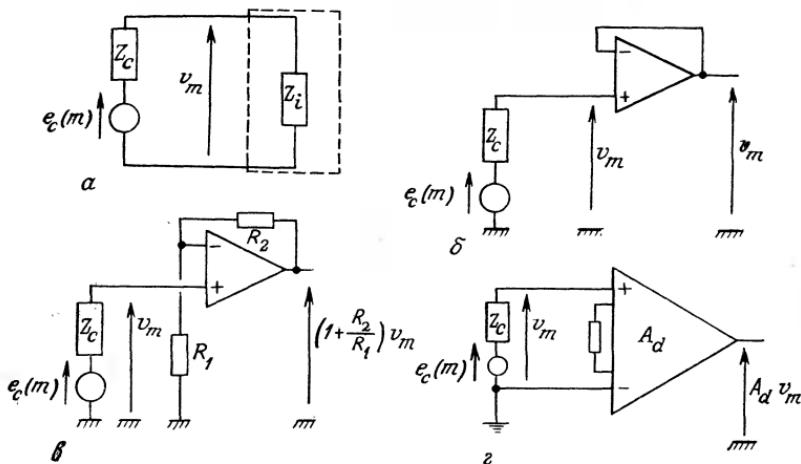


Рис. 4.1. Эквивалентные схемы согласования по напряжению датчика с измерительной цепью.

а — общая эквивалентная электрическая схема; *б* — с повторителем напряжения; *в* — с неинвертирующим усилителем.

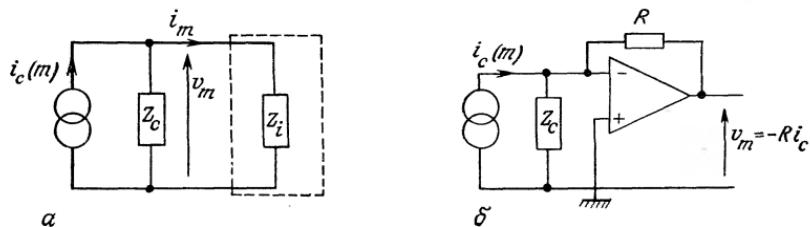


Рис. 4.2. Эквивалентные схемы согласования по току измерительной цепи с датчиком.

а — общая эквивалентная электрическая схема; *б* — с преобразователем ток — напряжение.

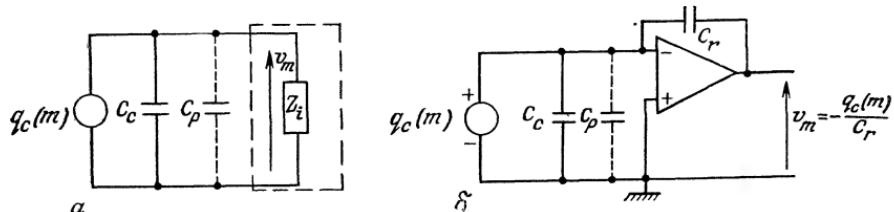


Рис. 4.3. Эквивалентные схемы согласования с измерительной цепью датчика, являющегося источником заряда.

а — общая эквивалентная электрическая схема; *б* — с электрометрическим усилителем.

ходимо подключать усилитель с возможно большим входным сопротивлением (см. рис. 4.3, а). При этом необходимо учитывать паразитную емкость C_p , образуемую емкостью подводящего кабеля и входной емкостью усилителя. Для измерения заряда таких датчиков используют электрометрический усилитель (рис. 4.3, б), выходное напряжение которого пропорционально количеству заряда на его входе и не зависит от емкости датчика и паразитной емкости входа.

4.2. Коррекция погрешности линейности

Существует ряд способов, позволяющих скорректировать нелинейность характеристики как самого датчика, так и измерительной схемы в целом, не допустив при этом отклонений от линейности преобразования в рабочем диапазоне изменения измеряемой величины, и в пределах допускаемой погрешности измерений полагать чувствительность неизменной.

Эти способы условно могут быть разбиты на две группы:
а) корректирующие характеристику датчика или схемы аппаратными средствами путем компенсации нелинейности;

б) корректирующие результаты измерений аналоговой или цифровой обработкой выходного сигнала аппаратными и (или) программными средствами.

4.2.1. Линеаризация характеристики преобразования

Коррекция нелинейности датчика. Выбор линейного участка характеристики датчика. Если градуировочная характеристика датчика имеет определенный линейный участок, а измеряемая величина изменяется относительно этого участка в таких же пределах, то, воздействуя на датчик определенным постоянным значением измеряемой величины, можно обеспечить изменения выходного сигнала датчика в границах данного линейного участка характеристики. Так, например, на модулированный световой поток $\Phi_1(t)$, воспринимаемый фототранзистором, может быть наложен постоянный световой поток Φ_0 , который выбирают таким, чтобы преобразование сигналов происходило в зоне линейности характеристики фототранзистора. Однако этот метод применим лишь при отсутствии постоянной составляющей в измеряемой величине, содержащей полезную информацию.

Линеаризация изменений импеданса датчика. Метод, в его наиболее простом виде, состоит в подключении параллельно датчику с сопротивлением $R_c(m)$ резистора с сопротивлением R , не зависящим от измеряемой величины, таким образом, чтобы суммарное сопротивление R_d изменялось квазилинейно в ограниченном диапазоне изменений измеряемой величины. Этот ме-

тод, часто применяемый к термисторам (резистивным датчикам температуры), подробно рассмотрен в разд. 6.3.2.

Дифференциальное включение двух нелинейных датчиков. В качестве иллюстрации этого метода рассмотрим одинаковые резистивные датчики, чувствительные к одной и той же измеряемой величине m , но изготовленные из разных материалов, так что зависимость их сопротивлений от измеряемой величины m описывается выражениями

$$R_1(m) = R_{01}(1 + A_1m + B_1m^2),$$

$$R_2(m) = R_{02}(1 + A_2m + B_2m^2).$$

Встречное включение двух таких датчиков образует сопротивление, изменяющееся в функции m линейно:

$$R(m) = (R_{01} + R_{02}) \left\{ 1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}} m \right\}$$

при условии, что

$$R_{01}/R_{02} = B_2/B_1.$$

Этот метод находит применение, например, при работе с металлическими термометрами сопротивления (см. разд. 6.3.2).

Линеаризация характеристики преобразования для дифференциального включения двух одинаковых датчиков с нелинейной характеристикой в смежные ветви моста, при воздействии на них одинаковых, но противоположных по знаку значений измеряемой величины рассмотрена выше, в разд. 3.3.1 и 3.3.2.

Коррекция нелинейности характеристики измерительной схемы с пассивными датчиками. Некоторые методы, используемые для линеаризации характеристик мостовых и потенциометрических схем с пассивными датчиками, уже рассматривались выше, в разд. 3.3.1 и 3.3.2. Ниже рассмотрены методы, основанные на использовании обратных связей.

Линеаризация характеристики мостовой схемы путем использования отрицательной обратной связи, действующей на напряжение разбаланса (рис. 4.4). Датчик включается в цепь обратной связи усилителя. При начальном значении измеряемой величины m_0 сопротивление датчика равно R_{c0} , а остальные сопротивления моста равны ему, т. е. $R_1=R_2=R_3=R_{c0}$.

Когда измеряемая величина изменяется, сопротивление датчика становится $R_c=R_{c0}+\Delta R_c$, а напряжение разбаланса

$$v_d = v_B - v_A,$$

где $v_B = \frac{E_s}{2}$, $v_A = \frac{R_c}{R_{c0} + R_c} E_s + \frac{R_{c0}}{R_{c0} + R_c} v_m$,

v_m — напряжение на выходе усилителя.

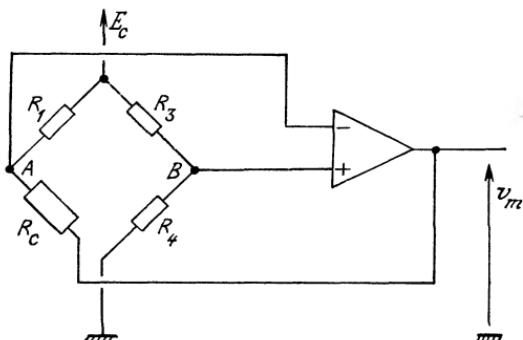


Рис. 4.4. Схема моста Уитстона с линеаризацией характеристики путем применения отрицательной обратной связи.

Так как усилитель с отрицательной обратной связью поддерживает равной нулю разность потенциалов между точками диагонали моста, т. е. $v_A = v_B$, то

$$v_m = -\frac{E_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{co}} .$$

С точностью до малых второго порядка значимости можно обеспечить компенсацию влияющей на результаты измерения величины, если использовать в качестве R_1 датчик, идентичный основному измерительному датчику и подвергающийся такому же воздействию этой влияющей величины.

В подобной схеме датчики необходимо изолировать от массы, что часто оказывается невозможным.

Линеаризация характеристики мостовой схемы использованием двойной обратной связи, действующей на напряжение разбаланса и на напряжение питания моста (рис. 4.5). Мост,

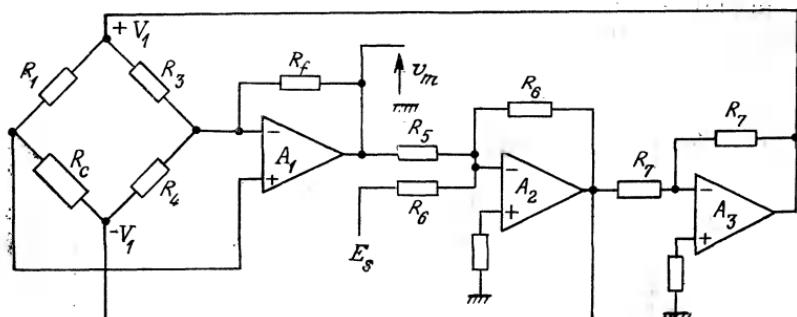


Рис. 4.5. Схема моста Уитстона с линеаризацией характеристики двойной обратной связью.

как и в предыдущей схеме, образован плечами сопротивлений $R_1=R_2=R_3=R_{c0}$, а $R_c=R_{c0}+\Delta R_c$.

Оригинальная обратная связь в первом каскаде A_1 действует в направлении устранения разбаланса моста; равновесие наступает при

$$v_m = V_1 \frac{R_{c0} + 2R_f}{2R_{c0} + \Delta R_c} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

Напряжения $\pm V_1$ питания моста задают сумматор A_2 и инвертор A_3 ; при этом

$$|V_1| = E_s \frac{R_6}{R_5} u_m.$$

Когда выполняется условие $R_6/R_5=R_{c0}/(R_{c0}+2R_f)$, измеряемое напряжение определяется выражением

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \frac{2R_f}{R_{c0}} \right\} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

4.2.2. Коррекция погрешности линейности обработкой электрического сигнала — результата измерений

Нелинейное преобразование сигнала. Выходное напряжение моста Уитстона или потенциометрической схемы с симметричным питанием является нелинейной функцией изменений сопротивления датчика и определяется выражением

$$v_m = \frac{E_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c / 2R_{c0}}.$$

Схема, представленная на рис. 4.6, позволяет нелинейным преобразованием напряжения v_m получить напряжение v_l , которое является линейной функцией ΔR_c . Напряжение на выходе умножителя напряжений

$$v_\theta = V_X V_Y / E_r = v_m v_l / E_r.$$

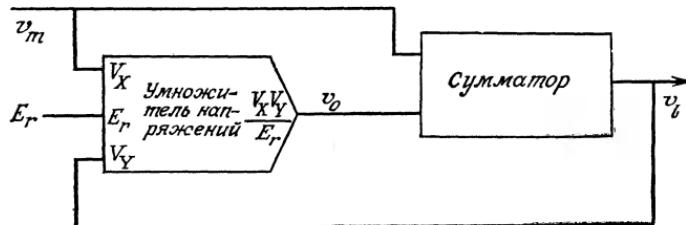


Рис. 4.6. Схема нелинейного преобразования измерительного сигнала с помощью умножителя напряжений.

Здесь E_r — опорное напряжение. Коэффициенты усиления каналов умножителя равны соответственно a и b . Выходное напряжение сумматора, осуществляющего суммирование с учетом весовых коэффициентов, равно

$$v_l = av_m + bv_0 = av_m + b(v_m v_l / E_r),$$

откуда

$$v_l = \frac{av_m}{1 - bv_m/E_r}.$$

Подставляя выражение v_m , получим

$$v_l = \frac{aE_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c0}} \left\{ 2 - \frac{b}{2} \frac{E_s}{E_r} \right\}}.$$

Напряжение v_l становится линейной функцией ΔR_c при равенстве единице третьего сомножителя, что достигается выбором соответствующего коэффициента b , а именно: $b = 2E_r/E_s$.

Другая схема нелинейного преобразования результата измерения представлена на рис. 4.7. Ее преимуществом является получение скорректированного результата v_l , не зависящего от напряжения питания моста и, следовательно, от флюктуаций этого напряжения.

Схема содержит инвертор и аналоговый делитель, напряжение на выходе которого относительно напряжений V_N и V_D на его входах равно

$$v_l = 10(V_N/V_D).$$

Напряжение на выходе инвертора равно

$$v_0 = -v_m = -\frac{E_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c/2R_{c0}}.$$

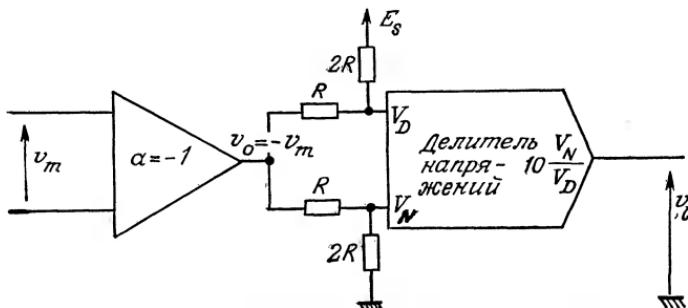


Рис. 4.7. Схема нелинейного преобразования измерительного сигнала с помощью делителя напряжений.

Обозначая через R_i сопротивление каждого из входов делителя, получим

$$V_N = \frac{2R_i}{3R_i + 2R} v_0 \quad \text{и} \quad V_D = \frac{2R_i}{3R_i + 2R} \left\{ \frac{E_s}{2} + v_0 \right\}.$$

Таким образом, окончательно имеем

$$v_l = 10 (V_N/V_D) = -10 (\Delta R_c/R_{c0}).$$

Коррекция результатов измерений введением поправок. Апроксимация характеристики. Градуировочную характеристику, отражающую связь величин v_m и m , можно аппроксимировать многочленом n -й степени

$$m = a_0 + a_1 v_m + a_2 v^2 m + \dots + a_n v^n m.$$

Значения $(n+1)$ постоянных коэффициентов a_k можно получить, решая $n+1$ уравнений, связывающих $(n+1)$ значений v_m и m . Такой способ нахождения значений a_k не обеспечивает наилучшего и единственного решения, поскольку оно будет зависеть от выбора числа точек аппроксимации. Очевидно, для упрощения решения следует ограничить число членов до приемлемого минимума, определяемого задаваемой погрешностью измерений.

Устройство линеаризации зависимости $v_m(m)$ должно формировать напряжение, пропорциональное величине m

$$v_l = Am,$$

$$\text{т. е.} \quad v_l = A(a_0 + a_1 v_m + a_2 v^2 m + \dots + a_n v^n m),$$

или, обозначая $A_k = Aa_k$ ($k=0, n$),

$$v_l = A_0 + A_1 v_m + A_2 v^2 m + \dots + A_n v^n m.$$

Таким образом, устройство, осуществляющее линеаризацию, можно создать, сочетая умножители, формирующие значения $v^k m$, и сумматоры, осуществляющие их сложение с учетом весовых коэффициентов.

На рис. 4.8 показано аналоговое устройство линеаризации, аппроксимирующее входную функцию (сигнал) многочленом четвертой степени.

$$v_l = A_0 + A_1 v_m + A_2 v^2 m + A_3 v^3 m + A_4 v^4 m.$$

В соответствии с теоремой Мильмана получаем следующие зависимости членов A_k относительно проводимостей $Y_i = 1/R_i$ для данной схемы:

$$A_0 = -E \frac{Y_6}{Y}, \quad A_1 = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \frac{Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y}{Y},$$

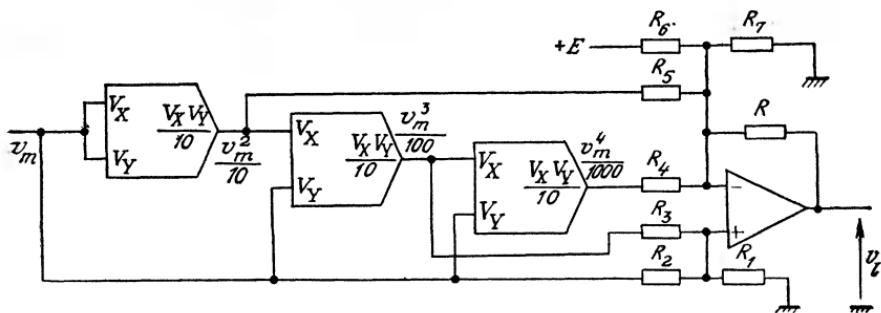


Рис. 4.8. Схема аппроксимации измерительного сигнала многочленом четвертой степени (Burr — Brown).

$$A_2 = -10^{-1} \frac{Y_5}{Y}, \quad A_3 = \frac{10^{-2} Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \frac{Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y}{Y},$$

$$A_4 = -10^{-3} \frac{Y_4}{Y}.$$

Пример. На основании градуировочной характеристики термопары хромель — константан получено соотношение, которое в диапазоне от -100 до $+900$ $^{\circ}\text{C}$ с погрешностью не хуже 3°C отражает зависимость температуры T ($^{\circ}\text{C}$) на измерительном спае (температура опорного спая 0°C) от выдаваемой термопарой термо-э. д. с. e в мВ [11]:

$$T = -2,69309 + 17,2024e - 0,186021e^2 + 0,00295744e^3 - 0,0000163000e^4.$$

Устройство аппроксимации, приведенное на рис. 4.8, формирует на выходе напряжение v_l , которое численно равно температуре T при напряжении питания $E=10$ В и следующих номиналах резисторов (кОм):

$$R_1 = 10,00; \quad R_2 = 1,340; \quad R_3 = 77,97;$$

$$R_4 = 613,5; \quad R_5 = 5,376; \quad R_6 = 37,13;$$

$$R_7 = 0,6000; \quad R = 10,00.$$

Если градуировочная характеристика аппроксимируется многочленом степени $n > 2$, то более целесообразно применение многофункциональной схемы. Таковая реализована, например, в микросхеме AD 433 (изготовитель фирма Analog Devices), ко входам которой прилагаются напряжения V_X , V_Y , V_Z , а на выходе формируется напряжение, пропорциональное величине $V_Y(V_Z/V_X)^n$, где n регулируется выбором соотношения сопротивлений (см. описание схемы на рис. 4.9).

Если функция $m=f(v_m)$ имеет линейный участок, который заключен между нелинейными участками, то применяют схему ограниченной линеаризации.

Так, например, если для $v_m > v_{m1}$ участок характеристики линеен, т. е. $m = a_0 + a_1 v_m$, то напряжение v_l на выходе сумматора

$$v_l = Am = A_0 + A_1 m.$$

Если при $v_m < v_{m1}$ характеристика датчика нелинейна и отклонение от предшествующей линейной части нарастает в соответствии с разностью $v_{m1} - v_m$, то вводимые для коррекции члены должны также соответствовать значениям функции $v_{m1} - v_m$, т. е.

$$m = a_0 + a_1 v_m + \sum_1^n a'_k (v_{m1} - v_m)^k.$$

Устройство линеаризации должно формировать в этом случае напряжение

$$v_l = Am = A_0 + A_1 v_m + \sum_1^n A'_k (v_{m1} - v_m)^k.$$

Такое устройство должно состоять из одного или нескольких сумматоров, осуществляющих сложение с учетом весовых коэффициентов, пороговой схемы (напряжение V на выходе которой равно нулю для $v_m > v_{m1}$ и пропорционально разности $V_{m1} - v_m$, когда $v_m < v_{m1}$), а также множительно-делительной (многофункциональной) схемы, ко входу которой приложено напряжение V от пороговой схемы.

Схема такого устройства представлена на рис. 4.9. На его выходе формируется напряжение:

$$\text{при } v_m > v_{m1} \quad v_l = A_0 + A_1 v_m;$$

$$\text{при } v_m < v_{m1} \quad v_l = A_0 + A_1 v_m + A'_1 (v_{m1} - v_m) + A'_n (v_{m1} - v_m)^n.$$

В функции параметров элементов устройства напряжение v_l выражается соотношением

$$v_l = \frac{R}{R_1} 10 + \frac{R}{R_2} v_m - \frac{R}{R_3} V - \frac{R}{R_4} 10 \left(\frac{V}{10} \right)^n.$$

При $V=0$ для случая $v_m > v_{m1}$ имеем $v_{m1} = \frac{R}{R_6} 10$ В, а для $v_m < v_{m1}$ $V = \frac{R_5}{R} (v_{m1} - v_m)$.

Таким образом, условия линеаризации обеспечиваются надлежащим выбором номиналов компонентов.

Линеаризация градуировочной характеристики разбиением ее на участки. В общем случае кривая $m=f(v_m)$ может быть

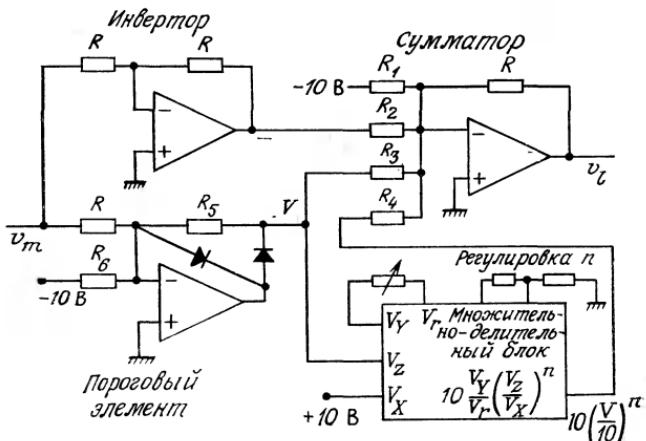


Рис. 4.9. Схема аппроксимации измерительного сигнала, описываемого частично нелинейной функцией.

разбита на конечное число i участков (рис. 4.10, а), каждый из которых может быть аппроксимирован двучленом первой степени

$$m = a_i + b_i v_m.$$

При разбиении кривой на четыре участка, как показано на рис. 4.10, а, справедливы соотношения

$$\begin{aligned} m &= a_3 + b_3 v_m \quad \text{для } v_{m3} < v_m, \\ m &= a_2 + b_2 v_m \quad \text{для } v_{m2} < v_m < v_{m3}, \\ m &= a_1 + b_1 v_m \quad \text{для } v_{m1} < v_m < v_{m2}, \\ m &= a_0 + b_0 v_m \quad \text{для } v_m < v_{m1}. \end{aligned}$$

Каждый раз, когда текущее значение v_m переходит границу того или иного участка, значение напряжения $v_l = A_m$ изменяется соответственно наклону данного участка кривой. Это осуществляется с помощью сумматоров, пороги которых соответствуют различным границам v_{mi} , и каждый из которых выдает напряжение V_i , равное нулю или пропорциональное $v_{mi} - v_m$ в зависимости от того, превосходит или нет значение v_m порог сумматора.

На рис. 4.10, б представлено аппроксимирующее устройство, позволяющее осуществить линеаризацию функции, разбитой на четыре участка (см. рис. 4.10, а). Выходное напряжение устройства имеет форму

$$v_l = A_i + B_i v_m \quad \text{для } v_{mi} < v_m < v_{mi+1},$$

где $A_i = Aa_i$ и $B_i = Ab_i$.

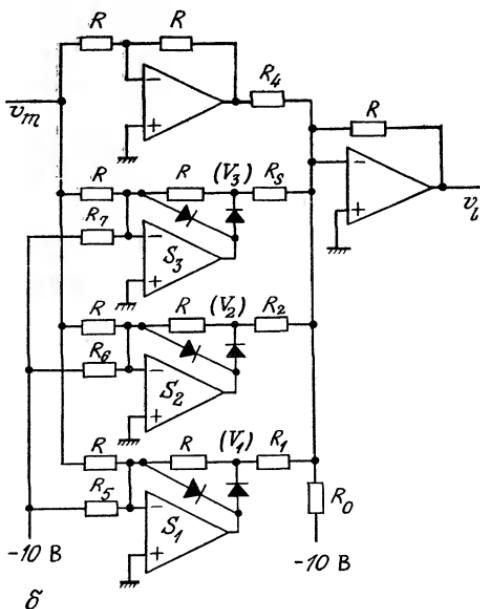
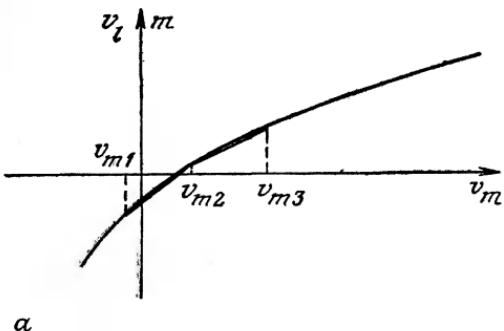


Рис. 4.10. Кусочно-линейная аппроксимация нелинейной функции.
а — диаграмма аппроксимации кривой; ***б*** — принципиальная схема аппроксиматора сигнала.

Если границы участков задать в соответствии со значениями

$$\frac{10R}{R_7} = v_{m3}, \quad \frac{10R}{R_6} = v_{m2} \quad \text{и} \quad \frac{10R}{R_5} = v_{m1},$$

то напряжение v_l на выходе устройства будет равно

$$v_l = \frac{R}{R_6} 10 + \frac{R}{R_4} v_m - \frac{R}{R_3} V_3 - \frac{R}{R_2} V_2 - \frac{R}{R_1} V_1.$$

Значения V_i в различных случаях составят:

$$\begin{aligned} \text{при } v_m > v_{m_3} \quad V_3 = V_2 = V_1 = 0; \\ v_{m_2} < v_m < v_{m_3} \quad V_3 = v_{m_3} - v_m, \quad V_2 = V_1 = 0; \\ v_{m_1} < v_m < v_{m_2} \quad V_3 = v_{m_3} - v_m, \quad V_2 = v_{m_2} - v_m, \quad V_1 = 0; \\ v_m < v_{m_1} \quad V_3 = v_{m_3} - v_m, \quad V_2 = v_{m_2} - v_m, \quad V_1 = v_{m_1} - v_m. \end{aligned}$$

Требуемые номиналы элементов схемы определяются из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} \frac{10R}{R_0} = A_3, \quad \frac{R}{R_4} = B_3, \quad \frac{R}{R_3} = B_2 - B_3, \quad \frac{R}{R_2} = B_2 - B_1, \\ \frac{R}{R_1} = B_1 - B_0. \end{aligned}$$

Цифровые методы линеаризации. Их использование, очевидно, требует, чтобы измеряемое напряжение v_m было предварительно преобразовано в цифровую форму.

Цифровая система обработки данных (например микроЭВМ) позволяет осуществить линеаризацию градуировочной характеристики по программе с приемлемой быстротой. Характеристику $v_l = f(v_m)$ разбивают на определенное число участков (рис. 4.11), и абсциссы их границ записывают в память машины. Измеряемое напряжение v_m сравнивается с этим набором абсцисс: $v_{mi} < v_m < v_{mi+1}$. Когда определяется таким образом номер i участка, запускается программа для расчета v_l по алгоритму¹⁾:

$$v_l = \frac{v_{li+1} - v_{li}}{v_{mi+1} - v_{mi}} (v_m - v_{mi}) + v_{li}.$$

Постоянные коэффициенты $\frac{v_{li+1} - v_{li}}{v_{mi+1} - v_{mi}}$, определяющие наклон прямых каждого из участков, должны также храниться в памяти. При такой последовательной обработке данных необходимо учитывать время

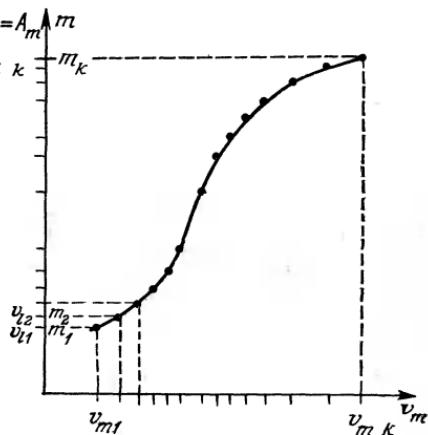


Рис. 4.11. Кусочно-линейная аппроксимация функции при использовании цифрового метода обработки данных.

¹⁾ Описана процедура кусочно-линейной аппроксимации кривой. — Прим. ред.

проведения операций, позволяющее получать результаты с требуемой быстротой.

4.3. Усиление измерительного сигнала и исключение постоянной составляющей

4.3.1. Источники возникновения постоянной составляющей

В обобщенной схеме измерительной цепи измеряемое напряжение v_m представляет собой разность потенциалов проводников $v_A - v_B$ (рис. 4.12). Оно включает постоянную составляющую v_{MC} — среднее между потенциалами v_A и v_B напряжение, которое не содержит полезной информации,

$$v_{MC} = \frac{v_A + v_B}{2}.$$

Можно записать $v_A = v_{MC} + v_m/2$, $v_B = v_{MC} - v_m/2$.

Напряжение v_{MC} может превышать v_m . В определенных случаях оно оказывается неизвестным. Поэтому возникает необходимость исключения или существенного ослабления постоянной составляющей, чтобы получить и иметь возможность обработать в измерительной установке сигнал без погрешности, не зависящий от v_{MC} .

Постоянная составляющая, обусловленная напряжением питания. Так, для моста Уитстона (рис. 4.13), состоящего из трех постоянных резисторов с сопротивлением R_0 и резистивного датчика с сопротивлением $R_c = R_0 + \Delta R_c$, при $\Delta R_c \ll R_0$ справедливы соотношения

$$v_A = \frac{E_s}{2} + \frac{E_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_0} \quad \text{и} \quad v_B = \frac{E_s}{2}.$$

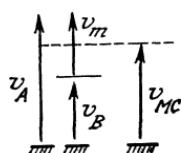
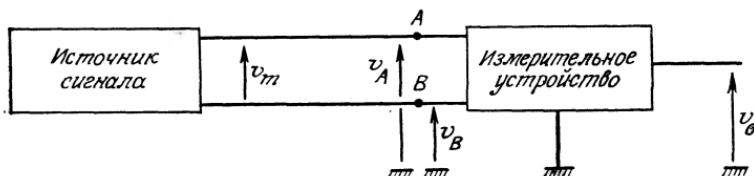


Рис. 4.12. Обобщенная схема измерительной цепи, иллюстрирующая возникновение постоянной составляющей.

Если, например, $E_s = 20$ В и $\Delta R_c / R_0 = 10^{-2}$, то v_{MC} практически равно $E_s/2 = 10$ В, а выходное напряжение моста составляет

$$v_m = \frac{E_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_0} = 5 \cdot 10^{-2} \text{ В.}$$

Постоянная составляющая, обусловленная токами в общейшине. Между двумя точками цепи, соединенными с массой (общей шиной) и находящимися на некотором удалении друг от друга, существуют импеданс массы Z_M (порядка единиц ом) и разность потенциалов, обусловленная паразитной э. д. с. e_m , основные причины возникновения которой — электромагнитные наводки промышленной частоты и циркуляция токов в различных частях монтажной схемы. Расстояние между точками присоединения к массе различных частей измерительной схемы в промышленных установках может достигать сотен метров, и поэтому разность потенциалов между ними может достигать нескольких десятков вольт.

Когда источник измерительного сигнала (e_c , R_c), присоединенный к массе в точке M_c , удален от измерительного устройства, которое присоединено к массе в точке M_i , паразитная э. д. с. e_m между точками M_c и M_i образует в измерительной цепи постоянную составляющую, смещающую выходной сигнал (см. рис. 4.14).

В точках A и B схемы замещения измерительной цепи (рис. 4.14) потенциалы равны соответственно $v_B = e_m$ и $v_A = e_m + e_c$, причем если $e_c \ll e_m$, то постоянная составляющая $v_{MC} = e_m$, и $v_m = e_c$.

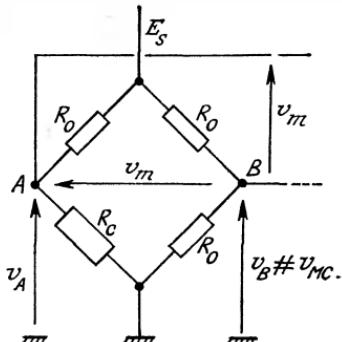


Рис. 4.13. Мост Уитстона.

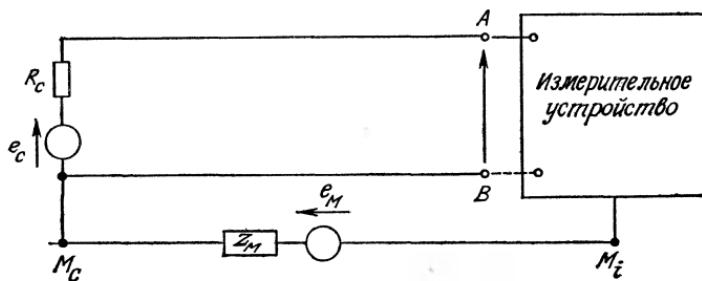


Рис. 4.14. Эквивалентная электрическая схема измерительной системы с источником паразитной э. д. с.

4.3.2. Использование дифференциального усилителя

Когда выходной сигнал представляет собой разность двух сигналов измерительной схемы, то его обработку производят, используя обычно дифференциальный усилитель. Типичный дифференциальный усилитель (рис. 4.15) состоит из двух усилительных каскадов — инвертирующего с усилением $-A_1$, вход которого обозначен знаком минус, и неинвертирующего с усилением A_2 , вход которого обозначен знаком плюс (значения A_1 и A_2 должны быть по возможности равны друг другу), и сумматора выходных напряжений этих каскадов.

Напряжение v_0 на выходе дифференциального усилителя в функции напряжений v_+ и v_- , приложенных соответственно к его входам + и —, определяется выражением

$$v_0 = A_2 v_+ - A_1 v_-,$$

или с учетом $v_{MC} = (v_+ + v_-)/2$ и $v_d = v_+ - v_-$,

$$v_0 = \frac{A_1 + A_2}{2} v_d (+A_2 - A_1) \tau_{MC}.$$

Коэффициент усиления разности входных напряжений (дифференциальный коэффициент усиления) равен

$$A_d = \frac{A_1 + A_2}{2},$$

а коэффициент усиления постоянной составляющей

$$A_{MC} = A_2 - A_1.$$

Таким образом, постоянная составляющая выходного напряжения дифференциального усилителя тем меньше, чем ближе друг к другу по абсолютному значению коэффициенты усиления обоих каналов A_1 и A_2 .

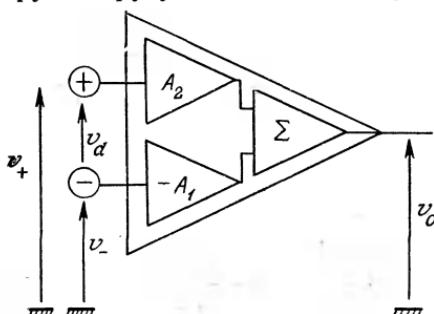
Напряжение на выходе усилителя можно записать в виде

$$v_0 = A_d \left\{ v_d + \frac{A_{MC}}{A_d} v_{MC} \right\},$$

и, подставляя параметр τ_r , характеризующий степень ослабления постоянной составляющей.

$$\tau_r = A_d / A_{MC},$$

Рис. 4.15. Блок-схема дифференциального усилителя.



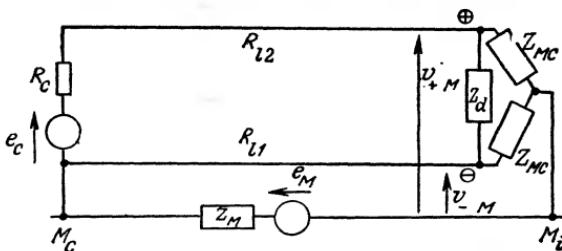


Рис. 4.16. Эквивалентная схема входной цепи дифференциального усилителя.

представить как

$$v_0 = A_d \left\{ v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{MC} \right\}.$$

Дифференциальный усилитель характеризуется входным импедансом Z_{MC} между каждым входом и массой усилителя и дифференциальным импедансом Z_d между двумя входами.

Парезитная э. д. с. e_m в общейшине вызывает появление напряжений v_{M+} и v_{M-} на входах усилителя (рис. 4.16), зависящих, в том числе, от сопротивлений R_{l1} и R_{l2} усилителя двух подводящих проводов.

Сопротивления этих проводов должны быть уравновешены, т. е. $R_{l2} = R_c + R_{l1}$, с тем чтобы напряжения v_{M+} и v_{M-} оказались равными друг другу. В противном случае, при неравенстве v_{M+} и v_{M-} , их разность $v_{M+} - v_{M-}$ будет усиливаться как дифференциальное напряжение.

Кроме того, необходимо соблюдать условия $|Z_d|, |Z_{MC}| \gg R_c, R_{l1}, R_{l2}$, и при $v_{M+} = v_{M-}$ и $v_d = e_c$ входные напряжения будут независимы от импедансов источника и проводов и соответственно от изменений этих импедансов.

4.3.3. Предварительный измерительный усилитель постоянного тока

Это дифференциальный усилитель, выполненный в виде интегральной микросхемы; он специально предназначен для обработки сигналов в присутствии относительно больших значений постоянных паразитных составляющих. Его входные токи смещения должны замыкаться на массу, для чего необходима гальваническая связь между входами и массой усилителя (рис. 4.17). Синфазное напряжение, приложенное к его входам, должно быть ограничено по уровню и быть немного меньше напряжения питания.

Подобные усилители характеризуются следующими основными параметрами (указаны порядки величин):

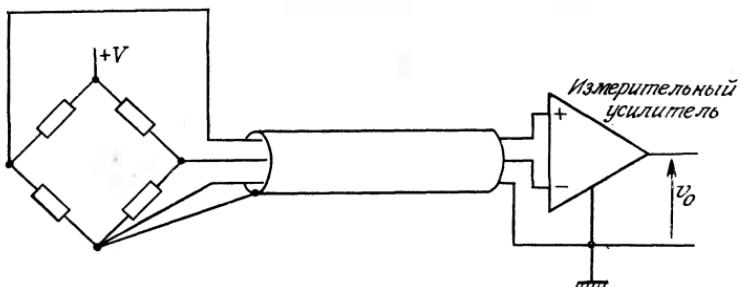


Рис. 4.17. Схема присоединения измерительного усилителя к мосту Уитстона.

— регулируемый дифференциальный коэффициент усиления от 1 до 10^4 на частоте 10^2 Гц, усиление уменьшается с ростом частоты;

— очень высокий входной импеданс (порядка 10^{10} Ом) в параллель с емкостью в несколько пикофарад, что позволяет уменьшить влияние сопротивления источника входного сигнала и разбаланса сопротивлений между входами инвертирующего и неинвертирующего каскадов;

— очень малый выходной импеданс ($\sim 0,1$ Ом), что уменьшает влияние нагрузки на коэффициент усиления:

— очень малые токи смещения (от нескольких пА до нескольких нА в зависимости от типа усилителя), что сводит к минимуму паразитные изменения напряжения на входах, вызываемые влияющими воздействиями — изменениями сопротивлений источника сигнала и подводящих проводов;

— высокая температурная стабильность характеристик (порядка $0,0015\%/\text{°C}$), что практически исключает дрейф выходного сигнала;

— высокий коэффициент ослабления τ_r синфазного напряжения (примерно 10^5 , т. е. 100 дБ от постоянного тока до 50 Гц, на более высоких частотах он уменьшается).

Напряжение на выходе измерительного усилителя определяется выражением

$$v_0 = A_d \left(v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{MC} \right),$$

где $v_d = v_+ - v_-$ и $v_{MC} = (v_+ + v_-)/2$.

Подобный усилитель устанавливают непосредственно около датчика, выбирая определенный коэффициент усиления в зависимости от среднего уровня подаваемого на его вход сигнала. Это позволяет передавать сигнал высокого уровня, уменьшая влияние паразитных наводок, которые могут возникнуть при пе-

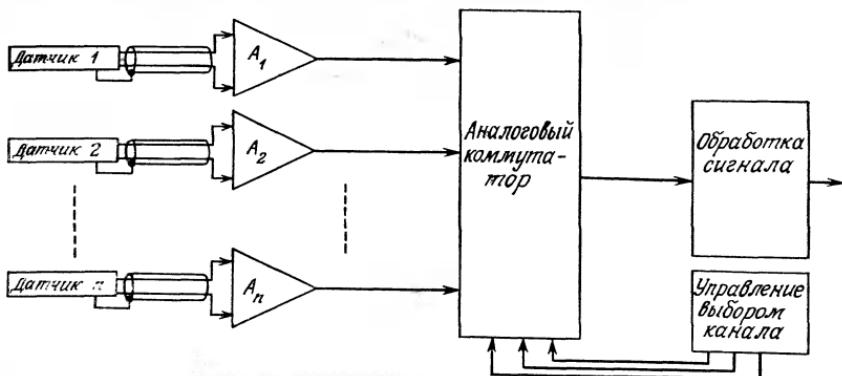


Рис. 4.18. Многоканальная система сбора сигналов.

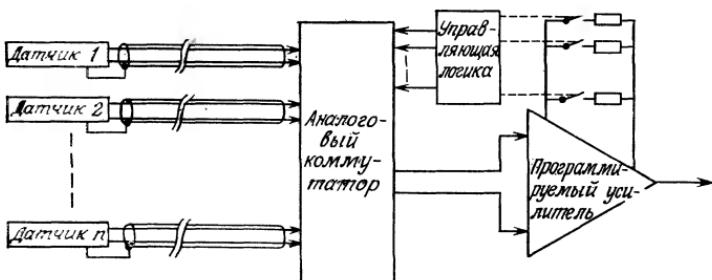


Рис. 4.19. Многоканальная система сбора сигналов с масштабным их усилением.

передаче, а также избавиться от необходимости осуществлять коммутацию в многоканальных системах сбора слабых сигналов (рис. 4.18). Усилитель можно включать и после коммутатора, а усиление регулировать (масштабировать) переключением сопротивлений в цепи обратной связи усилителя, чтобы согласовывать его коэффициент усиления с уровнем сигнала каждого датчика и передавать по каналу связи нормированный сигнал (рис. 4.19). При этом логическая схема управляет коммутатором, выбирающим нужный канал, и устанавливает соответствующее значение коэффициента усиления усилителя.

4.3.4. Гальваническая развязка измерительной цепи

Усилитель с гальванически изолированными каскадами представляет собой разделительный усилитель (рис. 4.20). Он состоит из каскада \$A_1\$, являющегося операционным или измеритель-

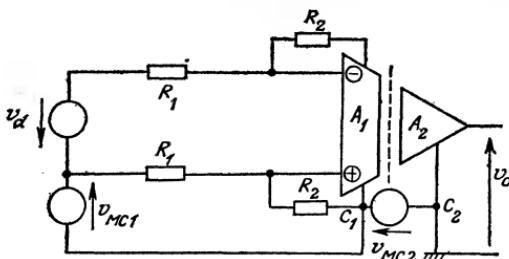


Рис. 4.20. Схема разделительного усилителя.

ным усилителем с «плавающим» (незаземленным) источником питания и общей точкой C_1 , соединенной с массой источника сигнала (его коэффициент дифференциального усиления $A_d = -R_2/R_1$), каскада A_2 , общая точка которого C_2 присоединена к общей массе данного усилительного каскада и схемы последующей обработки, и устройства потенциальной развязки (трансформаторной или оптронной) между каскадами.

Постоянная составляющая v_{MC1} , измеренная относительно точки C_1 , ограничена десятком вольт, и при превышении этого уровня ее необходимо ослабить с коэффициентом ослабления τ_{r1} . Постоянная составляющая v_{MC2} , измеренная относительно точки C_2 , приложена к «изолирующему» барьеру между каскадами и может достигать тысяч вольт. Она существенно ослабляется

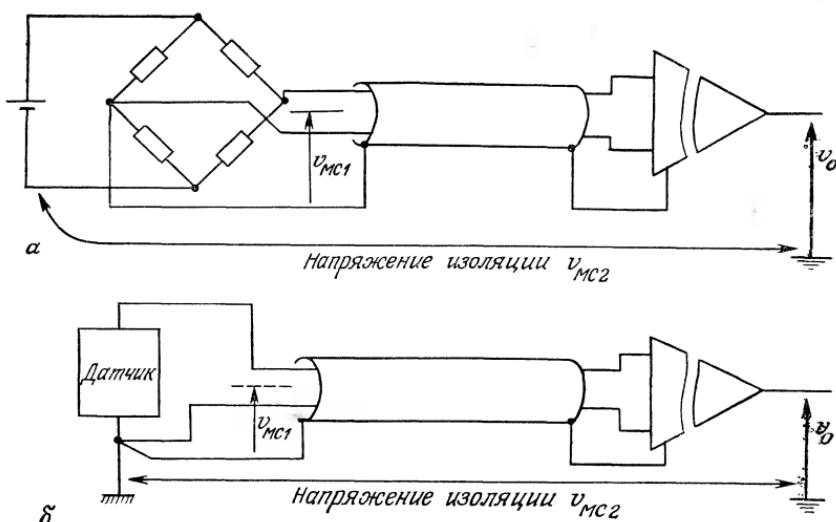


Рис. 4.21. Примеры применения разделительного усилителя.

на выходе с коэффициентом τ_{r2} . Напряжение v_0 на выходе разделительного усилителя можно описать выражением

$$v_0 = A_d v_d \left\{ 1 + \frac{1}{\tau_{r1}} \frac{v_{MC1}}{v_d} \right\} + \frac{1}{\tau_{r2}} v_{MC2}.$$

Порядок величин $\tau_{r1} \approx 100$ дБ и $\tau_{r2} \approx 160$ дБ. Разделительный усилитель в первую очередь применяют, когда постоянная составляющая, не содержащая информации, существенно превышает измерительный сигнал (рис. 4.21, а), либо когда, например по соображениям безопасности, источник измерительного сигнала должен быть изолирован от схемы обработки (рис. 4.21, б).

4.4. Выделение сигнала, содержащего полезную информацию

Измерительные схемы с пассивными датчиками в ряде случаев (разд. 3.5) выдают переменное напряжение v_m , представляющее собой высокочастотный сигнал, который промодулирован в соответствии с вариациями Δt измеряемой величины. Здесь кратко описаны некоторые методы детектирования (процесс, обратный модуляции, — демодуляция), позволяющие выделить из модулированного сигнала полезную информацию в виде электрического сигнала, изменения которого соответствуют низкочастотным вариациям измеряемой величины.

4.4.1. Амплитудное детектирование

При амплитудной модуляции несущего сигнала вариации Δt измеряемой величины точно отображаются изменением во времени амплитудных значений выходного напряжения измерительной цепи (рис. 3.27). Так, например, когда модулируемый (несущий) сигнал представляет собой синусоидальное напряжение с круговой частотой ω_s , то

$$v_m = E'_s (1 + k \Delta m) \cos \omega_s t.$$

Амплитудный детектор, основными элементами которого являются диод и контур (фильтр низкой частоты) $R-C$ (рис. 4.22), при подаче на его вход амплитудно-модулированного сигнала выдает напряжение

$$v_0 = \eta E'_s (1 + k \Delta m),$$

где η — эффективность детектирования ($0 < \eta < 1$).

Близкое к единице значение η получается, когда граничная частота RC -фильтра $f_c = 1/2\pi RC$ такова, что несущая частота

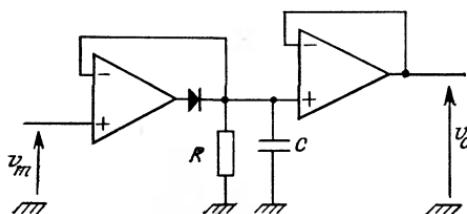


Рис. 4.22. Схема амплитудного детектора.

f_s сильно ослабляется, тогда как спектр полезного сигнала, простирающийся до частоты f_m , сохраняется. Это достигается при

$$f_M \ll \frac{1}{2\pi R C} \ll f_s.$$

Постоянная составляющая детектируемого напряжения, $\eta E'_s$, должна быть устранена с помощью фильтра верхних частот или вычитающей схемы, если значение постоянной составляющей определено предварительно при $\Delta m = 0$.

4.4.2. Синхронное детектирование

Блок-схема синхронного детектирования амплитудно-модулированного сигнала v_m приведена на рис. 4.23. Свое название такое детектирование получило благодаря использованию вспомогательного источника опорного сигнала, синхронного по частоте и синфазного с модулируемым сигналом несущей. Синхронное детектирование связано с преобразованием спектра частот входного сигнала и смещением его по оси частот путем умножения этого сигнала на опорный, и узкополосной низкочастотной фильтрацией сигнала v_0' преобразованной (промежуточной) частоты с выделением при этом полезного сигнала, содержащего информацию об измеряемой величине.

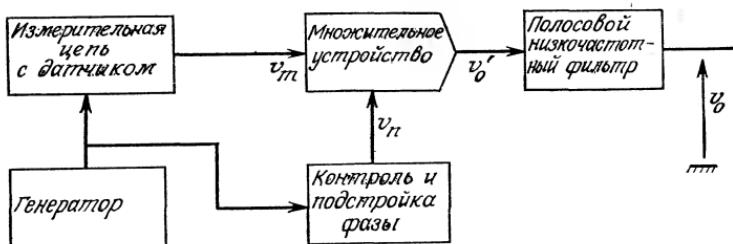


Рис. 4.23. Блок-схема синхронного детектора.

Работу синхронного детектора рассмотрим на примере гармонических сигналов. Результаты этого рассмотрения могут быть распространены на периодические сигналы любой формы.

Предположим, что модулированный измерительный сигнал описывается выражением

$$v_m = k \Delta m E_s \cos \omega_s t,$$

что характерно, например, для моста Уитстона с двумя дифференциально включенными резистивными датчиками с чувствительностью S и коэффициентом $k = S/2R_{co}$.

Опорное напряжение v_r , синхронное гармоническому напряжению источника (генератора) измерительной цепи, описывается выражением

$$v_r = E_r \cos \omega_s t.$$

Множительное устройство выдает напряжение $v'_0 = \frac{1}{E} v_m v_r$ (чаще всего $E = 10$ В).

После подстановки получим

$$v'_0 = \frac{k E_s E_r}{E} \Delta m \cos^2 \omega_s t,$$

или

$$v'_0 = A \Delta m + A \Delta m \cos 2\omega_s t,$$

где

$$A = \frac{k E_s E_r}{2E}.$$

Назначение фильтра низких частот заключается в выделении полезной составляющей $A \Delta m$, содержащей искомую информацию, с подавлением высокочастотной составляющей $A \Delta m \cos 2\omega_s t$. Это не представляет проблем при условии, что максимальная частота f_m спектра измеряемой величины существенно меньше, чем частота f_s несущей.

Когда имеется сдвиг фазы ψ между модулируемым и опорным напряжениями, т. е.

$$v_m = k \Delta m E_s \cos \omega_s t \quad \text{и} \quad v_r = E_r \cos (\omega_s t + \psi),$$

то напряжение на выходе перемножающего устройства

$$\begin{aligned} v'_0 &= \frac{k E_s E_r}{E} \Delta m \cos \omega_s t \cos (\omega_s t + \psi) = \\ &= A \cos \psi \Delta m + A \Delta m \cos (2\omega_s t + \psi). \end{aligned}$$

При этом амплитуда $\Delta \cos \psi \Delta m$ низкочастотной полезной составляющей, выделяемой фильтром, оказывается уменьшенной в соответствии с коэффициентом $\cos \psi$. При $\psi = \pi/2$ полезная составляющая исчезает.

В случае индуктивного датчика с комплексным импедансом, когда и активная, и реактивная составляющие выходного импеданса датчика зависят от измеряемой величины, модулированное напряжение измерительной схемы включает две составляющие: одну в фазе, а другую — сдвинутую по фазе на 90° относительно напряжения питания схемы (модулируемого сигнала), т. е.

$$v_m = k_1 \Delta m E_s \cos \omega_s t + k_2 \Delta m E_s \sin \omega_s t.$$

Синхронное детектирование позволяет выделить каждую из упомянутых составляющих. Если умножить v_m на $v_r = -E_r \cos \omega_s t$, то после фильтрации (с помощью фильтра нижних частот) на выходе перемножающего устройства получим составляющую $k_1 \frac{E_s E_r}{2E} \Delta m$, тогда как умножение на $v_r' = E_r \sin \omega_s t$

позволяет выделить составляющую $k_2 \frac{E_s E_r}{2E} \Delta m$.

4.4.3. Частотное детектирование

В основу устройств, предназначенных для выделения информации, содержащейся в сигнале, модулированном по частоте, может быть положен один из следующих принципов:

а) преобразование частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный с помощью схем (дискриминаторов), использующих параллельный колебательный контур, с последующим детектированием полученного модулированного по амплитуде сигнала;

б) преобразование частотно-модулированного сигнала в синхронную по частоте последовательность импульсов с их интегрированием и определением среднего напряжения либо измерением их частоты;

в) гетеродинное преобразование сигнала.

Дискриминатор с параллельным колебательным контуром. Схема частотного дискриминатора, содержащего простой колебательный контур, представлена на рис. 4.24, а. Если резонансная частота F_{ar} контура отличается от средней (центральной) частоты F_0 модулированных колебаний F , то при изменении мгновенных значений частоты F входного сигнала, приложенного к контуру, изменения амплитуды напряжения на контуре повторяют изменение частоты $F(t)$ измеряемой величины (рис. 4.24, б).

Для улучшения линейности характеристики преобразования частота — амплитуда используют двухконтурные дискриминаторы. В отсутствие модуляции, когда частота входного сигнала совпадает с резонансной частотой контуров, напряжение на од-

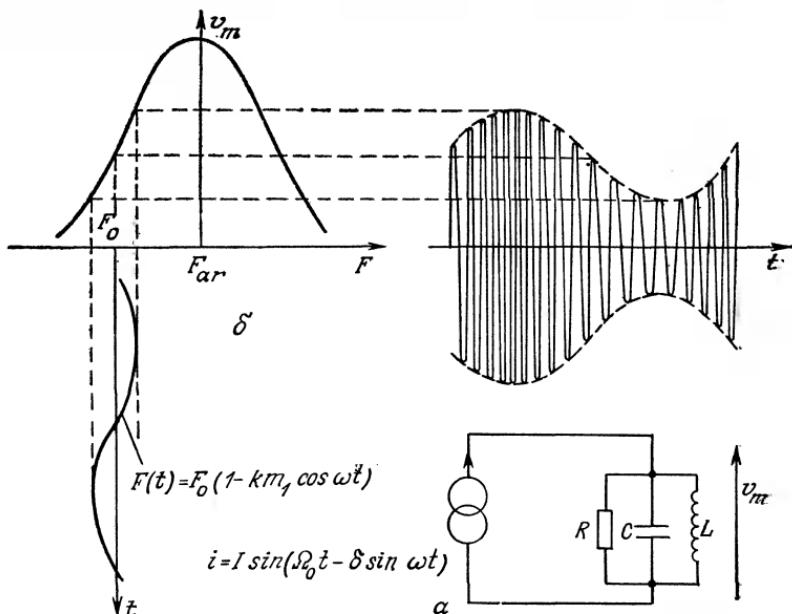


Рис. 4.24. Дискриминатор с параллельным резонансным контуром.
а — принципиальная схема; б — диаграммы преобразования сигналов.

ном из них сдвинуто по фазе на 90° относительно напряжения другого.

Генерация импульсов, синхронных частотно-модулированному сигналу. Получить импульс определенной фиксированной амплитуды и продолжительности соответственно каждому периоду частотно-модулированного напряжения можно различными способами, такими, как:

а) усиление сигнала с последующим его ограничением, дифференцированием и однополупериодным выпрямлением;

б) амплитудная дискриминация модулированного напряжения, когда оно становится равным заданному опорному напряжению и осуществляется запуск формирователя импульса (например, ждающего мультивибратора). Частота следования формируемых импульсов или среднее значение их напряжения при неизменной полярности является линейной функцией измеряемой величины.

Частотное детектирование с гетеродинным преобразованием сигнала. Блок-схема такого устройства приведена на рис. 4.25. В него входят:

— фазовый детектор, на один вход которого подается модулированное напряжение $v_m = E_m \sin \Phi_m(t)$, а на другой — напряжение местного гетеродина $v_l = E_l \cos \Phi_l(t)$. Фазовый детектор

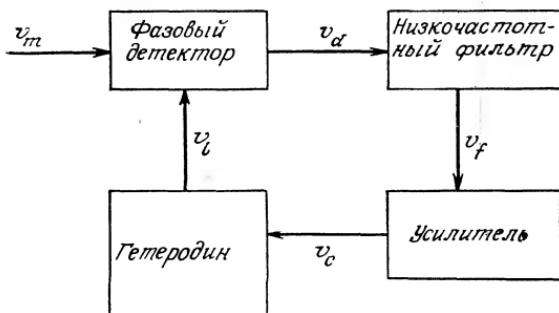


Рис. 4.25. Блок-схема частотного детектора.

выдает напряжение v_d , являющееся функцией разности фаз входных напряжений — θ_1 (гетеродина);

- фильтр низких частот;
- усилитель с коэффициентом усиления A , выходное напряжение v_c которого управляет частотой местного гетеродина;
- опорный гетеродин, частота F_l которого является линейной функцией управляющего напряжения v_c , т. е.

$$\Omega_l = 2\pi F_l = \Omega_1 + K_c v_c.$$

Проанализируем возможности детектирования частотно-модулированного сигнала с помощью такого устройства. Для этого положим, что напряжение на выходе фазового детектора пропорционально разности фаз входных напряжений

$$v_d = K_d \{ \Phi_m(t) - \Phi_l(t) \},$$

где K_d — коэффициент пропорциональности, а спектр частот этого напряжения находится в полосе пропускания фильтра низких частот.

Рассмотрим сначала случай, когда напряжение v_m имеет круговую частоту Ω_0 и постоянный сдвиг фазы θ_0 :

$$v_m = E_m \sin \Phi_m(t) = E_m \sin (\Omega_0 t + \theta_0).$$

Управляющее напряжение местного гетеродина определяется выражением

$$v_c = A K_d \{ \Phi_m(t) - \Phi_l(t) \} = A K_d \{ \Omega_0 t + \theta_0 - \Phi_l(t) \}.$$

Частота гетеродина стабилизируется, когда перестает изменяться v_c , что, в свою очередь, происходит только при условии

$$\Phi_l(t) = \Omega_0(t) + \theta_0.$$

Говорят, что гетеродин в этом случае «синхронизирован» с частотой сигнала (произошел «захват» частоты сигнала) и

напряжение v_c удовлетворяет двум условиям:

$$\begin{aligned} v_c &= AK_d(\theta_0 - \theta_1), \\ \Omega_0 &= \Omega_1 + K_c v_c. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что разность фаз между модулированным сигналом и напряжением гетеродина равна

$$\theta_0 - \theta_1 = \frac{\Omega_0 - \Omega_1}{AK_d K_c}.$$

Если изменения приращений измеряемой величины подчиняются гармоническому закону $\Delta m = m_1 \cos \omega t$, то выражение для v_m преобразуется к виду

$$v_m = E_m \sin (\Omega_0 t - \delta \sin \omega t + \theta_0),$$

где $\delta = k \frac{\Omega_0}{\omega} m_1$ (см. разд. 3.4.1). После подстановки $\psi_m(t) = -\delta \sin \omega t$ получим

$$v_m = E_m \sin \{\Omega_0 t + \psi_m(t) + \theta_0\}.$$

Напряжение, выдаваемое в этом случае гетеродином, можно записать в виде

$$v_l = E_l \sin \{\Omega_0 t + \psi_l(t) + \theta_1\}.$$

Величины $\psi_l(t)$ и $\psi_m(t)$ — синусоидальные. Переходя к комплексной записи, получим

$$\begin{aligned} \psi_m(t) &\rightarrow \psi_m(\omega) e^{j\omega t}, \quad \psi_l(t) \rightarrow \psi_l(\omega) e^{j\omega t}, \\ d\psi_l(t)/dt &\rightarrow j\omega \psi_l(\omega) e^{j\omega t}. \end{aligned}$$

Модуляция по частоте вызывает вариации Δv_d выходного напряжения компаратора фаз

$$\Delta v_d = K_d \Delta \psi = K_d \{\psi_m(\omega) - \psi_l(\omega)\},$$

что обусловливает изменения Δv_c управляющего напряжения гетеродина

$$\Delta v_c = A \Delta v_d = AK_d \{\psi_m(\omega) - \psi_l(\omega)\}.$$

В результате получаем вариации мгновенной круговой частоты гетеродина в виде

$$j\omega \psi_l(\omega) = K_c \Delta v_c = AK_d K_c \{\psi_m(\omega) - \psi_l(\omega)\}.$$

Отсюда следует

$$\frac{\psi_l(\omega)}{\psi_m(\omega)} = \frac{1}{1 + j(\omega/K)}, \quad \text{где } K = AK_d K_c, \quad \text{и} \quad \frac{\Delta \psi(\omega)}{\psi_m(\omega)} = \frac{1}{1 - j(K/\omega)}.$$

Возвращаясь к временному отображению разности фаз, имеем

$$\Delta\psi(t) = \frac{-1}{\sqrt{1+K^2/\omega^2}} \delta \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{K}{\omega} \right)$$

и, в предположении, что $K/\omega \gg 1$, получим

$$\Delta\psi(t) = -\frac{\omega}{K} \delta \cos \omega t = -\frac{k}{K} \Omega_0 m_1 \cos \omega t.$$

Таким образом, напряжение на выходе компаратора фаз, как и напряжение, управляющее гетеродином, изменяются соответственно изменениям измеряемой величины.

Библиография

Монографии

1. Blanchard A., Phase locked loops, Wiley, N.-Y., 1976.
2. Morrison R., Grounding and shielding techniques in instrumentation, Wiley, N.-Y., 1977.
3. Ott H. W., Noise reduction techniques in electronic systems, Wiley, N.-Y., 1976.
4. Sheingold D. H., Non linear circuits handbook, Analog Devices Inc. Norwood USA, 1974.
5. Sheingold D. H., Transducer interfacing handbook, Analog Devices Inc. Norwood USA, 1980.
6. Wong Y. J., Ott W. E. Function circuits, Burr Brown Electronics series, McGraw, N.-Y., 1976.

Периодические издания

7. Blair D. P., Sydenham P. H., Phase sensitive detection as mean to recover signals buried in noise, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **8**, 621 (1975).
8. Guyton R. D., Feedback linearized resistance bridge, *Electronics*, **45**, 102 (1972).
9. Scott I., Linearization of the output of bridge networks, *J. Sci. Instrum.*, **41**, 458 (1964).
10. Strassberg D. D., Multiplexing and grounding in analog-digital data acquisition systems, *I. S. A. Transactions*, **11**, 259 (1972).
11. Wong Y. J., Analog ICs divide accurately to conquer computation problems, *Electronics*, **52**, 120 (1979).

Литература основного списка, имеющаяся на русском языке

8. Электроника, № 22, с. 65 (1972).
11. Электроника, № 8, с. 44 (1979).

Дополнительная литература

1. Куликовский К. Р., Купер В. Я. Методы и средства измерений. — М.: Энергоиздат, 1986. — 448 с.
2. Лозицкий Б. Н., Воеводин В. Г., Коткин В. И., Мельниченко И. И. Основы метрологии и электрорадиоизмерения. Под ред. Б. Н. Лозицкого. — М., 1983. — 415 с.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Сов. радио, 1977. — 608 с.
4. Горлач А. А., Минц М. Я., Чинков В. И. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. — Киев: Техника, 1985. — 152 с.
5. Мирский Г. Я. Электронные измерения. — М.: Радио и связь, 1986. — 440 с.

5. ОПТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

5.1. Свет и его основные свойства

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 $c=299\,792\,458 \text{ м/с}^1$, а в веществе — с меньшей скоростью $v=c/n$, где n — показатель преломления среды.

Частота v и длина волны λ связаны соотношением $\lambda=v/v$, т. е. в вакууме $\lambda=c/v$ (рис. 5.1).

Световая монохроматическая волна создается взаимно ортогональными и синусоидально изменяющими 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.

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 w_Φ , определяемую только частотой излучения v : $w_\Phi=hv$, 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 w_i , равную

¹⁾ Скорость света в вакууме как фундаментальная физическая константа принята по соглашению равной $299\,792\,458 \text{ м/с}$ без погрешности, и это значение вошло в новое (1983 г.) определение метра. — Прим. ред.

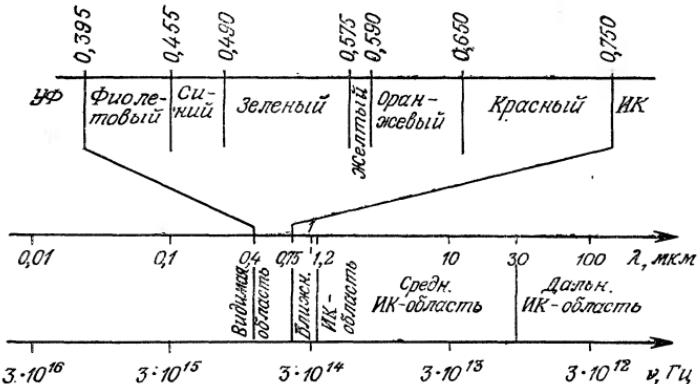


Рис. 5.1. Оптическое излучение: наименования областей и распределение их по спектру.

энергии их связи. Поглощение одного фотона вызывает освобождение одного электрона при условии $w_F > w_l$, т. е.:

$$v = w_l/h, \text{ или } \lambda \leq h c / w_l.$$

Максимальная длина волны, способная вызвать освобождение электрона в веществе, называется пороговой длиной волны λ_s :

$$\lambda_s = h c / w_l \text{ и } \lambda_{s \text{ мкм}} = 1,237 / w_l \text{ эВ.}$$

В более общем плане тип освобожденных световым излучением носителей заряда зависит от природы освещаемого материала. Это:

- а) электронно-дырочные пары в изоляторах и очень чистых полупроводниках (рис. 5.2, а);
- б) электроны в примесных полупроводниках с акцепторными уровнями (рис. 5.2, б).

- в) дырки в примесных полупроводниках с акцепторными уровнями (рис. 5.2, в).

Освобождение носителей под действием светового излучения называется фотоэлектрическим эффектом: на этом эффекте,



Рис. 5.2. Влияние природы освещаемого материала на тип освобожденных излучением носителей.

приводящем к изменению электрических свойств материала, основано действие оптических датчиков.

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 по мощности R , подвергающегося воздействию потока монохроматического излучения Φ (Вт), число n_i падающих в секунду фотонов равно

$$n_i = \Phi/hv = \lambda\Phi/hc,$$

число n_a поглощенных в секунду 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, описанных выше (разд. 1.2 и 1.3), и здесь мы просто напомним их: это внешний фотоэффект и различные виды внутреннего фотоэффекта (фотопроводимость, фотогальванический эффект, фотоэлектромагнитный эффект).

5.2. Фотометрия

Величины, относящиеся к световому излучению, могут оцениваться двояко:

— отвлекаясь от всякого чувственного впечатления — исключительно по количеству энергии, ее распределению в пространстве и во времени в обычных физических единицах (джоулях, ваттах): это — энергетическая фотометрия, или радиометрия;

— оценка делается с учетом производимого зрительного впечатления, дополняющего чисто энергетическую оценку; тогда речь идет о световых измерениях (визуальной фотометрии), которые относятся только к видимой области спектра.

5.2.1. Энергетическая фотометрия — энергетические величины

В энергетической фотометрии используются следующие величины:

Энергия излучения Q — испускаемая, распространяющаяся или принимаемая энергия в форме излучения; измеряется в джоулях.

Поток излучения Φ — испускаемая, распространяющаяся или принимаемая мощность в форме излучения ($\Phi = dQ/dt$); измеряется в ваттах.

Сила излучения I — поток излучения, испускаемый в данном направлении в единичном телесном угле ($I = d\Phi/d\Omega$); измеряется в Вт/ср.

Энергетическая яркость L — сила излучения, испускаемая с элемента поверхности dA в данном направлении, отнесенная к площади ортогональной проекции dA_n этого элемента на плоскость, перпендикулярную указанному направлению ($L = dI/dA_n$); L выражается в Вт/ср·м².

Энергетическая облученность E — поток излучения, падающий на элемент поверхности, отнесенный к площади этого элемента ($E = d\Phi/dA$); E измеряется в Вт/м².

5.2.2. Визуальная фотометрия

Речь идет о количественном выражении световых величин с учетом зрительного впечатления, производимого на среднего наблюдателя. Кривая относительной спектральной световой эффективности (прежнее название — кривая дневной видности — при дневном освещении — в противоположность ночной видности в сумерки) дает относительную чувствительность глаза $V(\lambda)$ к различным монохроматическим излучениям по спектру (рис. 5.3).

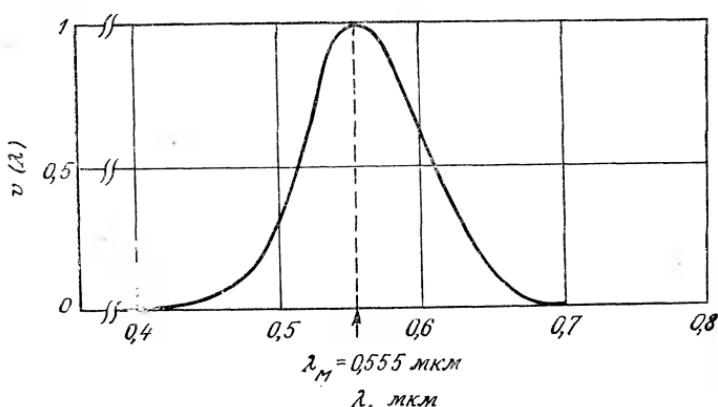


Рис. 5.3. Дневная кривая видности.

Для длины волны $\lambda_M = 555$ нм эта чувствительность максимальна: $V(\lambda_M) = 1$.

Различные величины в визуальной фотометрии (обозначаемые индексом v) оцениваются умножением соответствующей энергетической величины на коэффициент $K \cdot V(\lambda)$, пропорциональный относительной чувствительности (видности) $V(\lambda)$ для длины волны λ рассматриваемого излучения.

По соглашению энергетический поток излучения 1 Вт с длиной волны λ_M соответствует световому потоку $\Phi_v = 683$ Лм, т. е. $K = 683^{1)}$.

Для монохроматического излучения с длиной волны λ

$$\Phi_v(\lambda) = 683V(\lambda) \cdot \Phi(\lambda) \text{ лм.}$$

Для непрерывного по спектру излучения полный поток получается суммированием дифференциальных потоков, соответствующих различным длинам волн спектра:

$$\Phi_v = 683 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} V(\lambda) \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} d\lambda.$$

Величина $\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} d\lambda$ представляет собой дифференциальный поток $d\Phi$, заключенный между λ и $\lambda + d\lambda$. Пределы видимого спектра λ_1 и λ_2 обычно считают равными 380 и 760 нм соответственно.

Аналогичным образом любая величина X_v в визуальной фотометрии получается из соответствующей энергетической величины с помощью соотношений

$$X_v(\lambda) = 683V(\lambda) X(\lambda)$$

для монохроматического излучения и

$$X_v = 683 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} V(\lambda) \frac{dX(\lambda)}{d\lambda} d\lambda$$

для непрерывного по спектру излучения. Здесь λ_1 и λ_2 — указанные выше границы видимой области спектра, а $\frac{dX(\lambda)}{d\lambda} d\lambda$ обозначает дифференциальную часть величины X , заключенную между λ и $\lambda + d\lambda$.

¹⁾ Точнее, определение коэффициента K вытекает из следующего, принятого в 1979 г. XVI Генеральной конференцией мер и весов, определения канделы: кандела есть сила света в заданном направлении источника, испускающего монохроматическое излучение частотой $340 \cdot 10^{12}$ Гц, энергетическая сила света которого в этом направлении составляет $I/683$ Вт/ср. — Прим. ред.

Важно отметить, что X_v зависит от распределения излучения по спектру $dX(\lambda)/d\lambda$.

Так, например, когда источником является лампа накаливания с вольфрамовой нитью, цветовая температура которой равна 2850 К, освещенности 1 лк соответствует энергетическая облученность $4,75 \cdot 10^{-2}$ Вт/м², т. е. 4,75 мкВт/см². Ниже приведены основные фотометрические величины и их порядок для различных источников света.

Основные фотометрические единицы

Параметр	Световые единицы	Энергетические единицы
Поток	Люмен (лм)	Ватт (Вт)
Сила света и сила излучения	Кандела (кд)	Ватт/стерadian (Вт/ср)
Яркость	Кандела/м ² (кд/м ²)	Ватт/ср·м ² (Вт/ср·м ²)
Освещенность и облученность	Люмен/м ² или люкс (лк)	Ватт/м ² (Вт/м ²)
Энергия	Люмен·с (лм·с)	Джоуль (Дж)

Порядок величин

Яркость источников, кд/м ²	Освещенность, лк
Фотографическая вспышка	$7 \cdot 10^{10}$
Полуденное солнце	$2 \cdot 10^9$
Вольфрамовая лампа накаливания	$6 \cdot 10^6$
Минимальная видимая яркость	10^{-5}
Дневной свет	10^4
Сумерки	10
Полная луна	10^{-1}
Звездное небо	10^{-3}

5.3. Свет как носитель информации

Для оптического излучения так же, как для электрического тока, можно указать две основные области применения:

а) энергетические применения, такие, как освещение или инфракрасный нагрев, когда источник излучения является преобразователем энергии и предназначен для преобразования подводимой к нему полезной мощности в соответствующую необходимую для намеченного применения форму;

б) информационные применения, когда свет служит носителем информации, которую он должен передавать (переносить).

Во втором случае измеряемая величина изменяет один из физических параметров излучения, воздействуя на него непо-

Таблица 5.1. Возможные изменения оптического излучения под воздействием измеряемой величины

Параметр излучения	Характер изменения	Первичная измеряемая величина
Направление распространения	Отклонение	Угловые координаты, деформация
	Ослабление за счет поглощения	Толщина, химический состав, плотность частиц в суспензии (нефелометрия)
Поток	Модуляция прерыванием	Скорость вращения диска, число объектов (счет)
Частота	Изменение частоты (эффект Доплера)	Скорость перемещения
Интенсивность, длина волны	Спектральное распределение энергии	Температура источника излучения
Фаза	Разность фаз двух лучей из-за разности хода	Положение (координаты), размеры, перемещение
Поляризация	Вращение плоскости поляризации из-за двойного лучепреломления	Давление, механическое напряжение

средственно или косвенно; этот процесс может рассматриваться как первичное преобразование измеряемой величины. Физический параметр излучения, на который оказано воздействие, является вторичной измеряемой величиной; к ней и чувствителен оптический датчик.

В табл. 5.1 дан ряд примеров, показывающих, как может изменяться один из параметров излучения под воздействием первичной измеряемой величины.

5.4. Источники света

Для эффективного использования оптического датчика требуется, чтобы он соответствовал характеристикам принимаемого излучения — спектру, потоку, частоте модуляции.

Свойства излучения определяются в первую очередь источником излучения, поэтому здесь вкратце будут рассмотрены важнейшие с точки зрения их применения характеристики основных типов источников излучения.

Лампы накаливания с вольфрамовой нитью. Вольфрамовая нить лампы накаливания помещается в стеклянном или кварцевом баллоне, наполненном инертным газом (в галогенных лампах —арами иода), чтобы ограничить испарение нити. Нить нагревается током; сила тока определяет температуру нити. Цветовой температурой нити называется такая температура чер-

ного тела, при которой спектральное распределение излучения в видимой области подобно спектральному распределению излучения нити; цветовая температура несколько выше истинной.

Достоинствами ламп накаливания с вольфрамовой нитью являются значительный по величине поток и непрерывный спектр излучения, который может быть ослаблен с помощью фильтров.

К недостаткам ламп накаливания относятся значительная тепловая инерция, которая делает невозможной быструю модуляцию излучения с помощью питающего тока, ограниченный срок службы, а также хрупкость под воздействием ударов и вибраций.

Электролюминесцентные диоды (светодиоды). В диоде этого типа энергия, освобождаемая при рекомбинации электрона и дырки в $p-n$ -переходе, вместо того, чтобы проявлять себя, как обычно, в форме фонона (энергии теплового возбуждения) освобождается в форме фотона.

Достоинствами светодиодов являются малая постоянная времени (нс) и связанная с этим возможность модулировать излучаемый поток до очень высоких частот, управляя модуляцией посредством тока, а также четко определенный и ограниченный спектр излучения, высокая надежность и прочность.

К недостаткам светодиодов относятся сравнительно слабый по величине поток ($\approx 10^2 \text{ мкВт}$) и зависимость потока от температуры.

Лазеры. Лазерный эффект — это эффект усиления света, автоматически поддерживаемый на достаточно высоком уровне положительной обратной связью. Лазер является источником с очень высокими монохроматичностью и яркостью, обладает очень узкой направленностью и высокой когерентностью. Это последнее свойство является отличительной особенностью именно лазера — тогда как излучение других источников является результатом взаимного наложения большого числа волн со случайным распределением ориентации плоскости поляризации и фаз, в лазере все излучаемые волны имеют одинаковые поляризацию и фазу и их сложение дает единую волну с определенными характеристиками.

Временная когерентность волны характеризуется средней продолжительностью τ_c , в течение которой вариации фазы волны в определенной точке регулярны, т. е. не подвержены каким-либо случайнм нарушениям непрерывности.

Протяженность $\Delta\nu$ частотного спектра, обеспечивающего временную когерентность τ_c , обратно пропорциональна τ_c , и очень малые значения $\Delta\nu$ (менее 1 МГц в случае газовых лазеров) объясняют исключительно высокую спектральную чистоту испускаемого ими света.

Продольная когерентность представляет собой геометрическую интерпретацию понятия временной когерентности: она характеризуется средним расстоянием L_c , которое проходит излучаемая волна за время τ_c . Длина когерентности L_c определяет верхний предел разности хода двух интерферирующих световых пучков, исходящих от одного источника. Для лазеров L_c по порядку величины в 10^3 раз превосходит соответствующую величину для источников других типов, что позволяет наблюдать интерференцию с разностью хода порядка нескольких километров.

Пространственная или поперечная когерентность определяет идентичность фаз в различных точках плоскости, перпендикулярной оси пучка излучения лазера: расстояние поперечной когерентности практически равно ширине пучка, т. е. нескольким миллиметрам на выходе лазера. Единое направление распространения и соответствующая высокая пространственная когерентность обеспечивают исключительно высокую направленность пучка; получаемый при этом очень узкий луч, расходимость которого крайне незначительна, может распространяться на значительные расстояния (например, лазерный луч позволяет измерять расстояния до спутников).

5.5. Метрологические характеристики оптических датчиков

Выходной величиной оптического датчика обычно является электрический ток; поэтому ток и его вариации в функции различных параметров чаще всего служат для характеристики свойств датчиков.

5.5.1. Темновой ток

Это ток, постоянно имеющийся на выходе фоточувствительного устройства, помещенного в темноту и находящегося при определенных условиях питания.

Темновой ток возникает по двум основным причинам. «Внутренняя» причина его возникновения связана с освобождением носителей заряда за счет теплового возбуждения; при фиксированной температуре этот процесс тем интенсивнее, чем больше пороговая длина волны материала, т. е. чем меньше его потенциал ионизации (случай материалов, чувствительных в инфракрасной области спектра). «Внешней» причиной его является тепловое излучение (в основном инфракрасное), испускаемое окружающей средой и воспринимаемое датчиком; ток возникает в результате фотоэффекта при чувствительности датчика к этому излучению.

В зависимости от механизмов возникновения темнового тока наблюдаются:

— чувствительность к температуре, вследствие которой возникает опасность спутать температурный дрейф тока с медленными вариациями, обусловленными сигналом;

— флуктуации около среднего значения, которые связаны с собственными шумами, которые увеличивают темновой ток и определяют предел минимальной обнаруживаемой амплитуды сигналов.

Таким образом, в общем случае выгодно выбрать и использовать такой датчик, у которого темновой ток существенно меньше минимального фототока, обусловленного сигналом. Для датчиков инфракрасного излучения обычно это приводит к необходимости помещать датчик в охлаждаемый корпус, чтобы, с одной стороны, уменьшить тепловое возбуждение материала, а с другой — ограничить поток излучения из окружающей среды.

5.5.2. Чувствительность

Поток излучения оптического сигнала, воспринимаемого датчиком, приводит к возникновению фототока I_p , который вместе с темновым током I_0 составляет общий ток на выходе датчика:

$$I = I_0 + I_p.$$

Реакцию датчика на принимаемое излучение обычно характеризуют, исходя из фототока I_p . Эта реакция зависит, с одной стороны, от устройства датчика, а с другой — от природы излучения — его спектрального состава и величины потока.

Когда темновой ток I_0 поддерживается постоянным, вариации ΔI выходного тока датчика равны вариациям ΔI_p фототока. Если датчик подвергается воздействию потока Φ и выдает фототок I_p , то чувствительность датчика, которая, по определению, есть отношение вариации выходной величины ΔI к вызвавшей ее вариации измеряемой величины $\Delta\Phi$, выражается формулой

$$S = \Delta I / \Delta\Phi = \Delta I_p / \Delta\Phi.$$

В зависимости от единиц, в которых измеряется поток, чувствительность выражается в А/Вт, А/лм или в А/лк, если поток оценивают по создаваемой им визуальной освещенности.

Для линейного датчика статическая чувствительность не зависит от Φ и равна

$$S = I_p / \Phi.$$

Спектральная чувствительность $S(\lambda)$. Это — чувствительность датчика, когда воспринимаемый им поток монохроматичен; чувствительность записывается для определенной длины волны λ

$$S(\lambda) = \Delta I_p / \Delta \Phi(\lambda)$$

и для линейного датчика равна

$$S(\lambda) = I_p / \Phi(\lambda).$$

Кривая спектральной чувствительности показывает изменения относительной чувствительности в функции длины волны: $S(\lambda)/S(\lambda_p)$, где λ_p — длина волны, соответствующая максимуму спектральной чувствительности.

Из элементарных теоретических соображений следует, что для $\lambda > \lambda_s$ (λ_s — пороговая длина волны) фототок I_p , а следовательно, и чувствительность равны нулю. Для $\lambda \leq \lambda_s$ в предположении, что фототок пропорционален числу G освобожденных в секунду носителей (разд. 5.1), получим

$$I_p \sim G = \frac{\eta(1-R)\lambda}{hc} \Phi,$$

откуда $S(\lambda) \sim \frac{\eta(1-R)\lambda}{hc}$ и $\frac{S(\lambda)}{S(\lambda_p)} = \frac{\lambda}{\lambda_p}$ при $\lambda_p = \lambda_s$.

В действительности η и R в общем случае зависят от λ и кривая имеет более плавный, чем это следует из приведенного выше уравнения, ход (см. рис. 5.4).

Интегральная чувствительность S_t . Это чувствительность датчика, принимающего немонохроматический оптический сигнал. Она зависит, с одной стороны, от спектральной чувствительности датчика к различным составляющим воздействующего излучения и, с другой стороны, от спектрального распределения самого излучения. Легко получить выражение для интег-

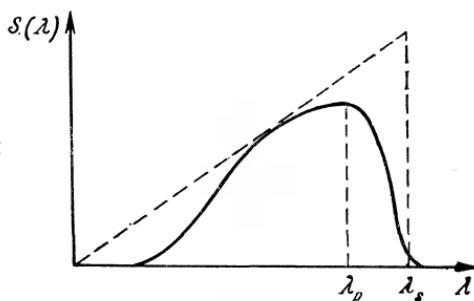


Рис. 5.4. Характеристики спектральной чувствительности.
— — — идеальная; — реальная.

гральной чувствительности в функции этих факторов; для этого рассмотрим случай линейного датчика, для которого

$$S_t = I_p / \Phi.$$

Ток I является суммой токов $dI_p(\lambda)$ от различных составляющих воздействующего излучения; если $d\Phi(\lambda)$ есть часть потока, заключенная между λ и $\lambda + d\lambda$, то

$$dI_p(\lambda) = S(\lambda) d\Phi(\lambda), \quad \text{где} \quad d\Phi(\lambda) = \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} d\lambda.$$

Величина $d\Phi(\lambda)/d\lambda$ — спектральная плотность потока на длине волны λ — позволяет выразить принимаемый интегральный поток формулой

$$\Phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \left\{ \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right\} d\lambda.$$

Здесь λ_1 и λ_2 — длины волн, ограничивающие спектр воздействующего на датчик излучения.

Интегральный ток I_p описывается формулой

$$I_p = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \left\{ \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right\} d\lambda,$$

и теоретическое выражение для интегральной чувствительности приобретает вид

$$S_t = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \left\{ \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right\} d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \left\{ \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right\} d\lambda}.$$

Очевидно, что интегральная чувствительность S_t всегда меньше, чем максимальная спектральная чувствительность $S(\lambda_p)$.

5.5.3. Обнаружительная способность

Речь идет об определении характеристик датчика в отношении его собственных шумов и способности датчика обнаруживать слабые сигналы.

Каждый тип внутреннего шума можно представить источником тока, эффективная сила тока которого равна корню квадратному из среднего квадрата шумового тока. Теоретическое

значение этого среднего квадрата вытекает из физической сущности явления, вызывающего шум. В случае оптических датчиков приходится считаться со следующими видами шумов:

а) шум, связанный с тепловым возбуждением носителей заряда в сопротивлении R (тепловой шум сопротивления, или шум Джонсона):

$$\overline{I^2_{bR}} = 4kTB/R,$$

где B — полоса пропускания измерительной схемы, T — абсолютная температура сопротивления и k — постоянная Больцмана;

б) дробовой шум, или шум Шоттки, проявляющийся при прохождении тока через потенциальный барьер:

$$\overline{I^2_{bs}} = 2qIB,$$

где q — заряд электрона и I — ток, проходящий через датчик.

в) генерационно-рекомбинационный шум носителей заряда, пропорциональный ширине полосы пропускания и зависящий от конкретного типа датчика.

Пренебрежем шумом вида $1/f$, что можно сделать в случае, когда используемый свет модулируется с частотой, выходящей за границу области (обычно несколько десятков герц), в которой шум вида $1/f$ значителен.

Общий ток собственных шумов, получающийся в результате квадратичного сложения различных источников шумов, равен

$$I_b = \sqrt{\sum I^2_{bi}} = i_b \sqrt{B}.$$

По определению мощность, эквивалентная шуму (NEP — от англ. Noise Equivalent Power) — это мощность такого оптического сигнала P_s , который при $B=1$ Гц образует на выходе датчика фототок i_p , равный i_b . Мощность, эквивалентная шуму, указывает порядок минимально обнаруживаемого потока оптического излучения. Если чувствительность датчика для рассматриваемого излучения равна S ($S=S(\lambda)$ или S_t в зависимости от того, является поток монохроматическим или немонохроматическим), то, очевидно,

$$i_p = SP_s = i_b,$$

т. е. $P_s = i_b/S = \text{NEP}$ [Вт·Гц $^{-1/2}$].

Способность датчика обнаруживать слабые оптические сигналы тем выше, чем меньше NEP, поэтому более логично характеризовать эту способность величиной, обратной NEP; эта величина называется обнаружительной способностью D :

$$D = 1/\text{NEP} = S/i_b \quad [\text{Вт}^{-1} \cdot \text{Гц}^{1/2}].$$

Чтобы иметь возможность охарактеризовать каждый тип датчика независимо от площади A фоточувствительного элемента, приводят обнаружительную способность к единичной площа-ди. Соответствующая величина называется удельной обнаружи-тельной способностью D^* .

Следует отметить, что элементарные шумовые токи, которые составляют общий ток шума I_b , большей частью пропорциональны корню квадратному из площади \sqrt{A} ; отсюда выражения для D^* :

$$D^* = \frac{\sqrt{AS}}{i_b} = \frac{\sqrt{AS}\sqrt{B}}{I_b} [\text{Вт}^{-1} \cdot \text{см} \cdot \text{Гц}^{1/2}],$$

$$D^* = \sqrt{A}/\text{NEP} = D \sqrt{A}.$$

В то же время для уточнения условий измерения D^* исполь-зуют обозначения в скобках; например, $D^* (500 \text{ K}, 800, 1)$ означает, что цветовая температура источника излучения равна 500 К, частота модуляции составляет 800 Гц, полоса пропуска-ния 1 Гц. Выражение $D^* (6,3 \text{ мкм}, 800, 1)$ показывает, что в данном случае величина D^* оценена по монохроматическому источнику с $\lambda = 6,3 \text{ мкм}$.

Датчик, чувствительный в инфракрасной области, дополнитель-но преобразует в ток шума флюктуации теплового излуче-

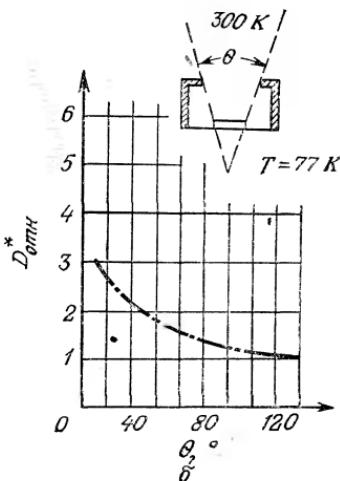
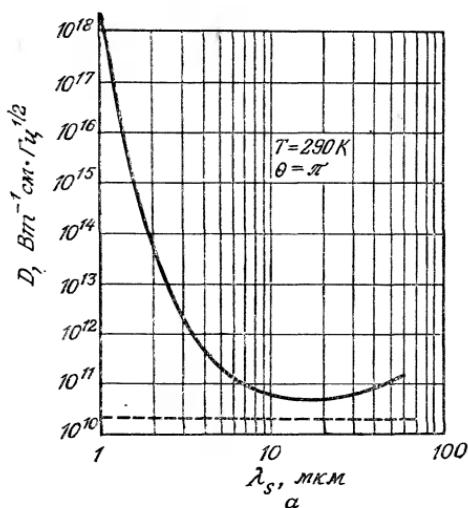


Рис. 5.5. Ограничение обнаружительной способности тепловым излучением окружающих предметов.

a — максимальная удельная обнаружительная способность в зависи-мости от пороговой длины волны датчика; *b* — увеличение обнаружительной способности за счет ограничения угла зрения охлаждаемого датчика; — приемник с постоянной по спектру чувствительностью; — приемник с пороговой длиной волны λ_s .

ния от окружающих предметов. Этот добавочный шум может определять предельную максимально достижимую обнаружительную способность датчика. В таком случае инфракрасный фотоприемник работает в режиме ограничения флуктуациями фотонов фона (режим ОФ, соответствующая английская аббревиатура BLIP — Background Limited Infrared Photodetector). Датчик тем чувствительнее к тепловому излучению и, следовательно, его обнаружительная способность тем меньше, чем ближе пороговая длина волны приближается к спектральной области, где тепловое излучение велико (рис. 5.5, а). Влияние этого излучения на обнаружительную способность может быть уменьшено и максимальная обнаружительная способность увеличится, если поместить датчик в замкнутый охлаждаемый корпус и ограничить угол зрения на окружающие предметы (рис. 5.5, б). Таким образом, в этом случае, характеризуя обнаружительную способность датчика, следует дополнительно указывать его рабочую температуру и угол зрения.

5.6. Фоторезисторы

Сопротивление фоторезистора, являющегося резистивным датчиком, испытывает воздействие потока излучения с определенным распределением энергии по спектру. Соединенный с соответствующей схемой формирования сигнала фоторезистор является одним из самых чувствительных оптических датчиков. Физическое явление, на котором основано действие датчика, — фотопроводимость — представляет собой внутренний фотоэффект, т. е. освобождение в материале датчика электрических зарядов под действием света и обусловленное этим увеличение проводимости.

5.6.1. Физика явления фотопроводимости

Рассмотрим здесь упрощенную модель, которая позволит, однако, выявить фундаментальные процессы и установить соотношения, достаточно точные, по крайней мере качественно.

Пусть полупроводниковая пластинка имеет объем V (рис. 5.6); полупроводник легирован донорными атомами примеси с концентрацией N_d , а нижний энергетический уровень зоны проводимости равен W_d .

Предположим, что уровень W_d достаточно высок, и при окружающей температуре в темноте концентрация n_0 донорных уровней, ионизованных за счет теплового возбуждения, мала (рис. 5.7, а).

В темноте концентрация электронов, освобождаемых ежесекундно за счет теплового возбуждения донорных атомов, про-

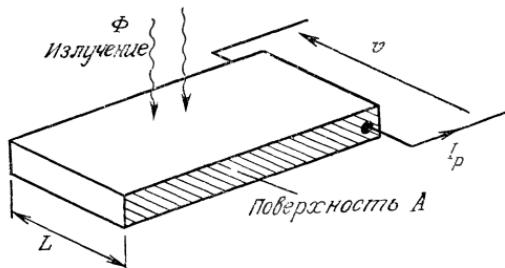


Рис. 5.6. Принципиальная схема фоторезистора.

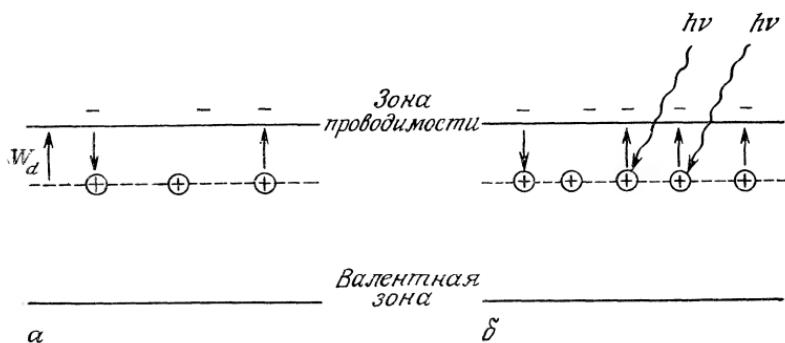


Рис. 5.7. Электронные переходы в полупроводнике.

а — в темноте; *б* — под действием света.

порциональна концентрации неионизованных атомов: $a(N_d - n_0)$, где $a \sim \exp(-qW_d/kT)$ характеризует интенсивность теплового возбуждения.

Число электронов, которые ежесекундно рекомбинируют с ионизированными атомами, пропорционально числу ионизированных атомов n_0 и концентрации электронов, которая также равна n_0 ; таким образом, это число электронов равно $r n_0^2$, где r — коэффициент рекомбинации.

Уравнение кинетики генерации — рекомбинации выражает скорость изменения концентрации освобожденных электронов:

$$dn_0/dt = a(N_d - n_0) - rn_0^2.$$

В состоянии равновесия (установившийся режим) имеем:

$$\frac{dn_0}{dt} = 0, \text{ откуда } n_0 = -\frac{a}{2r} + \left\{ \frac{a^2}{4r^2} + \frac{aN_d}{r} \right\}^{1/2}.$$

Темновая проводимость равна

$$\sigma_0 = q\mu n_0,$$

где μ — подвижность электронов и q — величина заряда электрона.

С повышением температуры подвижность уменьшается, но концентрация n_0 растет вследствие теплового возбуждения; этот фактор в конечном счете и определяет проводимость.

При освещении полупроводника фотоны с энергией $hv \geq W_d$ ионизируют доноры, освобождая g электронов в секунду на единицу объема; эти электроны прибавляются к освобожденным за счет теплового возбуждения (рис. 5.7, б):

$$g = \frac{G}{V} = \frac{1}{AL} \frac{\eta(1-R)}{hv} \Phi.$$

Величины $V=AL$, A и L указаны на рис. 5.6, а выражение для G приведено ранее.

Уравнение кинетики генерации — рекомбинации в этом случае имеет вид

$$dn/dt = a(N_d - n) + g - rn^2.$$

Падающего излучения обычно достаточно, чтобы число освобожденных за счет излучения электронов намного превышало число электронов, освобожденных за счет теплового возбуждения:

$$g \gg a(N_d - n) \quad \text{и} \quad n \gg n_0.$$

В этих условиях из кинетического уравнения можно определить концентрацию электронов при освещении в состоянии равновесия:

$$n = (g/r)^{1/2}.$$

Соответствующая проводимость равна $\sigma = q\mu n$. Учитывая выражение для g , можно констатировать, что проводимость оказывается нелинейной функцией потока: она меняется как $\Phi^{1/2}$. Этот важный результат, полученный здесь на упрощенной модели, подтверждается на практике, однако показатель при Φ обычно находится между 0,5 и 1, что согласуется с более точным рассмотрением, учитывающим, в частности, влияние центров захвата носителей заряда.

5.6.2. Коэффициент усиления

Число электронов, рекомбинирующих каждую секунду в единичном объеме, пропорционально имеющейся концентрации

электронов n и обратно пропорционально их продолжительности жизни τ_n , т. е. пропорционально n/τ_n .

В состоянии равновесия число электронов, рекомбинирующих ежесекундно в единичном объеме, равно числу электронов, освобождаемых излучением, т. е. g , откуда следует:

$$n = g\tau_n,$$

и, таким образом, τ_n становится функцией падающего потока.

Сопротивление R рассмотренной выше фотопроводящей пластины равно

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{L}{A} = \frac{1}{q\mu n} \frac{L}{A}.$$

Если к пластине приложена разность потенциалов V , то через пластину будет протекать ток I_p :

$$I_p = q\mu n (A/L) V.$$

С учетом выражений для напряженности электрического поля в пластине $E = V/L$, средней скорости электронов в направлении поля $v = \mu E$ и времени прохождения электронов через пластину $\tau_{tr} = L/v$ выражение для фототока I_p можно записать в виде

$$I_p = q (\tau_n / \tau_{tr}) G = qFG.$$

Ток I_p , проходящий через фотопроводящий материал, в F раз превышает ежесекундно освобождаемый электрический заряд. Таким образом, F можно определить как коэффициент усиления; его величина может быть весьма значительной — по порядку величины до 10^5 , чем и объясняется высокая чувствительность фоторезисторов. Рассматривая выражение для коэффициента усиления

$$F = \tau_n / \tau_{tr} = \tau_n \mu V / L^2,$$

отметим, что фототок I_p , возникающий вследствие фотоэлектрического эффекта, возрастает с увеличением времени жизни τ_n освобожденных электронов и разности потенциалов, приложенной к фоторезистору (в пределах справедливости закона Ома, т. е. в отсутствие насыщения), и с уменьшением ширины L фотопроводящего слоя.

Последним обстоятельством объясняется часто придаваемая фотопроводящей поверхности форма гребенки, так как это позволяет увеличить облучаемую поверхность, сохраняя ее ширину малой.

5.6.3. Используемые материалы

Фоточувствительные элементы фоторезисторов выполняются из полупроводниковых гомогенных материалов, поликристаллических или монокристаллических, с собственной проводимостью (чистых) или с примесной проводимостью (легированных).

К поликристаллическим материалам фоточувствительных элементов относятся CdS, CdSe, CdTe, PbS, PbSe, PbTe. В качестве монокристаллических материалов фоточувствительных элементов служат Ge и Si, чистые или легированные атомами Au, Cu, Sb, Zn, а также InSb, InAs, InP, CdHgTe.

Спектральные области, в которых чувствительны и обычно используются эти материалы, показаны на рис. 5.8. Различные примеры конструкции фоторезисторов приведены на рис. 5.9.

5.6.4. Характеристики фоторезисторов

Сопротивление. Величина темнового сопротивления R_{c0} зависит от формы, размеров, температуры и физико-химической природы фоточувствительного слоя фоторезистора. Очень высоким темновым сопротивлением (от 10^4 до 10^9 Ом при 25°C) обладают PbS, CdS, CdSe. Невелико (от 10 до 10^3 Ом при 25°C) темновое сопротивление у InSb, InAs, CdHgTe. Сопротивление R_c фоторезистора, подвергаемого облучению, быстро падает с увеличением облученности (рис. 5.10).

Свойства фоторезистора можно описать эквивалентной электрической схемой, в которой темновое сопротивление R_{c0} включено в параллель с сопротивлением R_{cp} , определяемым фотоэлектрическим действием падающего потока:

$$R_{cp} = a\Phi^{-\gamma},$$

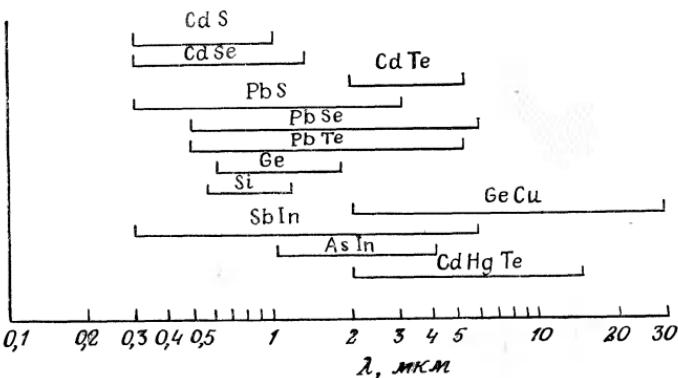


Рис. 5.8. Спектральные области применения различных фотопроводящих материалов.

где a зависит от конкретного материала, температуры и от спектра падающего излучения, а γ обычно имеет значение от 0,5 до 1. При этих условиях сопротивление R_c выражается формулой

$$R_c = \frac{R_{c0} R_{cp}}{R_{c0} + R_{cp}} = \frac{R_{c0} a \Phi^{-\gamma}}{R_{c0} + a \Phi^{-\gamma}},$$

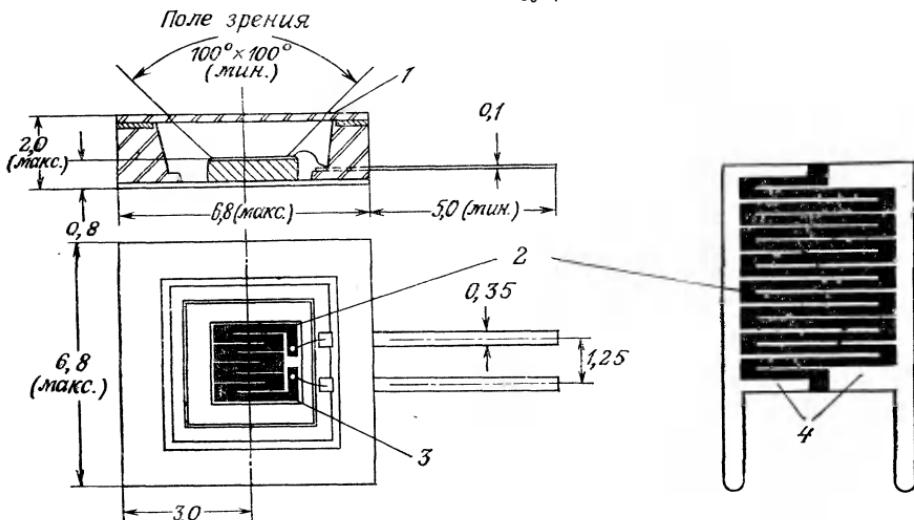


Рис. 5.9. Примеры конструкции фоторезисторов (данные RTC, размеры в мм). 1 — RPY 78, сапфировое окно толщиной $0,12 \pm 0,18$ мкм; 2 — фотопроводящий слой; 3 — чувствительная поверхность; 4 — электроды.

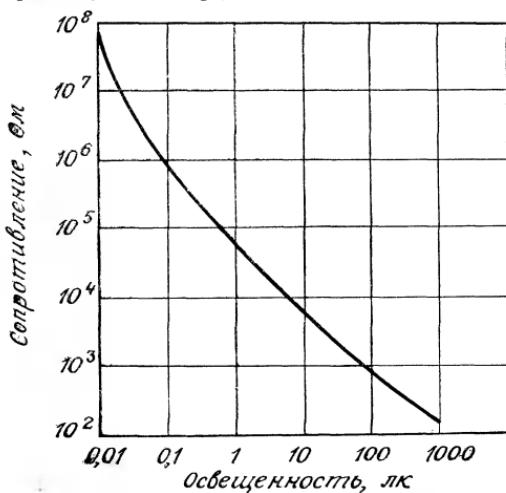


Рис. 5.10. Пример зависимости сопротивления фоторезистора от его освещенности.

и в обычных случаях, когда $R_{cp} \ll R_{c0}$, имеем $R_c = a\Phi^{-1}$.

Сопротивление нелинейно зависит от падающего потока, однако эту функцию можно линеаризовать в ограниченном диапазоне с помощью постоянного сопротивления, включаемого в параллель с фоторезистором (разд. 4.2.1).

Сопротивление R_c освещенного фоторезистора зависит от температуры, однако чувствительность к температуре с ростом освещенности ослабевает.

Величина сопротивления может испытывать медленный дрейф в экстремальных условиях применения — при больших значениях потока и приложенного напряжения. Заметим, что эффект старения более ярко выражен для материалов с высоким температурным коэффициентом.

Рассеиваемая мощность. Максимальная рассеиваемая мощность составляет около милливатта на 1 мм² чувствительной поверхности. Изменение рассеиваемой мощности P_d в функции сопротивления R_c зависит от режима питания; если фоторезистор питается постоянным напряжением V , то

$$P_d = V^2/R_c,$$

при постоянном токе питания фоторезистора I

$$P_d = R_c I^2,$$

а при питании источником э. д. с. E_s , включенном последовательно с сопротивлением R_s ,

$$P_d = R_c E_s^2 / (R_s + R_c)^2.$$

В этом последнем случае $P_d \text{ макс} = E_s^2 / 4R_s$, если $R_c = R_s$.

Максимальная рассеиваемая мощность лимитируется нагревом фоторезистора; использование, когда это возможно, охлаждающего радиатора уменьшает рост температуры, предотвращая тем самым деградацию характеристик.

Чувствительность. В соответствии с эквивалентной электрической схемой фоторезистора его проводимость G_c можно записать в виде

$$G_c = G_{c0} + G_{cp},$$

где $G_{c0} = 1/R_{c0}$ — темновая проводимость, а $G_{cp} = 1/R_{cp} = \Phi^1/a$ — проводимость, вызванная фотоэлектрическим эффектом. Когда к фоторезистору приложено постоянное напряжение V , через него протекает ток I :

$$I = G_c V = G_{c0} V + G_{cp} V = I_0 + I_p,$$

где $G_{c0} V = I_0$ — темновой ток и $G_{cp} V = I_p$ — фототок.

Обычно при использовании фоторезистора выполняется условие $I_0 \ll I_p$, и в этом случае

$$I = I_p = (V/a) \Phi^\gamma.$$

Кроме частного случая, когда $\gamma = 1$, ток I является нелинейной функцией воспринимаемого потока.

Для потока излучения известного спектрального состава статический коэффициент преобразования равен

$$I/\Phi = (V/a) \Phi^{\gamma-1},$$

а чувствительность определяется выражением

$$\Delta I/\Delta\Phi = \gamma (V/a) \Phi^{\gamma-1}.$$

Из этих формул следует, что

а) статический коэффициент преобразования и чувствительность — величины одного порядка (с учетом того факта, что значение γ лежит между 0,5 и 1);

б) фоторезистор является нелинейным датчиком, и его чувствительность уменьшается с ростом потока, кроме частного случая, когда $\gamma = 1$. Однако при работе на малом участке характеристики, когда информация заключается в небольших вариациях потока около существенно большего постоянного его значения, поведение фоторезистора может быть квазилинейным;

в) чувствительность, в общем, пропорциональна приложенному к фоторезистору напряжению, однако это справедливо лишь для достаточно малых напряжений, когда нагрев за счет выделения джоулем тепла не приводит к существенному повышению температуры, снижающему чувствительность (рис. 5.11).

В случае монохроматического излучения ток I_p для данного потока есть функция λ ; его можно выразить в зависимости от коэффициента усиления F и числа освобожденных носителей заряда G :

$$I_p = qFG,$$

или, учитывая предшествующие выражения для F и G ,

$$I_p = q \frac{\tau_n \mu V}{L^2} \eta \frac{(1-R)\lambda}{hc} \Phi(\lambda) \quad (\lambda \leq \lambda_s),$$

где τ_n — функция $\Phi(\lambda)$, а η и R зависят от λ .

Спектральная чувствительность $S(\lambda) = \Delta I/\Delta\Phi(\lambda)$ обычно выражается в относительных единицах — ординатах спектральной характеристики (рис. 5.12, а). Максимальная спектральная чувствительность в зависимости от материала фоточувствительного элемента составляет от 10^{-1} до 10^2 А/Вт при величине прило-

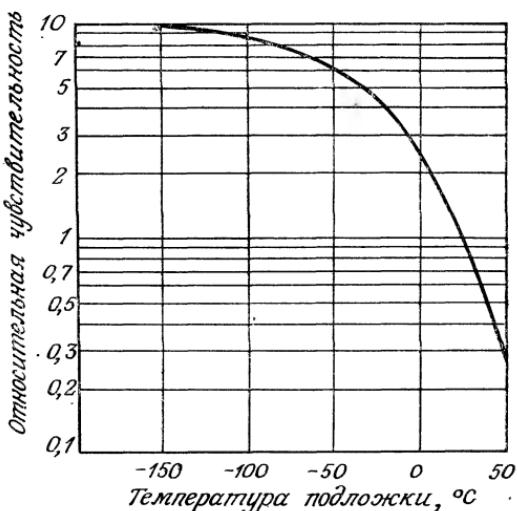


Рис. 5.11. Влияние температуры на чувствительность фотодиода из CdHgTe (данные RTC).

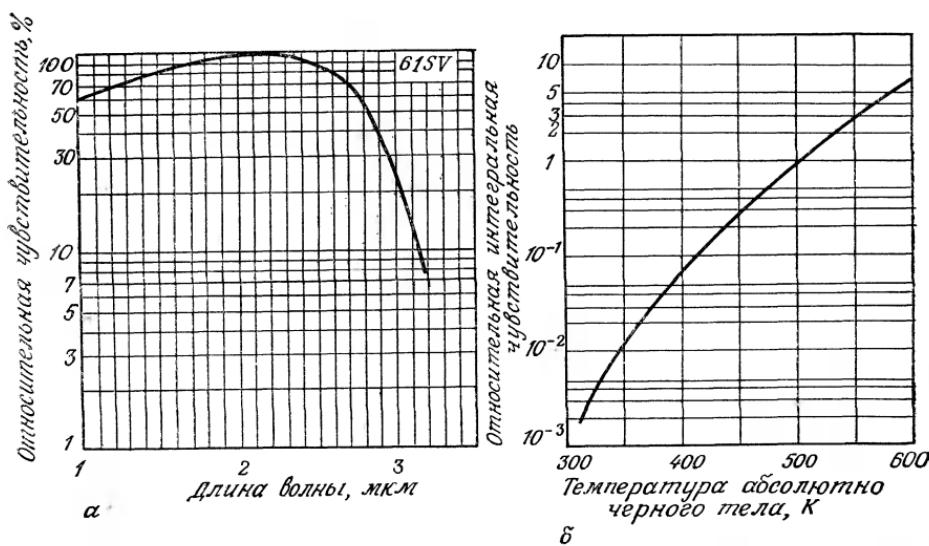


Рис. 5.12. Чувствительность фотодиода (фотодиод из PbS, данные RTC).

а — спектральная характеристика; б — изменение интегральной чувствительности в зависимости от цветовой температуры источника.

женного напряжения 10 В и площади приемной поверхности 1 см².

Чувствительность $S(\lambda)$ является функцией температуры; при снижении температуры, как правило, наблюдаются рост величины $S(\lambda)$ и сдвиг пороговой длины волны в направлении, которое зависит от материала — в сторону более длинных волн для соединений свинца и в сторону более коротких волн для соединений индия.

Если излучение не монохроматическое, ток I_p , а следовательно, и интегральная чувствительность S_t зависят от спектрального распределения излучения и кривой спектральной чувствительности фотодиода (рис. 5.12, б).

Постоянная времени. Постоянная времени (время установления) позволяет охарактеризовать быстроту, с которой сопротивление фотодиода принимает свое новое значение при резком изменении действующего на него потока. Это время, необходимое для того, чтобы при ступенчатом изменении потока изменение сопротивления достигло определенного процента (например, 63%) от полной величины ступенчатого изменения. Сопротивление изменяется по времени не экспоненциально, и время установления при нарастании потока обычно меньше, чем при убывании потока. Постоянная времени фотодиода определяется физическими явлениями, обусловливающими время жизни освобожденных зарядов, и обычно оно того же порядка, что и время жизни. Коэффициент усиления F пропорционален времени жизни носителей, в связи с чем требование высокой чувствительности обычно находится в противоречии с требованием малого запаздывания. Электрическая постоянная времени определяется сопротивлениями и емкостями схемы, связанной с фотодиодом; она равна RC . Постоянная времени фотодиода, как правило, превосходит электрическую постоянную времени схемы, и тогда именно постоянная времени фотодиода определяет быстродействие приемного устройства при изменении потока.

По порядку величины постоянная времени фотодиодов зависит:

а) от природы материала фотодиодов и способов их изготовления (0,1 мкс для InSb, InAs, CdHgTe и от 0,1 до 100 мс для PbS, PbSe, CdSe);

б) от амплитуды перепада потока $\Delta\Phi$, действующего на фотодиод (постоянная времени уменьшается с ростом перепада освещенности).

Постоянная времени заметно уменьшается, когда среднее значение потока Φ_0 существенно превышает величину его изменения $\Delta\Phi$.

Частотная характеристика. При воздействии на фотодиод

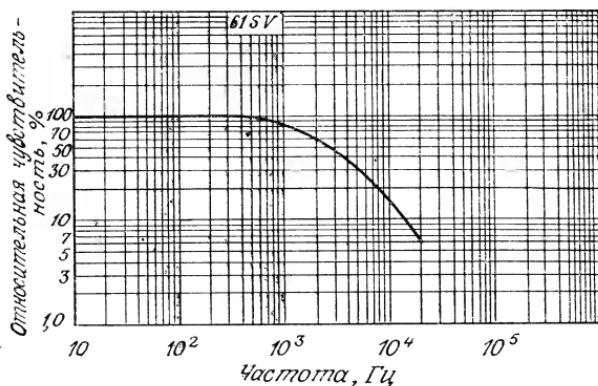


Рис. 5.13. Зависимость чувствительности от частоты модуляции оптического сигнала (фоторезистор из PbS, данные RTC).

стор периодически изменяющегося потока чувствительность S фотодиода уменьшается, когда продолжительность освещения или затемнения становится того же порядка или меньше, чем постоянная запаздывания реакции фотодиода на нарастание или уменьшение освещенности.

Действительно, при этих условиях ток I уже не достигает установившегося значения, соответствующего статическому режиму. В результате с ростом частоты модуляции (прерывания) света происходит уменьшение чувствительности, характеризуемое граничной частотой f_c , для которой S уменьшается на 3 дБ и которая по порядку величины равна обратному значению времени запаздывания и, следовательно, в зависимости от материала составляет от 10^2 до 10^5 Гц (рис. 5.13).

Время запаздывания уменьшается, когда вариации освещенности наложены на некоторую постоянную среднюю освещенность, и, следовательно, частотная характеристика расширяется в сторону высоких частот.

Обнаружительная способность. Собственные шумы датчика связаны с тепловым возбуждением (шум Джонсона) и с флуктуациями процессов генерации и рекомбинации носителей. Внешние шумы, обусловленные тепловым излучением окружающих предметов, могут стать доминирующими для датчика, чувствительного в инфракрасной области, если он не охлаждается и не снабжен охлаждаемой диафрагмой, ограничивающей поле зрения. Чтобы дать представление о порядке величин, ниже указаны значения удельной обнаружительной способности некоторых типов фотодиодов при температуре 20 °C (разработчик — RTC):

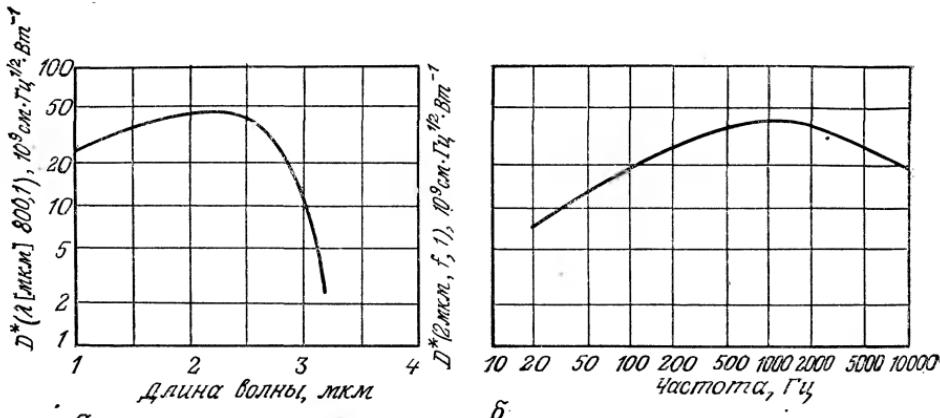


Рис. 5.14. Удельная обнаружительная способность фоторезистора (фоторезистор из PbS, данные RTC).

α — зависимость от длины волны; *β* — зависимость от частоты модуляции оптического сигнала.

— фоторезистор из теллура, легированного ртутью: D^* (5 мкм, 5000, 1) = $2,5 \cdot 10^9$ см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$;

— фоторезистор из антимонида индия: D^* (6 мкм, 800, 1) = $2,0 \cdot 10^8$ см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$, D^* (500 К, 800, 1) = $6,0 \cdot 10^7$ см·Гц $^{1/2} \times$ Вт $^{-1}$;

— фоторезистор из сульфида свинца: D^* (2 мкм, 800, 1) = $6 \cdot 10^{10}$ см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$, D^* (500 К, 800, 1) = 10^9 см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$.

Таким образом, как видно из этих примеров, порядок величины удельной обнаружительной способности для монохроматического излучения с λ_p в зависимости от материала составляет от 10^8 до 10^{11} см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$.

Обнаружительная способность быстро уменьшается при повышении температуры фоторезистора, а также при увеличении λ выше значения длины волны λ_p , соответствующей максимуму чувствительности фоторезистора (рис. 5.14, *α*).

При возрастании тока питания I чувствительность S проходит через максимум, а шум заметно растет; таким образом, существует значение I , для которого D^* максимально. При изменении частоты модуляции D^* также проходит через максимум (рис. 5.14, *β*); это связано с ухудшением D^* на низких частотах из-за шумов вида $1/f$ и с уменьшением S на частотах, превосходящих граничную частоту.

Применение фоторезисторов. В общем, достоинства фоторезисторов заключаются прежде всего в высоких значениях статического коэффициента преобразования и чувствительности, что позволяет использовать простые схемы (например, непо-

средственное управление с помощью реле). Главные недостатки фоторезисторов следующие:

- нелинейность энергетической характеристики (зависимости ток — поток);
- значительное время запаздывания и ограниченная полоса пропускания;
- нестабильность характеристик (старение);
- зависимость характеристик от температуры (как и для большинства оптических датчиков);
- необходимость охлаждения для некоторых типов фоторезисторов.

Фоторезисторы находят применение в таких исследованиях, когда не требуется прецизионных измерений, а делается оценка уровня принимаемого потока (регистрируется, например, ситуация свет — темнота или наличие светового импульса). Однако возможно использование фоторезисторов и в фотометрии при условии, что их характеристики стабилизированы и определены с высокой точностью.

Измерение сопротивления фоторезисторов или обнаружение изменения его величины осуществляется с помощью различного типа схем формирования сигналов, соединенных с резистивными датчиками (гл. 3): потенциометрической схемы, питаемой постоянным током, моста Уитстона, операционного усилителя и RC-генератора.

При использовании фоторезистора для управления, например, поток излучения, превышающий определенный порог, вызывает достаточное для возникновения тока уменьшение сопротивления, а этот ток либо непосредственно, либо после усиления осуществляет переключение устройства с двумя устойчивыми состояниями: включение или выключение реле (рис. 5.15); блокировка или открытие тиристора и т. п.

При использовании фоторезистора для приема оптических сигналов фоторезистор и его электрическая схема преобразуют

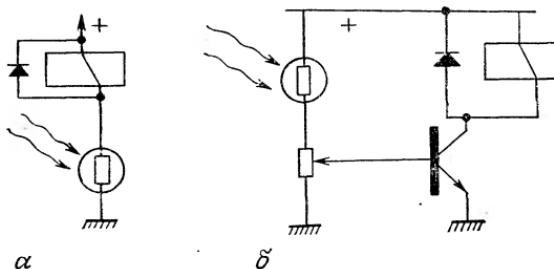


Рис. 5.15. Схема с фоторезистором для управления реле.

а — непосредственное управление; *б* — управление с помощью транзисторного усилителя.

в форму электрических импульсов оптические импульсы, которые получаются, когда световой пучок попеременно прерывается или пропускается в ритме, несущем требуемую информацию (счет предметов, измерение скорости вращения диска). Импульсы напряжения, получаемые на выходе электрической схемы, из-за сравнительно большой постоянной времени фотодиода часто приходится предварительно преобразовывать с помощью триггера Шмитта для последующей обработки. Кроме того, максимальная частота световых импульсов должна быть меньше граничной частоты фотодиода.

5.7. Фотодиоды

5.7.1. Устройство и принцип действия

Известно, что по разные стороны от перехода полупроводника *p*-типа к полупроводнику *n*-типа образуется обедненный слой с недостатком свободных носителей, и состояние равновесия поддерживается электрическим полем; благодаря наличию поля между двумя типами (*p* и *n*) полупроводникового материала устанавливается потенциальный барьер V_b (рис. 5.16).

В отсутствие приложенного внешнего напряжения ток через переход равен нулю; в действительности результирующий ток представляет собой сумму двух равных по величине и противоположных по направлению токов:

— тока основных носителей (возникающего в результате ионизации легирующей примеси — дырок в полупроводнике *p*-типа и электронов в полупроводнике *n*-типа) — носителей, у которых энергия теплового возбуждения достаточно велика, чтобы они могли преодолеть потенциальный барьер;

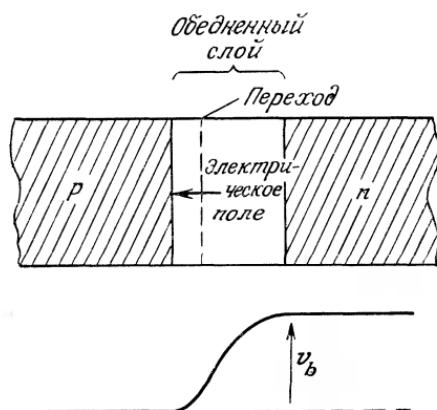


Рис. 5.16. *P*—*n*-переход и его потенциальный барьер.

— тока неосновных носителей (возникающего в результате образования пар за счет теплового возбуждения электронов в полупроводнике *p*-типа и дырок в полупроводнике *n*-типа) — носителей, которые под действием электрического поля движутся через обедненный слой.

При приложении к диоду внешнего напряжения изменяется высота потенциального барьера, что приводит к изменению тока основных носителей и ширины обедненной зоны.

Напряжение v_d , приложенное к переходу, определяет величину протекающего тока:

$$I = I_0 \exp \left\{ \frac{qv_d}{kT} \right\} - I_0.$$

При приложении обратного напряжения достаточно большой величины ($v_d \ll -\frac{kT}{q} = -26$ мВ при 300 К) высота потенциального барьера становится настолько значительной, что ток основных носителей оказывается пренебрежимо малым, и обратный ток диода определяется током неосновных носителей I_r :

$$I_r = I_0.$$

Когда фотодиод подвергается воздействию излучения с длиной волны $\lambda \leq \lambda_s$ (λ_s — пороговая длина волны), образуются пары электрон — дырка. Чтобы эти носители могли внести вклад в протекающий ток, нужно, чтобы они не рекомбинировали; для этого они должны быть быстро разделены под воздействием поля. Это возможно только в обедненном слое (слое пространственного заряда), и перемещение указанных зарядов в том же направлении, в котором перемещаются и неосновные носители, приводит к увеличению обратного тока I_r (рис. 5.17).

Падающее излучение должно достигать обедненного слоя, проходя через освещенный полупроводниковый слой без заметного ослабления. Уменьшение потока Φ при прохождении толщины x описывается формулой $\Phi(x) = \Phi_0 \exp(-\alpha x)$, где коэффициент α имеет порядок 10^5 см $^{-1}$, что соответствует ослаблению до 63% при прохождении толщины порядка 10³ Å.

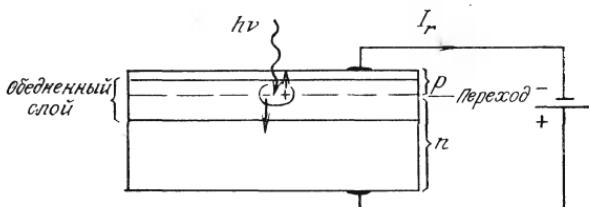


Рис. 5.17. Возникновение электронно-дырочных пар в обедненном слое *p*—*n*-перехода вследствие фотоэффекта.

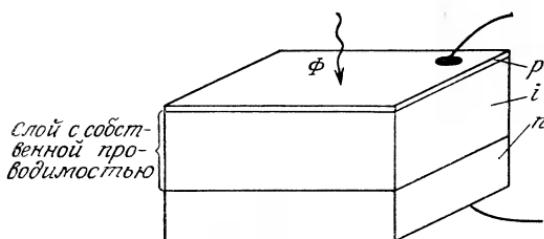


Рис. 5.18. Структура p — i — n -фотодиода.

Таким образом, необходимо, чтобы пластина освещаемого полупроводника была очень тонкой и чтобы через нее проходила большая часть падающей энергии, а обедненный слой был толстым для максимального поглощения излучения.

Эти замечания особенно существенны в случае p — i — n -фотодиодов, в которых материал с малой собственной проводимостью (i -слой) заключен между полупроводниковыми слоями p - и n -типа (рис. 5.18).

Распространение обедненного слоя (слоя пространственного заряда) внутрь материала пропорционально удельному сопротивлению материала; особенно широк этот слой, следовательно, на границах p — i и i — n . Обратное напряжение в несколько вольт достаточно, чтобы обедненная область распространилась на весь полупроводниковый i -слой.

В качестве материалов фотодиодов используются:

- кремний и германий — для применения в видимой и ближней инфракрасной областях;
- GaAs, InAs, InSb, HgCdTe — для применения в инфракрасной области.

5.7.2. Режимы работы

Фотодиодный режим. Принципиальная схема фотодиода характеризуется наличием источника э. д. с. E_s , напряжение которого приложено к фотодиоду в обратном направлении, и резистора R_m , на клеммах которого получается выходной сигнал (рис. 5.19, а).

Когда к фотодиоду приложено напряжение смещения $v_d < 0$, обратный ток, протекающий через фотодиод, равен

$$I_r = -I_0 \exp\left(-\frac{q v_d}{kT}\right) + I_0 + I_p,$$

где I_p — фототок, возникающий в обедненном слое под действием потока, прошедшего расстояние X в области p :

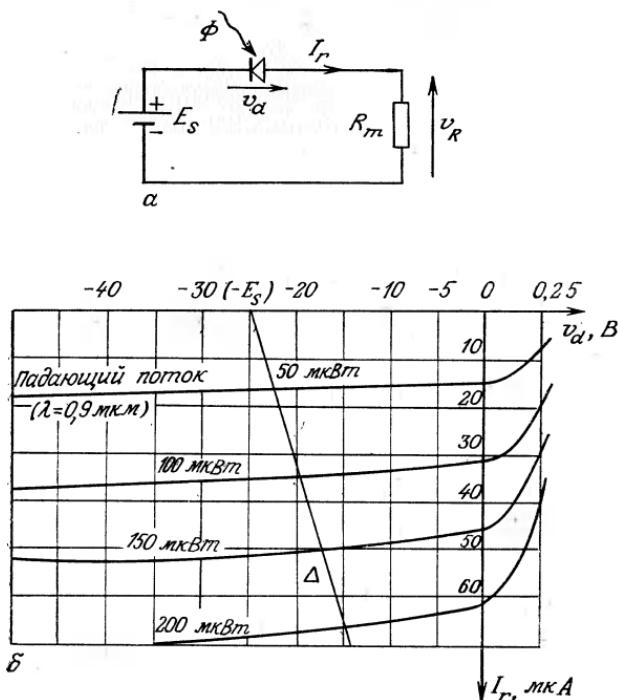


Рис. 5.19. Фотодиодный режим (данные Hewlett — Packard, фотодиоды типа 5082-4200).

a — принципиальная схема; *b* — семейство вольт-амперных характеристик при различных значениях падающего потока и нагрузочная прямая Δ .

$$I_p = \frac{qn(1-R)\lambda}{hc} \Phi_0 \exp(-\alpha X)$$

(расшифровка обозначений в этой формуле была дана ранее).

При достаточно большом обратном напряжении v_d экспоненциальный член становится пренебрежимо малым, и

$$I_r = I_0 + I_p.$$

Из соответствующей эквивалентной электрической схемы следует

$$E_s = v_R - v_d, \quad \text{где} \quad v_R = R_m I_r,$$

и на семейство кривых (I_r, v_d) фотодиода можно нанести прямолинейную характеристику нагрузки Δ (рис. 5.19, б):

$$I_r = E_s / R_m + v_d / R_m.$$

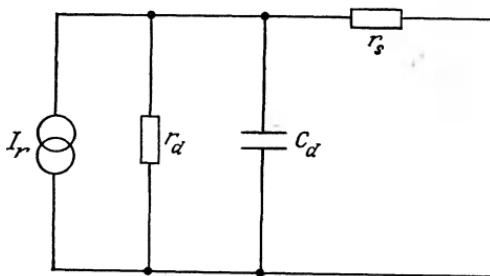


Рис. 5.20. Эквивалентная электрическая схема фотодиода.

Рабочая точка Q фотодиода определяется пересечением характеристики нагрузки и соответствующей данному падающему потоку характеристики фотодиода. Описываемый фотодиодный режим работы — линейный. Действительно, величина v_R , как и I_r , пропорциональна потоку.

Для исследования особенностей поведения фотодиода его можно представить эквивалентной электрической схемой (рис. 5.20). Эта схема содержит:

- источник тока $I_r = I_0 + I_p$;
- резистор с сопротивлением r_d , включенный в параллель с источником тока и соответствующий динамическому сопротивлению перехода (в фотодиодном режиме фотодиодмещен в обратном направлении, так что r_d — очень большая величина, порядка 10^{10} Ом);
- резистор с сопротивлением r_s , включенный последовательно с нагрузкой и соответствующий сопротивлению полупроводниковых слоев между выводами фотодиода и обедненным слоем (r_s — величина порядка десятков ом, т. е. r_s обычно пре-небрежимо мало по сравнению с сопротивлением нагрузки R_m);
- емкость C_d , параллельную r_d , которая определяет электрические характеристики перехода в переходном режиме или на высоких частотах. Эта емкость величиной порядка десяти пикофарад в отсутствие приложенного напряжения, при приложении к фотодиоду обратного напряжения (фотодиодный режим), заметно уменьшается, так как под действием обратного напряжения расширяется обедненный слой (рис. 5.21).

Фотогальванический режим. Фотодиод не имеет какого-либо внешнего источника питания, он работает как преобразователь энергии и эквивалентен генератору, характеризующемуся либо напряжением холостого хода, либо током короткого замыкания.

Напряжение холостого хода V_{co} . Увеличение тока I_p неосновных носителей под действием падающего потока вызывает перенос заряда, что понижает потенциальный барьер на Δv_{b-}

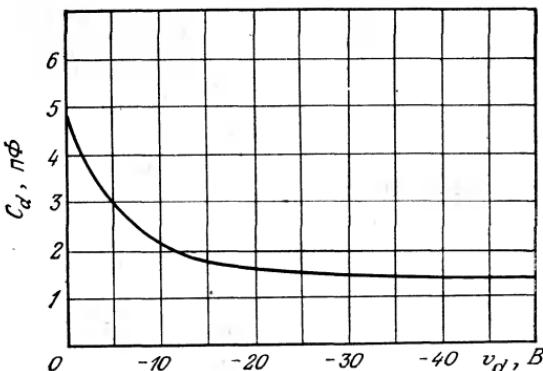


Рис. 5.21. Зависимость емкости фотодиода от приложенного обратного напряжения (данные Hewlett — Packard, фотодиоды типа 5082-4200).

Это понижение приводит к увеличению тока неосновных носителей и поддерживает равенство основных и неосновных носителей таким образом, что $I_r = 0$, т. е.

$$-I_0 \exp\left(\frac{q\Delta v_b}{kT}\right) + I_0 + I_p = 0,$$

откуда следует

$$\Delta v_b = \frac{kT}{q} \lg(1 + I_p/I_0),$$

где $I_p = \frac{q\eta(1-R)\lambda}{hc} \Phi_0 \exp(\alpha X)$.

Понижение потенциального барьера на Δv_b можно измерить на выводах фотодиода в разомкнутой цепи (на холостом ходу):

$$V_{c0} = \frac{kT}{q} \lg(1 + I_p/I_0).$$

При очень малой облученности

$$I_p \ll I_0 \quad \text{и} \quad V_{c0} = \frac{kT}{q} \frac{I_p}{I_0}.$$

Напряжение V_{c0} в этом случае мало ($kT/q = 26$ мВ при $T = 300$ К) и представляет собой линейную функцию принимаемого фотодиодом потока.

При больших значениях облученности

$$I_p \gg I_0 \quad \text{и} \quad V_{c0} = \frac{kT}{q} \lg(I_p/I_0).$$

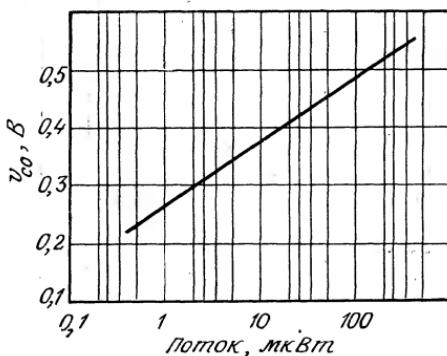


Рис. 5.22. Зависимость напряжения холостого хода от падающего потока (фотодиод типа FPT 102 в фотогальваническом режиме, данные Fairchild).

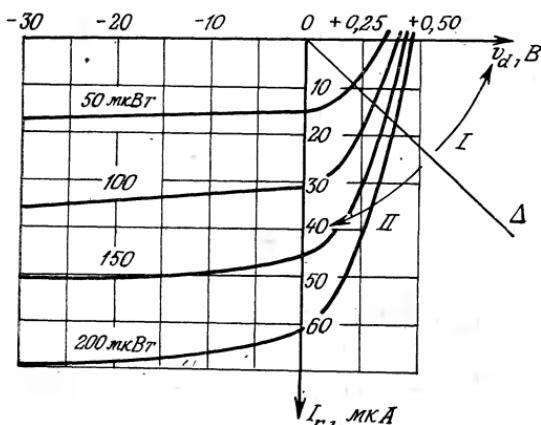


Рис. 5.23. Нагрузочная характеристика Δ фотодиода в фотогальваническом режиме (данные Hewlett — Packard, фотодиоды типа 5082-4200).

I — измерение на холостом ходу (R_m велико); II — измерение в режиме короткого замыкания (R_m мало).

Напряжение V_{c0} в этом случае существенно выше (от 0,1 до 0,6 В), но оно является логарифмической функцией воспринимаемого потока (рис. 5.22).

Эквивалентная схема фотодиода, приведенная выше, справедлива и здесь, однако емкость C_d в фотогальваническом режиме существенно (в 5÷10 раз) выше, чем в фотодиодном режиме.

Напряжение V_{c0} обычно измеряют в схеме, в которой сопротивление нагрузки R_m намного больше сопротивления r_d .

Прямая нагрузка на графике характеристик фотодиода, относящемся к фотогальваническому режиму (рис. 5.23), описывается уравнением

$$R_m I_r = v_d,$$

а рабочая точка Q есть пересечение нагрузочной характеристики Δ и характеристики фотодиода для данного падающего потока; эта точка тем ближе к оси v_d , чем больше сопротивление R_m .

Ток короткого замыкания I_{cc} . Если к выводам фотодиода присоединить нагрузку R_m , малую по сравнению с r_d , то протекающий через R_m ток практически равен I_p — току короткого замыкания; этот ток пропорционален падающему потоку (рис. 5.24).

Рабочая точка Q определяется так же, как и в предыдущем случае; она оказывается тем ближе к оси I_r , чем меньше R_m .

Важной особенностью этого режима работы является отсутствие темнового тока; действительно, без внешнего источника питания в темноте через диод ток не протекает, при этом снижается дробовой шум и можно измерять очень слабые потоки¹⁾.

Описанные выше характеристики работы фотодиода на двух различных режимах сведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Характеристики фотодиода

Излучение	Фотодиодный режим (источник питания обеспечивает обратное смещение)	Фотогальванический режим (источник питания отсутствует)
Малый поток	$I_r = I_0 + I_p$	$V_{c0} = \frac{kT}{q} \frac{I_p}{I_0}, \quad I_{cc} = I_p$
Большой поток	$I_r = I_p$	$V_{c0} = \frac{kT}{q} \lg \frac{I_p}{I_0}, \quad I_{cc} = I_p$
Емкость C_d мала		Емкость C_d значительна

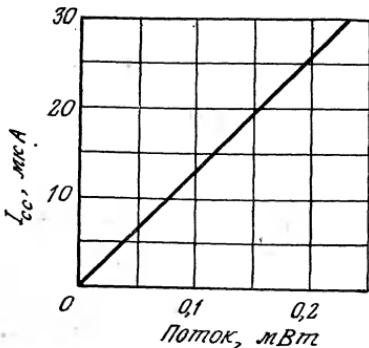


Рис. 5.24. Зависимость тока короткого замыкания от падающего потока (фотодиод типа FPT 102 в фотогальваническом режиме, данные Fairchild).

¹⁾ Небольшой темновой ток в замкнутой цепи, тем не менее, всегда существует из-за теплового возбуждения носителей. — Прим. перев.

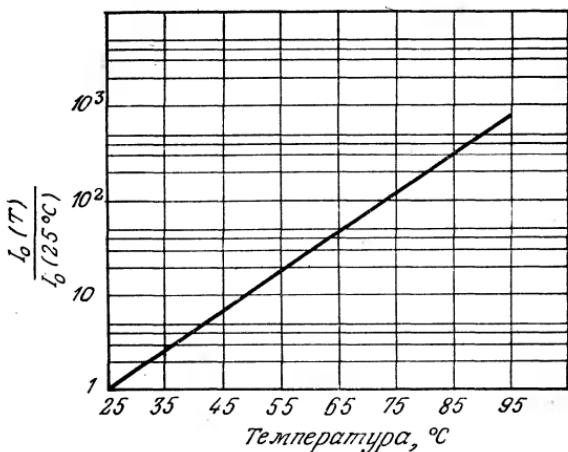


Рис. 5.25. Зависимость темнового тока от температуры (данные Hewlett — Packard, фотодиоды типа 5082-4200).

5.7.3. Темновой ток

В фотодиодном режиме при комнатной температуре темновой ток I_0 имеет порядок наноампер. Фототок I_p такого порядка соответствует очень слабому падающему потоку (от 10^{-8} до 10^{-10} Вт в зависимости от типа фотодиода). Однако темновой ток I_0 быстро возрастает при росте температуры (рис. 5.25). Из приведенной выше формулы для напряжения V_{c0} в фотогальваническом режиме видно, что значение V_{c0} также весьма чувствительно к температуре (температурный коэффициент $(1/V_{c0}) \cdot (dV_{c0}/dT)$ порядка $-0,8\%/\text{°C}$).

5.7.4. Чувствительность

В случае излучения определенного спектрального состава фототок I_p с очень высокой точностью пропорционален падающему потоку; линейность подтверждена в очень широком диапазоне изменения потока, охватывающем 5÷6 порядков. Связь спектральной чувствительности с фототоком выражается формулой, которая уже приводилась в разд. 5.7.2:

$$S(\lambda) = \frac{\Delta I_p}{\Delta \Phi} = \frac{q\eta(1-R)\exp(-\alpha X)}{hc} \lambda \quad \text{для } \lambda \leq \lambda_s.$$

Характер зависимости $S(\lambda)$ определяется влиянием λ на квантовый выход η , коэффициент отражения R и показатель поглощения α . Для каждого типа фотодиода разработчик паспортизует спектральную чувствительность, приводя, с одной стороны, кривую относительной спектральной чувствительности

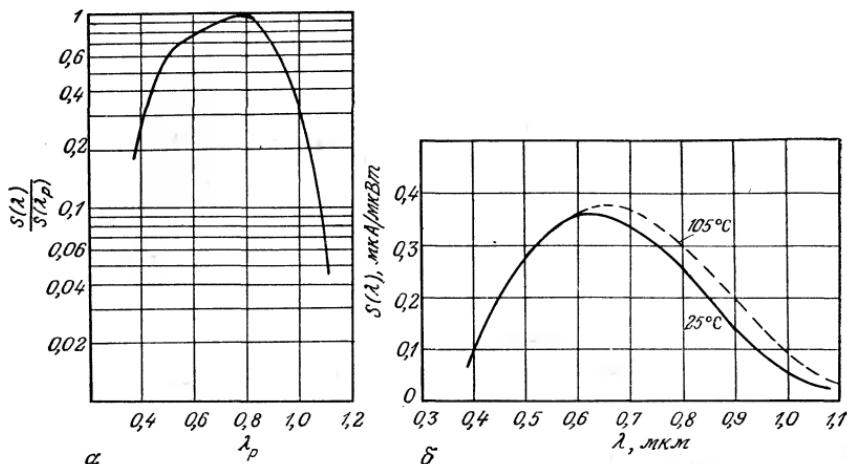


Рис. 5.26. Спектральная чувствительность фотодиода.

а — характеристика спектральной чувствительности (данные Hewlett — Packard, фотодиоды типа 5082-4200, $S(\lambda_p)=0,5$ мкА/мкВт); *б* — влияние температуры (данные Texas Instruments).

$S(\lambda)/S(\lambda_p)$, где λ_p — длина волны, соответствующая максимуму спектральной чувствительности (рис. 5.26, *а*), и указывая, с другой стороны, абсолютную величину $S(\lambda_p)$. Эта последняя величина обычно лежит в диапазоне от 0,1 до 1 А/Вт, но, учитывая порядок величин, ее чаще выражают в мкА/мкВт. Идентичность выражений для фототока I_p в фотодиодном и фотогальваническом режимах ($I_{c0}=I_p$) указывает с очевидностью, что и спектральная чувствительность в этих двух режимах одинакова.

Под влиянием температуры происходят небольшие изменения спектральной чувствительности — с ростом температуры λ_p несколько сдвигается в сторону более длинных волн (рис. 5.26, *б*). Температурный коэффициент фототока $(1/I_p) \cdot (dI_p/dT)$ имеет порядок 0,1 %/°С.

5.7.5. Время запаздывания

Фототок появляется очень быстро после начала освещения — время запаздывания t_{dm} составляет $\sim 10^{-12}$ с. Однако скорость нарастания измеряемого тока, определяемая временем установления t_m (или скорость спада при выключении освещения, определяемая соответствующим временем спада t_c), зависит от эквивалентной электрической схемы фотодиода и от связанной с ним измерительной схемы. Обычно временные характеристики определяются резистором R_m и включенной параллельно с ним емкостью C_p , связанной с паразитными емкостями, например, емкостью кабелей (рис. 5.27, *а*).

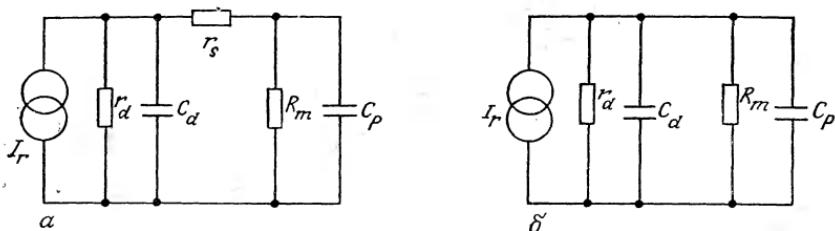


Рис. 5.27. Эквивалентная электрическая схема включения фотодиода.
α — полная схема; δ — упрощенная схема.

Для оценки порядка величин и упрощения формул можно пренебречь сопротивлением r_s , которое обычно не превышает нескольких десятков ом (рис. 5.27, δ). При этих условиях постоянная времени схемы выражается формулой

$$\tau = (C_d + C_p) \frac{r_d R_m}{r_a + R_m},$$

т. е. для $R_m \ll r_d \approx 10^{11}$ Ом

$$\tau = (B_d + C_p) R_m.$$

Таким образом, величина τ и связанные с нею времена нарастания и спада (t_m и t_c) зависят от режима работы фотодиода, определяющего величину C_d , и от сопротивления нагрузки R_m .

Для фотодиода типа 4203, используемого в схеме с $C_p = 2$ пФ и $R_m = 50$ Ом, разработчик (Hewlett—Packard) указывает в фотодиодном режиме $t_m = t_c = 2,2\tau < 1$ нс и в фотогальваническом режиме $t_m = t_c = 2,2\tau = 300$ нс.

В фотодиодном режиме уменьшение емкости C_d в результате приложения обратного напряжения вызывает значительное уменьшение постоянной времени, и, следовательно, этот режим работы особенно подходит, когда поток излучения поступает в виде очень коротких импульсов (например, лазерных).

5.7.6. Частотная характеристика

Фотодиод и связанная с ним схема образуют систему первого порядка, к которой непосредственно применимы результаты, полученные в разд. 2.4.3 и 2.5.2. Амплитуда V_1 напряжения на нагрузке R_m выражается формулой

$$V_1 = S\Phi_1 R_m \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}},$$

где S — чувствительность фотодиода к падающему потоку с амплитудой Φ_1 и частотой модуляции f .

Граничная частота схемы f_c обратно пропорциональна τ , t_m и t_c :

$$f_c = \frac{2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(C_d + C_p)R_m} = \frac{0,35}{t_m}.$$

Таким образом, граничная частота, как и время запаздывания, зависит от режима работы (в фотодиодном режиме граничная частота возрастает благодаря малой величине C_d) и от сопротивления нагрузки R_m (чем меньше R_m , тем больше f_c ; рис. 5.28).

5.7.7. Шум и обнаружительная способность

Различными источниками тока шума в фотодиоде являются:

а) дробовой шум

$$\overline{I^2_{bs}} = 2q(I_0 + I_{pm})B,$$

где q — заряд электрона, I_0 — темновой ток, I_{pm} — фототок, вызванный потоком излучения, B — полоса пропускания;

б) тепловой шум (шум Джонсона)

$$\overline{I^2_{bR}} = 4kTB/r_d,$$

где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура фотодиода и r_d — динамическое сопротивление $p-n$ -перехода;

в) генерационно-рекомбинационные шумы и шумы типа $1/f$, существенные только на низких частотах (намного меньших, чем обычно применяемые частоты модуляции).

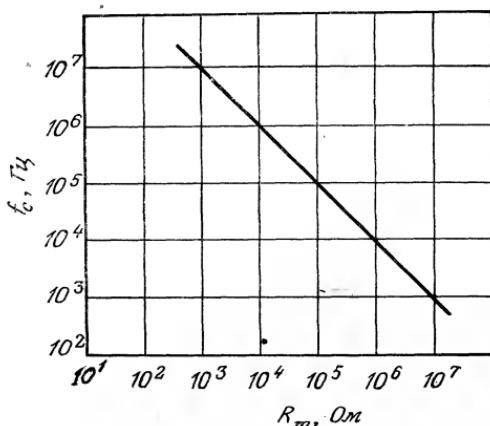


Рис. 5.28. Зависимость граничной частоты от сопротивления нагрузки (даныe Hewlett — Packard, фотодиод типа 5082-4207).

Указанным источникам шума соответствует общий ток собственного шума I_{bd} , который определяет обнаружительную способность фотодиода D^* .

По порядку величины обнаружительная способность при нормальных условиях применения фотодиода в зависимости от его типа лежит между 10^{10} и 10^{13} Вт $^{-1} \cdot$ см \cdot Гц $^{1/2}$. Обнаружительная способность является функцией длины волны и имеет максимальное значение на длине волны, соответствующей максимуму спектральной характеристики λ_p . D^* возрастает с понижением температуры фотодиода.

Сравнение величин общего тока собственного шума I_{bd} , определяющего обнаружительную способность, и тока дробового шума I_{bs} , рассчитанного исходя из темнового тока I_0 , показывает, что этот последний и является главной причиной шума фотодиода. Так, например, для кремниевого фотодиода типа FPT 102 изготовителем Fairchild указываются чувствительная поверхность $A = 7,75 \cdot 10^{-3}$ см 2 , спектральная чувствительность $S(0,8 \text{ мкм}) = 0,6 \text{ мкА}/\text{мкВт}$, удельная обнаружительная способность $D^*(0,8 \text{ мкм}, 1000, 1) = 8,8 \cdot 10^{12} \text{ Вт}^{-1} \cdot \text{см} \cdot \text{Гц}^{1/2}$ и темновой ток $I_0 = 0,1 \text{ нА}$. Указанные характеристики измерены при 25 °C для обратного напряжения ~ 10 В. На основании этих данных можно вычислить спектральную плотность общего шума

$$\overline{i^2_{bd}} = \overline{I^2_{bd}}/B = \{\sqrt{A} S/D^*\}^2 = 36 \cdot 10^{-30} \text{ А}^2 \cdot \text{Гц}^{-1}$$

и спектральную плотность дробового шума

$$\overline{i^2_{bs}} = \overline{I^2_{bs}}/B = 2qI_0 = 31 \cdot 10^{-30} \text{ А}^2 \cdot \text{Гц}^{-1}.$$

Использование фотодиода в фотогальваническом режиме ($I_0 = 0$) позволяет устраниТЬ доминирующий источник шума, связанный с темновым током; считается, что этот режим наиболее подходит для обнаружения оптических сигналов низкого уровня.

Влияние сопротивления нагрузки R_m . Нагрузка R_m включена последовательно с сопротивлением r_s фотодиода; в совокупности эти сопротивления обуславливают шум, спектральная плотность которого равна

$$\overline{i^2_{bR}} = \overline{I^2_{bR}}/B = 4kT/(R_m + r_s)$$

и, следовательно, в часто встречающемся случае, когда $R_m \gg r_s$,

$$\overline{i^2_{bR}} = 4kT/R_m.$$

На частотах, не превышающих граничной частоты f_c , влияние емкостей C_d и C_p может быть пренебрежимо мало; для этих условий электрическая эквивалентная схема измерительного

контура с учетом различных источников шума представлена на рис. 5.29, где I_{bd} и I_{bR} — эффективные величины тока собственного шума и тока шума сопротивления нагрузки.

Шум, обусловленный сопротивлением нагрузки R_m , меньше собственного шума фотодиода

$$i_{bR} < i_{bd}, \text{ т. е. } \sqrt{4kT/R_m} < \sqrt{A} S/D^*$$

при условии

$$R_m > \frac{4kT}{AS^2} (D^*)^2.$$

Чтобы повысить обнаружительную способность фотодиода, нужно увеличивать сопротивление нагрузки R_m . Для фотодиода типа FPT 102 с учетом приведенных выше численных значений параметров получаем

$$R_m > 4,4 \cdot 10^8 \text{ Ом.}$$

Для приема очень слабых сигналов наиболее подходящим представляется измерение напряжения холостого хода V_{c0} ($R_m > 10^{11}$ Ом) в фотогальваническом режиме. Однако использование столь высоких сопротивлений нагрузки часто оказывается невозможным, так как вызывает очень сильное ухудшение частотной характеристики. Сопротивление нагрузки определяет шум схемы, и его выбор должен производиться на основе компромисса между достаточно высокой граничной частотой (для чего требуется малое R_m) и достаточно малыми шумами (для чего требуется большое R_m).

5.7.8. Схема, связанная с фотодиодом

Режим работы фотодиода выбирают в зависимости от требуемых характеристик и задачи проводимых исследований.

Фотодиодный режим. Его отличительными особенностями являются линейность, малое время запаздывания и широкая полоса пропускания. Примерами измерительных сил для определения обратного тока I_r могут служить:

а) Основная схема (рис. 5.30, а),

$$v_0 = R_m (1 + R_2/R_1) I_r.$$

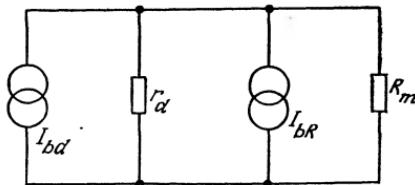


Рис. 5.29. Эквивалентная электрическая схема для расчета шума фотодиода и шума сопротивления его нагрузки.

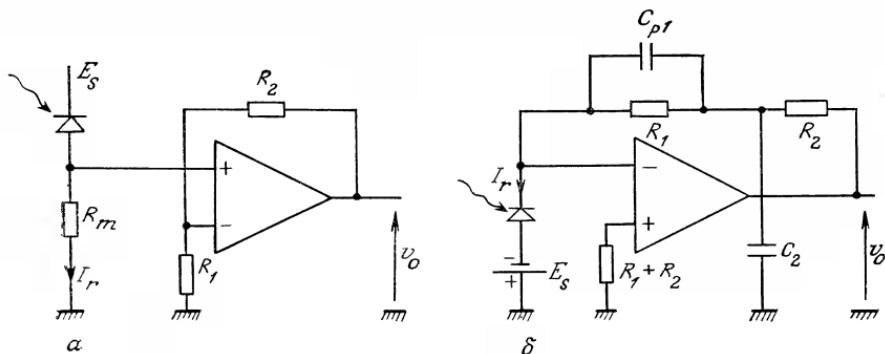


Рис. 5.30. Схемы измерений в фотодиодном режиме.
а — основная схема; б — схема с высоким быстродействием.

Увеличение сопротивления R_m в этой схеме позволяет уменьшить шум, но ценой ухудшения быстродействия. Большой входной импеданс усилителя позволяет избежать уменьшения эффективной нагрузки фотодиода.

б) Схема с высоким быстродействием (рис. 5.30, б),

$$v_0 = (R_1 + R_2) I_r.$$

Сопротивление нагрузки фотодиода в этой схеме мало и равно сопротивлению $(R_1 + R_2)$, деленному на коэффициент усиления разомкнутого контура усилителя на рабочей частоте. Дополнительная емкость C_2 компенсирует действие паразитной емкости C_p при условии $R_1 C_{p1} = R_2 C_2$. Используемые усилители должны иметь очень малый входной ток и пониженный температурный дрейф.

Фотогальванический режим. Отличительными особенностями этого режима являются линейная или логарифмическая реакции

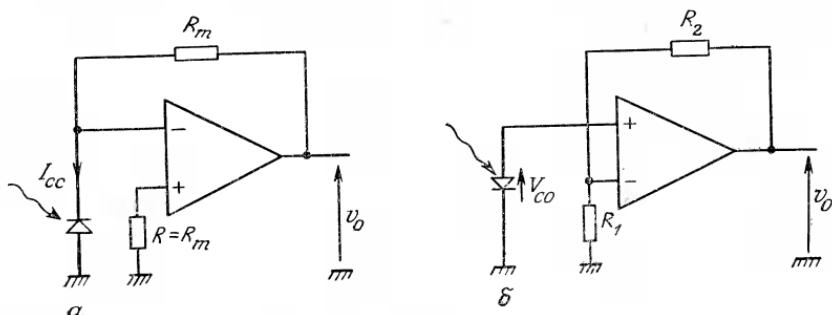


Рис. 5.31. Схемы измерений в фотогальваническом режиме.
а — схема, обеспечивающая линейную реакцию; б — схема, обеспечивающая логарифмическую реакцию.

в зависимости от нагрузки, минимальный фоновый шум, сравнительно большое время запаздывания и уменьшенная полоса пропускания, а также существенная температурная зависимость характеристики при логарифмической реакции. Для реализации этого режима используются

а) схема с линейным выходом — измерение тока короткого замыкания I_{cc} (рис. 5.31, а),

$$v_0 = R_m I_{cc};$$

б) схема с логарифмическим выходом — измерение напряжения холостого хода V_{c0} (рис. 5.31, б),

$$v_0 = \{1 + R_2/R_1\} V_{c0}.$$

5.8. Лавинные фотодиоды

5.8.1. Физический принцип действия. Коэффициент умножения

При приложении к фотодиоду обратного напряжения, величина которого на несколько десятых вольта меньше напряжения пробоя V_B , возникшим за счет фотоэлектрического эффекта носителям сообщается энергия, достаточная для ударной ионизации атомов в зоне перехода и создания новых электронно-дырочных пар, которые при своем движении будут вновь воспроизводить указанный процесс. При этом происходит умножение носителей, и в фотодиоде будет наблюдаться лавинный процесс. В результате этого лавинного процесса фотоэлектрический ток усиливается с коэффициентом умножения M , зависящим от обратного напряжения $v_r = -v_d$:

$$M = K (1 - v_r/V_B)^{-1}.$$

Константа K зависит от конструкции фотодиода. Напряжение пробоя V_B лежит в пределах от 100 до 200 В в зависимости от типа фотодиода, но разброс величины V_B для одного и того же типа фотодиода довольно значителен и составляет $\pm 20\%$ от номинала. Коэффициент умножения M достигает значений порядка 10^3 (рис. 5.32). Напряжение V_B является функцией температуры (для кремниевых фотодиодов $dV_B/dT = 200$ мВ/°C), так что коэффициент M при постоянном напряжении питания v_r также зависит от температуры. Температурную стабилизацию коэффициента умножения M можно осуществить с помощью регулирующей схемы, изменяющей соответствующим образом напряжение на клеммах фотодиода при изменении температуры.

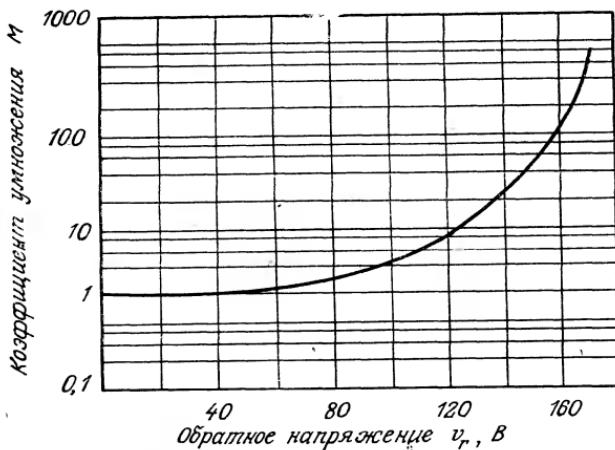


Рис. 5.32. Зависимость коэффициента умножения M лавинного фотодиода от обратного напряжения (данные Texas Instruments, TIED 55).

5.8.2. Темновой ток

Темновой ток I_0 представляет собой сумму поверхностного I_{0s} и объемного I_{0v} темновых токов; только этот последний участвует в лавинном процессе (и умножается в M раз):

$$I_0 = I_{0s} + MI_{0v}.$$

Например, для фотодиода типа TIED 59 (разработчик — фирма Texas Instruments) при 25°C $I_{0s}=2$ нА, $I_{0v}=60$ пА, так что $I_0=8$ нА при $M=100$ и $I_0=38$ нА при $M=600$. Темновой ток растет с температурой.

5.8.3. Чувствительность

Таким образом, фототок в лавинном фотодиоде умножается на M , что существенно повышает чувствительность. Чувствительность в максимуме $S(\lambda_p)$ по порядку величины составляет $1 \div 10^2$ А/Вт.

Отметим, что спектральная чувствительность лавинного фотодиода зависит от частоты модуляции, поскольку от этой частоты зависит M (рис. 5.33).

5.8.4. Быстродействие

Как и для фотодиода, время нарастания и спада связано с временем запаздывания электрической схемы τ :

$$\tau = (C_d + C_p) R_m,$$

где C_d — емкость перехода, C_p — совокупность паразитных емкостей, R_m — сопротивление нагрузки.

Емкость C_d уменьшается по мере увеличения приложенного к фотодиоду обратного напряжения, и очень малое ее значение (порядка пикофарад) при высоких используемых обратных напряжениях позволяет обеспечить высокое быстродействие.

5.8.5. Частотная характеристика

Эта характеристика определяется, с одной стороны, элементами схемы, от которых зависит граничная частота $f_c = 1/2\pi(C_d + C_p)R_m$, а с другой стороны, — уменьшением коэффициента умножения M на высоких частотах. Применение низкоомной нагрузки R_m при небольших значениях C_d позволяет получить широкую полосу пропускания; так, при $C_d = 4 \text{ пФ}$, $C_p = 2 \text{ пФ}$ и $R_m = 50 \text{ Ом}$ имеем $f_c = 530 \text{ МГц}$.

Зависимость коэффициента умножения M от частоты модуляции оптического сигнала связана с постоянством произведения Коэффициент умножения \times Полоса пропускания = F_1 . На низких частотах коэффициент умножения максимален и является практически постоянной величиной (равной $M(0)$) вплоть до некоторой граничной частоты $f'_c = F_1/M(0)$ частотной характеристики коэффициента умножения.

На частотах выше f'_c коэффициент умножения уменьшается по закону

$$M(f) = F_1/f.$$

Частота модуляции, для которой $M = 1$, равна, следовательно, F_1 .

Частота «единичного» умножения F_1 составляет $10 \div 10^2 \text{ ГГц}$, граничная частота частотной характеристики коэффициента умножения $f'_c = 10^2 \div 10^3 \text{ МГц}$.

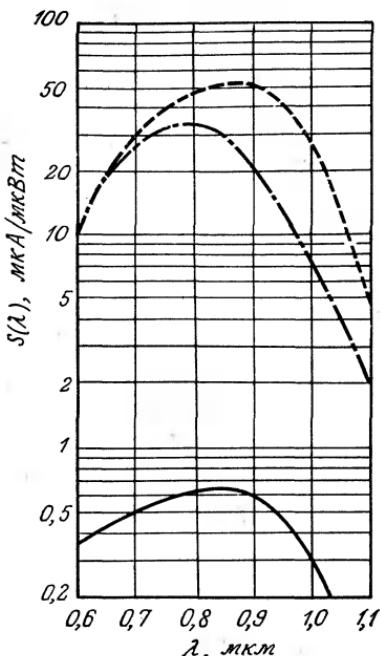


Рис. 5.33. Сравнение спектральных характеристик обычного и лавинного кремниевых фотодиодов.

— обычный фотодиод (Fairchild, FPT 102; лавинный фотодиод (Texas Instruments, TIED 55); — частота модуляции меньше 100 кГц, - - - частота модуляции 10 МГц.

5.8.6. Шумы. Обнаружительная способность

При величине коэффициента умножения лавинного фотодиода M мощность шума возрастает в M^p раз, где $p=2,3$, тогда как мощность сигнала умножается на M^2 . На практике для фотодиода доминирующим является шум сопротивления нагрузки R_m , и умножение на M^p шума фотодиода не оказывает заметного влияния на общий шум. Следовательно, вообще говоря, в результате лавинного умножения отношение сигнала к шуму улучшается.

Величина обнаружительной способности лавинных фотодиодов имеет тот же порядок, что и у обычных фотодиодов: D^* составляет от 10^9 до 10^{13} см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$.

5.8.7. Электрические схемы лавинных фотодиодов

Это такие же схемы, которые используются при включении обычных фотодиодов в фотодиодном режиме, однако существенно более высокая чувствительность лавинных фотодиодов позволяет при том же выходном напряжении усилителя использовать электрическую цепь или нагрузку с меньшим сопротивлением, повышая тем самым быстродействие и расширяя полосу пропускания.

5.9. Фототранзистор

5.9.1. Устройство и принцип действия

Речь идет о транзисторе (обычно кремниевом или типа $n-p-n$), полупроводниковый элемент которого, представляющий базу, может быть освещен. Электрически к этому элементу подключаться нельзя, и какое-либо внешнее питание обычно подключают между коллектором и эмиттером (рис. 5.34, а). При этом напряжение, приложенное к $p-n$ -переходу база — коллектор, создает обратное смещение, тогда как разность потенциалов между эмиттером и базой сколько-нибудь заметно не меняется ($0,6 \leq V_{be} \leq 0,7$ В).

Когда область близ перехода база — коллектор освещается, транзистор ведет себя как фотодиод в фотодиодном режиме (см. разд. 5.7.2), ток которого $I_r = I_0 + I_p$. Здесь I_0 — обратный темновой ток, а $I_p = [q\eta(1-R)\exp(-\alpha X)\lambda\Phi_0]/hc$ — фототок, возникающий под действием падающего монохроматического потока Φ_0 (с длиной волны λ , меньшей, чем пороговая длина волны $\lambda_{s\#}$), который прошел через слой базы толщиной X . Ток I_r играет

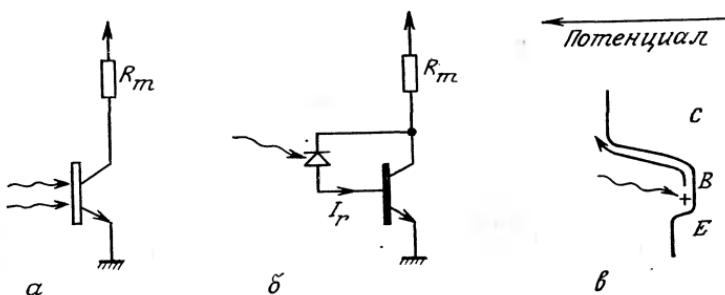


Рис. 5.34. Фототранзистор.

а — электрическая схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — разделение освобожденных носителей при освещении базы.

роль тока базы и вызывает за счет транзисторного эффекта появление тока коллектора I_c :

$$I_c = (\beta + 1) I_r = (\beta + 1) I_0 + (\beta + 1) I_p.$$

Здесь β — коэффициент усиления по току транзистора в режиме с общим эмиттером, $(\beta + 1) I_0 = I_{c0}$ — темновой ток фототранзистора, $(\beta + 1) I_p = I_{cp}$ — ток коллектора, вызванный падающим потоком.

Таким образом, фототранзистор можно рассматривать как фотодиод, соединенный с транзистором (рис. 5.34, *б*): первый выдает с базы фототок I_b , а второй обеспечивает усиление β .

Более углубленное рассмотрение описываемых явлений показывает, что электрон и дырка каждой возникшей под действием излучения пары разделяются электрическим полем, существующим на переходе база — коллектор. В случае $n-p-n$ -транзистора электроны притягиваются коллектором, тогда как дырки скапливаются в области базы (рис. 5.34, *в*). Результат при этом выглядит таким же, как если бы дырки инжектировались в базу внешним источником: потенциал базы увеличивается, что вызывает понижение потенциального барьера эмиттер — база, вследствие чего возникает электронный ток I_E от эмиттера к базе, через которую электроны диффундируют к коллектору.

Электрическая эквивалентная схема фототранзистора, работающего на малом участке характеристики, представляет собой модифицированную схему Джаколетто, в которой между истинной базой B' и коллектором C помещен источник фототока I_p ; когда база электрически не подсоединенна, схема приобретает вид, показанный на рис. 5.35.

В случае низких частот, пренебрегая емкостями $C_{b'e}$ и $C_{b'c}$, получим для напряжения v_m на нагрузке R_m (которую выбирают малой по сравнению с r_{ce}):

$$v_m = -(g_m v_{b'e} + I_p) R_m,$$

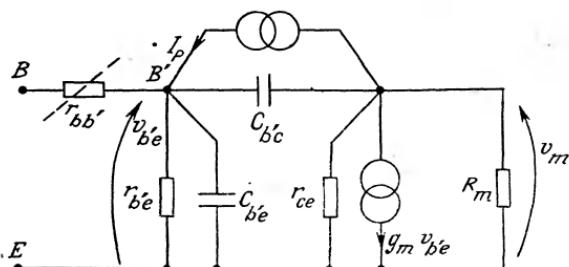


Рис. 5.35. Эквивалентная электрическая схема Джаколетто для фототранзистора с неподсоединеной базой.

где $v_{b'e} = r_{b'e} I_p$ и $g_m = \beta / r_{b'e}$,
откуда $v_m = -(\beta + 1) I_p R_m$.

Таким образом, на низких частотах фототранзистор можно уподобить источнику тока $(\beta + 1) I_p$.

5.9.2. Темновой ток

Темновой ток I_{c0} при 25°C имеет порядок 10^{-8} — 10^{-9} А; он зависит от напряжения коллектор — эмиттер и от температуры (рис. 5.36). Если к базе можно подсоединиться, то темновой ток удается уменьшить, вводя в цепь базы большое сопротивление.

5.9.3. Чувствительность

Воспринимая поток Φ_0 с длиной волны меньше пороговой, диод база — коллектор дает фототок I_p , который вызывает в фототранзисторе ток $I_{cp} = (\beta + 1) I_p$; подставляя сюда выражение для I_p (см. разд. 5.7.2), получим:

$$I_{cp} = \frac{(\beta + 1) q \eta (1 - R) \exp(-\alpha X)}{hc} \lambda \Phi_0.$$

Семейство кривых $I_c = f(V_{CE})$ выглядит так же, как для обычного транзистора, только параметр I_B заменяется падающим потоком Φ_0 или освещенностью E_0 (рис. 5.37).

Для заданного потока Φ_0 кривая спектральной чувствительности зависит от вида диода база — коллектор; основным материалом обычно является кремний с различными легирующими примесями (рис. 5.38). Коллекторный ток I_c для определенной длины волны не является идеальной линейной функцией потока или освещенности, так как коэффициент усиления β зависит от тока I_c и, соответственно, от воспринимаемого потока; следова-

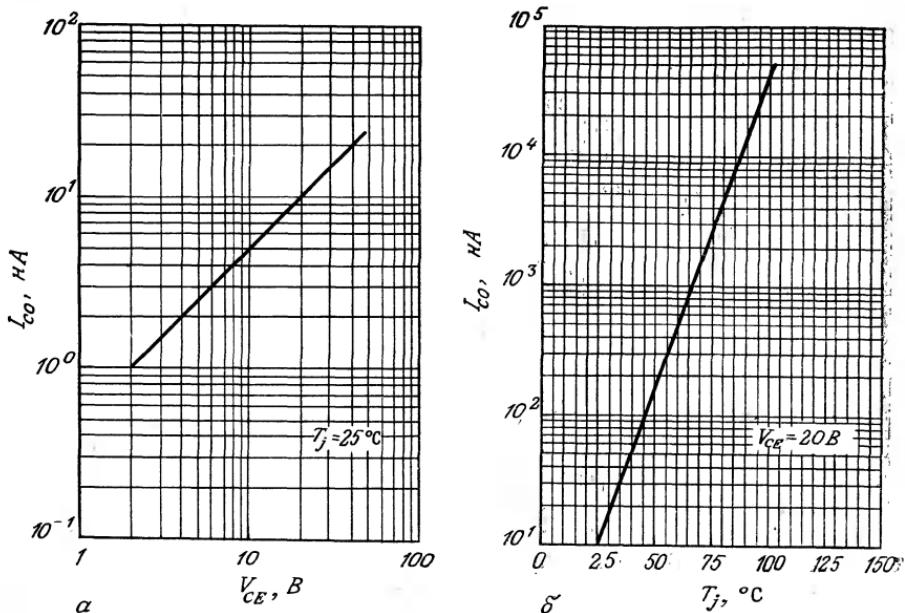


Рис. 5.36. Темновой ток фототранзистора (данные RTC, BPW 22).

а — зависимость от напряжения коллектор — эмиттер; *б* — зависимость от температуры перехода.

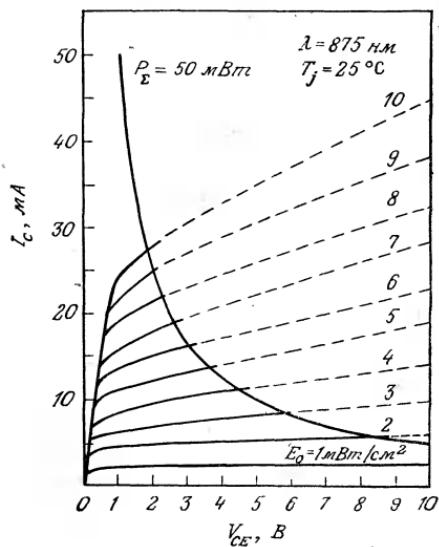


Рис. 5.37. Семейство характеристик (данные RTC, фототранзистор BPW 22).

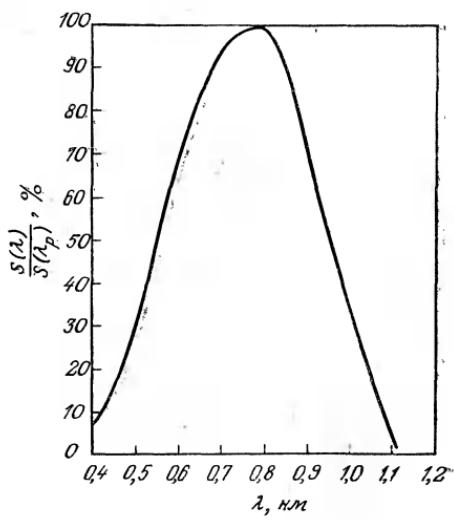


Рис. 5.38. Кривая спектральной чувствительности (данные RTC, фототранзистор BPW 22).

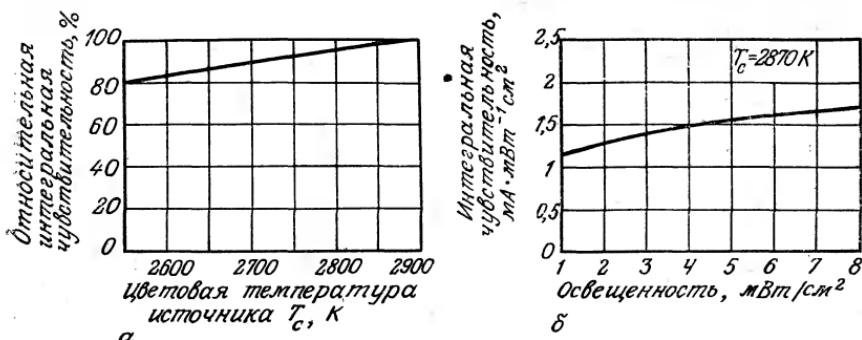


Рис. 5.39. Интегральная чувствительность транзистора (данные Motorola, транзистор MRD 300).

а — зависимость от цветовой температуры источника; *б* — зависимость от освещенности.

тельно, чувствительность $\Delta I_c / \Delta \Phi_0$ зависит от Φ_0 . Так, для фототранзистора типа BPW 22 (изготовитель — фирма RTC — Compelec) чувствительность возрастает в 1,6 раза при увеличении освещенности от 1 до 8 мВт/см 2 . Порядок величины спектральной чувствительности в максимуме $S(\lambda_p)$ составляет от 1 до 100 А/Вт.

Интегральную чувствительность обычно определяют для излучения вольфрамовой нити с цветовой температурой около 2850 К. Интегральная чувствительность меньше спектральной в отношении, зависящем от граничной длины волны. Для кремниевых фототранзисторов это отношение находится в диапазоне от 3 до 10, и интегральная чувствительность в практически используемом диапазоне изменяется пропорционально цветовой температуре нити (рис. 5.39, *a*). Как интегральная, так и спектральная чувствительности зависят от падающего потока (рис. 5.39, *б*).

Аналогично случаю обычного транзистора, усиление прибора квазилинейно при работе на малом участке характеристики, т. е. когда небольшие вариации $\Delta\Phi$ наложены на существенно большую постоянную величину Φ . Аналогичным образом линейность улучшается, когда вызванное фотоэлектрическим эффектом изменение тока коллектора накладывается на существенно больший и постоянный по величине ток коллектора I_c , обусловленный фиксированным смещением базы за счет подключения к базе источника питания (если база доступна для такого подключения). Ток I_c , а следовательно, и чувствительность зависят от температуры, так как функциями температуры являются и спектральная чувствительность. Порядок вели-

чины, характеризующей температурную зависимость I_c , составляет

$$\frac{1}{I_c} \frac{dI_c}{dT} \simeq 2/3 \% /^{\circ}\text{C}.$$

При большой освещенности в фототранзисторе может наступить насыщение: напряжение коллектор — эмиттер $V_{CE/SAT}$ имеет порядок 0,2 В, и ток I_c будет определяться уже не освещенностью, а параметрами электрической схемы:

$$I_c = (E_s - V_{CF/SAT})/R_m.$$

Здесь E_s — напряжение источника питания, R_m — сопротивление цепи коллектора.

5.9.4. Быстродействие

Различные временные характеристики могут быть рассчитаны, если представить фототранзистор его эквивалентной схемой Джаколетто, соединенной с нагрузкой R_m . Численные параметры элементов, составляющих схему Джаколетто, зависят от рабочей точки. Кроме того:

а) время запаздывания t_{dm} , времена нарастания t_m и спада t_c выходного сигнала уменьшаются, когда ток коллектора в рабочей точке возрастает (рис. 5.40);

б) времена нарастания t_m и спада t_c увеличиваются при возрастании нагрузки R_m ; то же относится и ко времени запаздывания t_{dm} , если сопротивление больше килоома.

Когда фототранзистор находится в режиме насыщения, происходит накопление заряда, и время разряда t_{dc} возрастает с увеличением тока коллектора I_c , тогда как t_m и t_c уменьшаются. В зависимости от типа фототранзистора, его рабочей точки и нагрузки численные значения различных временных характеристик меняются от нескольких микросекунд до нескольких десятков микросекунд.

5.9.5. Частотная характеристика

При нагрузке на сопротивление R_m эффект Миллера,

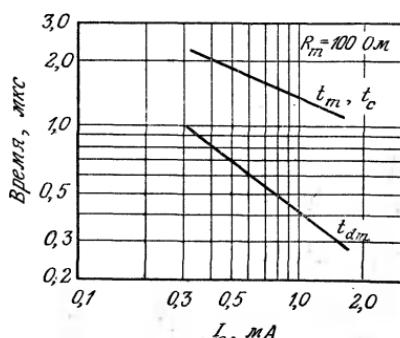


Рис. 5.40 Временные характеристики фототранзистора в зависимости от тока коллектора (данные Motorola, MRD 300).

связанный с емкостью $C_{b'c}$, приводит к параллельному подключению к $r_{b'e}$ и $C_{b'e}$ емкости, равной $C_{b'c}(1+g_mR_m)$. Границная частота на входе, которая и является практически граничной частотой фототранзистора, в этом случае определяется выражением

$$f_c = \frac{g_{b'e}}{2\pi\{C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_mR_m)\}}.$$

Величина f_c зависит от нагрузки R_m и рабочей точки; значение f_c лежит обычно между несколькими десятками и несколькими сотнями килогерц.

5.9.6. Шумы

В отношении мощности, эквивалентной шуму, и обнаружительной способности фототранзистор не имеет никаких преимуществ перед диодом. Схематично это можно объяснить тем, что как сигнал, так и шум, возникающие в эквивалентном фотодиоде на $p-n$ -переходе база — коллектор, усиливаются одинаково.

5.9.7. Схемы включения фототранзисторов

Фототранзистор может использоваться либо как коммутатор, либо в линейном режиме. В коммутационном режиме его преимущество перед фотодиодом заключается в том, что можно непосредственно управлять относительно большими токами. В линейном режиме, напротив (хотя у фототранзистора и есть определенные преимущества, связанные с присущим ему усиливанием), фотодиод обеспечивает лучшую линейность и, следовательно, меньшие искажения.

Фототранзистор в режиме коммутации. Информация в этом случае носит дискретный характер: присутствует ли излучение, или, точнее, превосходит ли освещенность определенный порог. Фототранзистор блокирует или пропускает (в режиме насыщения) ток, управляя непосредственно или после усиления работой реле, логической вентильной схемой или тиристором (рис. 5.41).

Быстродействие коммутации ограничивается сопротивлением нагрузки фототранзистора и может быть значительно улучшено, если далее следует схема с малым входным импедансом — схема с общей базой (рис. 5.42, а) или преобразователь ток — напряжение (рис. 5.42, б).

Фототранзистор в линейном режиме. Такой транзистор находит применение:

а) для измерения постоянной освещенности, когда на базе фототранзистора можно построить простой люксметр (рис. 5.43, а);

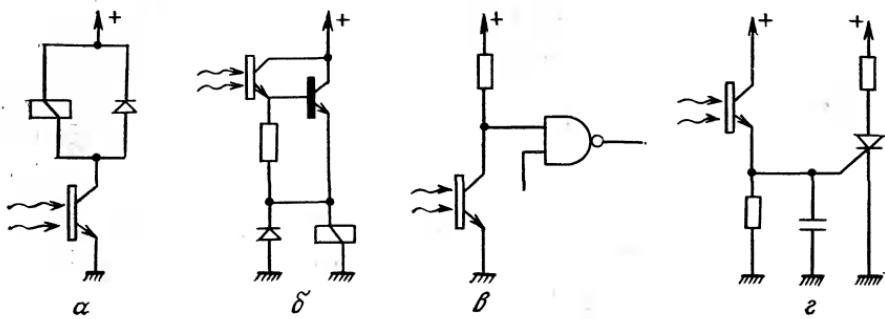


Рис. 5.41. Примеры использования фототранзисторов в схемах управления.
а — реле; б — реле после усиления; в — логической вентильной схемой; г — тиристором.

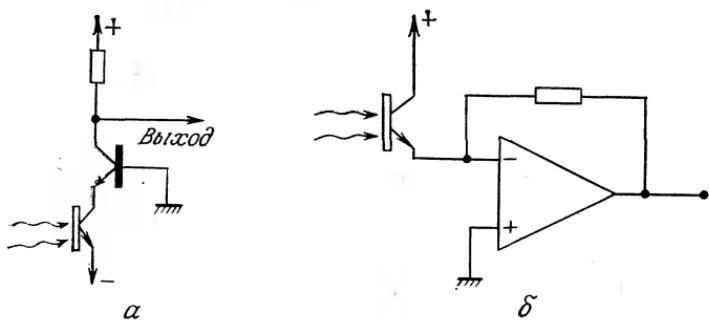


Рис. 5.42. Схемы, позволяющие повысить скорость коммутации.
а — каскад с общей базой; б — преобразователь ток — напряжение.

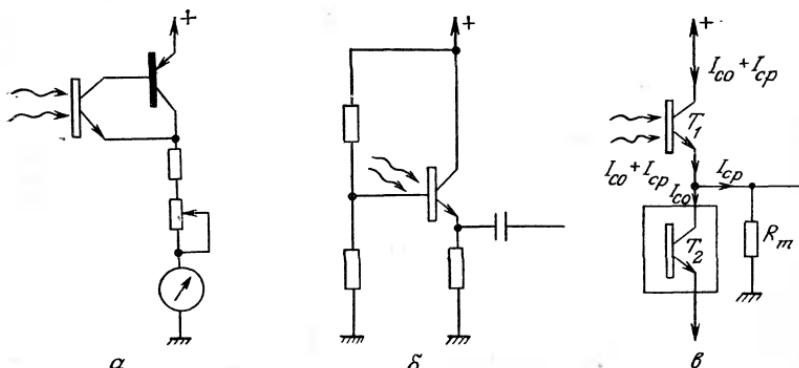


Рис. 5.43. Фототранзистор в линейном режиме.

а — схема люксметра; б — выбор рабочей точки путем подачи смещения на базу (когда база доступна для подключения к ней напряжения); в — компенсация темнового тока в нагрузке.

б) для приема модулированных сигналов в виде

$$\Phi(t) = \Phi_0 + \Phi_1(t).$$

Амплитуда модулированной составляющей $\Phi_1(t)$ должна быть достаточно малой во избежание перехода фототранзистора в режим насыщения или запирания и для того, чтобы чувствительность можно было рассматривать как константу.

При этом ток коллектора фототранзистора определяется выражением

$$i_c(t) = I_c(\Phi_0) + S\Phi_1(t).$$

Фототранзистор с базой, к которой можно электрически подключиться (рис. 5.43, б), имеет то преимущество, что, фиксируя смещение базы, можно выбрать рабочую точку, обеспечивающую оптимальную линейность.

Расширение полосы пропускания и уменьшение времени коммутации можно обеспечить, уменьшая нагрузку фототранзистора; в дальнейшем применяется либо схема с общей базой, либо преобразователь ток — напряжение (рис. 5.42).

Темновой ток фототранзистора T_1 можно в нагрузке устранить, подключая дифференциально второй такой же фототранзистор T_2 при той же температуре со своим темновым током. Темновой ток через нагрузку в этом случае не течет (рис. 5.43, в).

5.9.8. Полевой фототранзистор

Управление током стока I_D полевого транзистора осуществляется напряжением V_{GS} между затвором и истоком, которое создает обратное смещение в $p-n$ -переходе между затвором и каналом, определяя ширину канала и тем самым ток стока:

$$I_D = I_{DSS} \{1 + V_{GS}/V_p\}^2,$$

где I_{DSS} — ток стока при $V_{GS}=0$, а V_p — напряжение отсечки, которое одинаково по знаку с напряжением V_{DS} и, следовательно, имеет обратный напряжению V_{GS} знак.

Освещаемый $p-n$ -переход образует фотодиод, работающий в фотодиодном режиме; через переход течет обратный ток $I_r = -I_0 + I_p$. Здесь I_0 — темновой ток; при 25°C темновой ток имеет порядок наноампер и удваивается при повышении температуры на 10°C . Ток $I_p = S_g \Phi$ — это фототок, S_g — чувствительность диода затвор — канал к потоку излучения Φ .

Ток I_r , протекающий через сопротивление R_g цепи затвора, определяет напряжение V_{GS} и тем самым ток стока:

$$V_{GS} = R_g (I_0 + I_p) - E_g,$$

где E_g — постоянное смещение затвора (рис. 5.44, а).

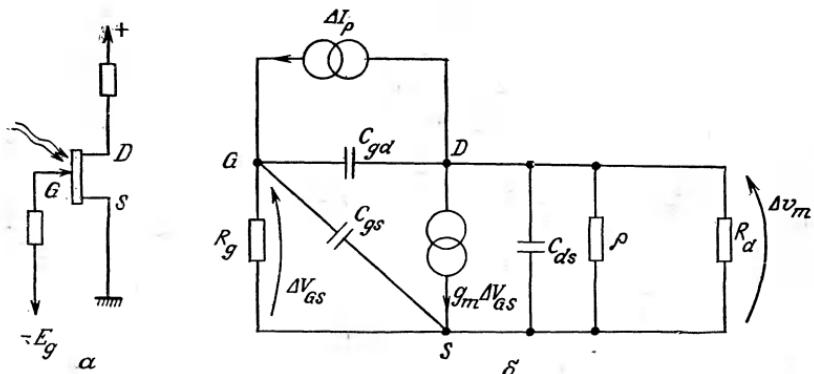


Рис. 5.44. Полевой фототранзистор.

a — схема с общим истоком; *b* — эквивалентная электрическая схема.

При небольших вариациях ΔI_p фототока

$$\Delta V_{GS} = R_g \Delta I_p \quad \text{и} \quad \Delta I_D = g_m \Delta V_{GS} + \Delta I_p.$$

Величина $g_m \Delta V_{GS}$ определяет вариации тока I_D , вызванные вариациями ΔV_{GS} , g_m — крутизна фототранзистора,

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{V_p} \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_p} \right\},$$

а ΔI_p представляет вклад тока стока за счет электронно-дырочных пар, возникающих в результате фотоэлектрического эффекта.

Окончательно можно написать:

$$\Delta I_D = (g_m R_g + 1) \Delta I_p.$$

Полевой фототранзистор отличается от фотодиода тем, что его коэффициент усиления G регулируется сопротивлением R_g . Величина G может быть весьма значительной:

$$G = \Delta I_D / \Delta I_p = g_m R_g + 1.$$

При $g_m = 10^{-3}$ А/В и $R_g = 10^6$ Ом коэффициент усиления G составляет 10^3 .

Чувствительность S_d тока стока к вариациям падающего потока выражается формулой

$$S_d = \frac{\Delta I_D}{\Delta \Phi} = \frac{\Delta I_D}{\Delta I_p} \frac{\Delta I_p}{\Delta \Phi} = GS_g.$$

Таким образом, величина S_d может существенно превосходить величину чувствительности диода затвор — канал S_g . Вариации измеряемого напряжения на резисторе стока R_d равны

$$\Delta v_m = -R_d \Delta I_D.$$

Выражая Δv_m в функции вариаций потока $\Delta\Phi$, с учетом предшествующих соотношений получим

$$\Delta v_m = -R_d G S_g \Delta\Phi.$$

При значительных изменениях оптического потока квадратичное соотношение между I_D и V_{GS} приводит к нелинейности в работе полевого фототранзистора. Временные и частотные характеристики фототранзистора могут быть рассчитаны исходя из эквивалентной электрической схемы для режима работы на малом участке характеристики. Эта схема для случая включения с общим истоком показана на рис. 5.44, б. Здесь ρ — внутреннее сопротивление фототранзистора (от 10^5 до 10^6 Ом), C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} — емкости между затвором и истоком, затвором и стоком, стоком и истоком соответственно (эти емкости — порядка пикофарады, емкость C_{ds} меньше). Оценить полосу пропускания можно, уменьшая величину R_d ; при $R_d \ll 1/C_{ds}$ и $R_d \ll \rho$ легко получим выражение для граничной частоты

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_g \{C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_d)\}}.$$

Например, при $g_m = 10^{-3}$ А/В, $C_{gs} = C_{gd} = 1$ пФ, $R_g = 1$ МОм, $R_d = 1$ кОм граничная частота f_c составляет $5,3 \cdot 10^4$ Гц.

Расширение полосы пропускания B , равной f_c , обусловлено уменьшением R_g и связанного с ним коэффициента усиления G полевого фототранзистора, так что в зависимости от особенностей применения приходится идти на компромисс, учитывая предельно возможное произведение усиления на полосу, которое с учетом предшествующих соотношений выражается формулой

$$GB = \frac{g_m}{2\pi \{C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_d)\}}.$$

Для приведенных выше численных значений параметров получаем

$$GB = 5,3 \cdot 10^7 \text{ Гц.}$$

Значения времени нарастания (t_m) и спада (t_c) измерительного сигнала связана с граничной частотой известными классическими формулами, справедливыми для системы первого порядка:

$$t_m = t_c = 0,35/f_c,$$

$$\text{т. е. } t_m = t_c = 2,2R_g \{C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_d)\}.$$

Для указанных выше численных значений параметров получаем

$$t_m = t_c = 6,6 \text{ мкс.}$$

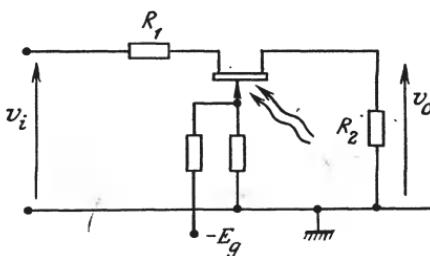


Рис. 5.45. Регулируемый делитель напряжения с оптическим управлением.
 $v_o = R_2 v_i / [R_1 + R_2 + R_{DS}(\Phi)]$.

Использование полевого фототранзистора в схеме с общим стоком позволяет увеличить полосу пропускания в 2÷10 раз в зависимости от конкретных условий и в той же мере сократить время запаздывания. Эта схема в действительности характеризуется существенным ослаблением эффекта Миллера; граничная частота, рассчитываемая из эквивалентной схемы фототранзистора, определяется выражением

$$f_c = 1/2\pi R_g C_{gd},$$

а значения времени нарастания t_m и спада t_c сигнала равны

$$t_m = t_c = 2,2 R_g C_{gd}.$$

Для численных значений параметров, указанных выше, наблюдается улучшение в 3 раза.

Собственный шум полевого фототранзистора в принципе обусловлен дробовым шумом темнового тока, однако в схеме доминирующим может оказаться тепловой шум Джонсона со-противления затвора R_g , когда эта величина лежит в диапазоне от 10 кОм до примерно 100 МОм.

Полевой транзистор может использоваться также для коммутации; смещение должно быть таким, чтобы транзистор запирался в отсутствие излучения и становился проводником при достаточном по величине падающем потоке.

При малых значениях напряжения сток — исток полевой транзистор действует как резистор с сопротивлением R_{DS} , величину которого определяет V_{GS} ; в случае же полевого фототранзистора R_{DS} регулируется падающим потоком, что позволяет построить аттенюаторы или модуляторы, регулируемые светом (рис. 5.45).

5.10. Фотоэмиссионные датчики

В датчиках этого типа преобразование оптического сигнала в электрический происходит в результате явления фотоэмиссии, или внешнего фотоэффекта. Внешний фотоэффект состоит в

освобождении из твердого тела (служащего мишенью для излучения и представляющего собой фотокатод) электронов, число которых пропорционально числу падающих фотонов. Первичные электроны, эмиттируемые фотокатодом, образуют ток катода, который затем либо непосредственно собирается анодом (в вакуумном фотоэлементе), либо служит источником дальнейшего процесса умножения, который приводит к усилению первичного тока путем ударной ионизации молекул газа (в газополном фотоэлементе) или за счет вторичной эмиссии (в фотоэлектронном умножителе).

5.10.1. Механизм фотоэмиссии.

Фотоэмиссионные материалы

В явлении внешнего фотоэффекта имеются три стадии:

1) освобождение поглощенным фотоном электрона внутри материала;

2) перемещение освобожденного электрона к поверхности;

3) эмиссия электрона с поверхности.

В случае полупроводника с собственной проводимостью для освобождения электрона требуется, чтобы энергия падающего фотона была по меньшей мере равна ширине E_g запрещенной зоны; однако этой энергии недостаточно для обеспечения выхода электрона из твердого тела.

Движение электронов случайно и происходит во всех направлениях; лишь небольшая часть их достигает поверхности. Кроме того, во время движения электроны соударяются либо с другими электронами, либо с фононами, что приводит в той или иной степени к потере энергии первичных электронов.

Эмиссия электрона с поверхности становится возможной лишь в том случае, если он способен преодолеть потенциальный барьер, отделяющий полупроводник от внешнего пространства; высота барьера равна энергии электронного сродства E_d .

Квантовый выход η (среднее число эмиттируемых электронов на один упавший фотон) редко превышает 30% и обычно бывает менее 10%. Величина квантового выхода в спектральной области определяет выбор материала для фотокатода. Фотокатоды изготавливаются, главным образом, из соединений щелочных металлов и тройных соединений A_3B_5 .

Соединения щелочных металлов. Из таких материалов выделим:

- $AgOCs$, чувствительный в инфракрасной области спектра;
- $CsSb$, $(Cs)Na_2KSb$, K_2CsSb , чувствительные в видимой области и в ближнем ультрафиолете¹⁾;

¹⁾ Последние два материала чувствительны также в ближней инфракрасной области, непосредственно примыкающей к видимому участку спектра. — Прим. перев.

— Cs_2Te , Rb_2Te , CsI , порог чувствительности которых находится в ультрафиолетовой области.

Квантовый выход фотокатодов из этих материалов в зависимости от типа фотокатода составляет от 1 до 20%.

Тройные соединения A_3B_5 . Это соединения элементов III и V групп периодической таблицы Менделеева: $\text{GaAs}_x\text{Sb}_{1-x}$, $\text{Ga}_{1-x}\text{In}_x\text{As}$, $\text{InAs}_x\text{P}_{1-x}$.

Порог чувствительности указанных материалов находится в инфракрасной области спектра ($\lambda \approx 1$ мкм) и зависит от состава (x). Эти соединения характеризуются малым или даже отрицательным электронным сродством E_a , что облегчает электронную эмиссию; их квантовый выход может достигать 30%.

5.10.2. Ток эмиссии катода

Различают два типа конструкции фотокатода (рис. 5.46):

1) фотоэмиссионный слой наносится на металлическую подложку, катод помещается в замкнутый баллон, при освещении поверхности катода электроны испускаются с той же стороны поверхности (катод работает «на отражение»);

2) тонкий (≈ 100 Å) фотоэмиссионный слой наносится на внутреннюю поверхность баллона, первичные электроны испускаются со стороны, противоположной освещаемой стороне (катод работает «на просвет»). Эта вторая конструкция используется чаще, так как она позволяет более точно и удобно расположить фотокатод относительно падающего излучения.

Темновой ток. Главным источником темнового тока I_{k0} является термоэлектронная эмиссия катода; зависимость этого тока от температуры описывается законом Ричардсона

$$I_{k0} = ACT^2 \exp \left\{ \frac{-W_s}{kT} \right\},$$

где A — площадь фотокатода, m^2 ; C — константа, $C = 1,20 \cdot 10^6$ (в системе МКСА); W_s — работа выхода, равная разности энергий вакуума и уровня Ферми в фотоэмиссионном материале.

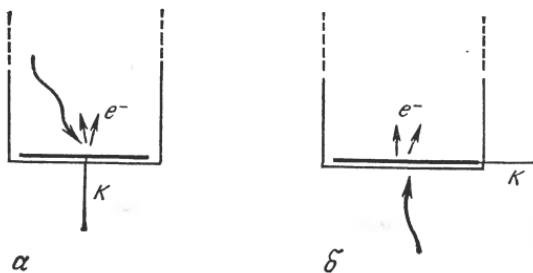


Рис. 5.46 Типы фотокатодов.

a — фотоэмиссия на отражение; *б* — фотоэмиссия на просвет.

Таблица 5.3. Темновой ток и пороговая длина волны для некоторых фотоэмиссионных материалов

Материал фотокатода	AgOCs	Na ₂ K ₂ Sb(Cs)	Cs ₂ Sb	K ₂ Sb
Темновой ток при 20 °C, A/cm ²	10 ⁻¹²	10 ⁻¹⁵	10 ⁻¹⁵	10 ⁻¹⁶ ÷10 ⁻¹⁷
Пороговая длина вол- ны, нм	1200	870	670	550

Темновой ток тем больше, чем меньше W_s и, следовательно, чем длиннее пороговая длина волны. В табл. 5.3 указаны порядок величины темнового тока и пороговая длина волны для различных фотоэмиссионных материалов.

Чувствительность. На больших длинах волн предельная чувствительность зависит от свойств фотокатода и определяется квантовым выходом η . В области коротких длин волн ограничения, напротив, связаны с поглощением в материале баллона или окна, которое определяется коэффициентом пропускания $T(\lambda)$. В ультрафиолете этот предел определяется свойствами материала LiF, пропускающего излучение по меньшей мере до 0,1 мкм (рис. 5.47).

Спектральная характеристика фотокатода зависит как от фотоэмиссионного материала, так и от материала баллона и обычно обозначается буквой S с соответствующим условным индексом n , т. е. S_n . Примеры материалов фотокатода приведены в табл. 5.4.

Падающий монохроматический поток $\Phi(\lambda)$ с длиной волны λ соответствует потоку n_i фотонов в секунду:

$$n_i = \Phi(\lambda)/h\nu = \Phi(\lambda) \lambda/hc.$$

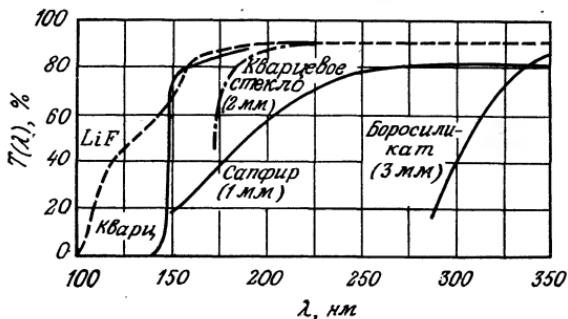


Рис. 5.47. Зависимость коэффициента пропускания $T(\lambda)$ различных материалов для окон от длины волны.

Таблица 5.4. Примеры материалов фотокатода

Обозначение	Фотоэмиссионный материал	Материал баллона
S ₁	AgOCs	Стекло
S ₁₁	Cs ₃ Sb	Стекло
S ₁₃	Cs ₃ Sb	Плавленый кварц
S ₂₀	Na ₂ K ₂ Sb(Cs)	Стекло
S ₂₃	Rb ₂ Te	Плавленый кварц

Число n_t фотонов, прошедших через окно и достигших фотокатода, определяется выражением

$$n_t = T(\lambda) n_i.$$

Квантовый выход на длине волны λ равен $\eta(\lambda)$, а число первичных электронов, ежесекундно эмиттируемых из фотокатода и образующих ток катода I_k , составляет $n_e = \eta(\lambda) n_t$, откуда $I_k = q n_e$ (здесь q — заряд электрона, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл).

Приведенные выше соотношения позволяют выразить ток фотокатода следующей формулой:

$$I_k = \frac{q\eta(\lambda)T(\lambda)\lambda}{hc} \Phi(\lambda).$$

Ток фотокатода пропорционален падающему потоку, а спектральная чувствительность с учетом пропускания баллона равна:

$$S_k(\lambda) = \frac{\Delta I_k}{\Delta \Phi(\lambda)} = \frac{q\eta(\lambda)T(\lambda)\lambda}{hc}.$$

На рис. 5.48 показана спектральная чувствительность различных фотокатодов в зависимости от λ (с учетом пропускания

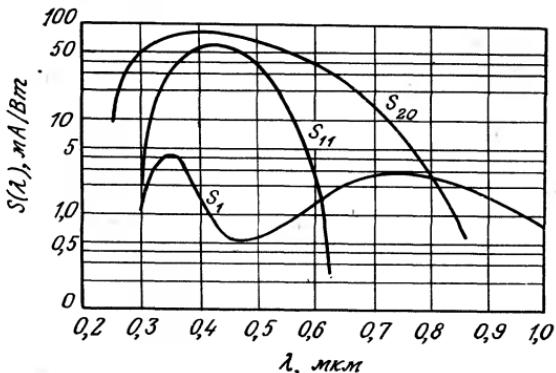


Рис. 5.48. Спектральная чувствительность различных фотокатодов (с учетом материала окна вакуумного баллона).

излучения окном баллона). Порядок величины спектральной чувствительности в максимуме $S_k(\lambda_p)$ составляет от 10 до 100 мА/Вт.

Чувствительность при различных значениях падающего потока остается постоянной, пока средний ток не превосходит некоторой максимальной величины, указанной разработчиком и зависящей от свойств фотокатода. При высокой плотности тока нагрев фотокатода может вызывать временное или необратимое изменение характеристик фотоэмиссии катода.

5.10.3. Вакуумный фотоэлемент

Фотокатод и анод помещаются внутрь баллона с прозрачным окном; внутри баллона поддерживается вакуум порядка $10^{-6} \div 10^{-8}$ мм рт. ст. Форма и расположение этих электродов такие, чтобы обеспечить прием максимального потока фотокатодом (фотокатод не должен затеняться анодом) и сбор анодом практически всех электронов, эмиттируемых фотокатодом (рис. 5.49).

Вольт-амперная характеристика. Обычная схема включения фотоэлемента показана на рис. 5.50, а. Зависимость анодного тока I_a от напряжения анод — катод представлена на рис. 5.50, б. На этих кривых видны две области:

1. Область пространственного заряда, где ток быстро возрастает с увеличением напряжения V_{ak} . Часть электронов, эмиттируемых фотокатодом, образует пространственный заряд, который, отталкивая вновь эмиттируемые электроны, стремится ограничить анодный ток. Влияние пространственного заряда уменьшается по мере роста напряжения.

2. Область насыщения, где ток лишь очень слабо зависит от напряжения V_{ak} : все носители заряда, эмиттируемые катодом

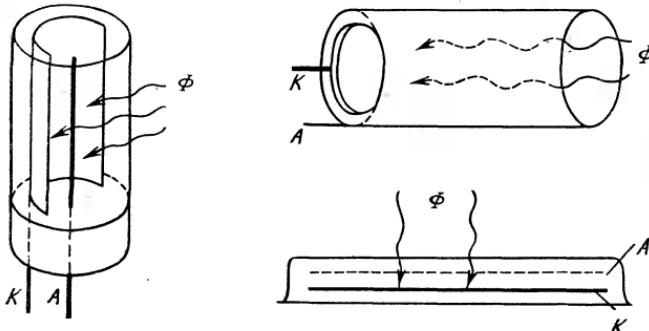


Рис. 5.49. Примеры конструкции вакуумных фотоэлементов с внешним фотоэффектом.

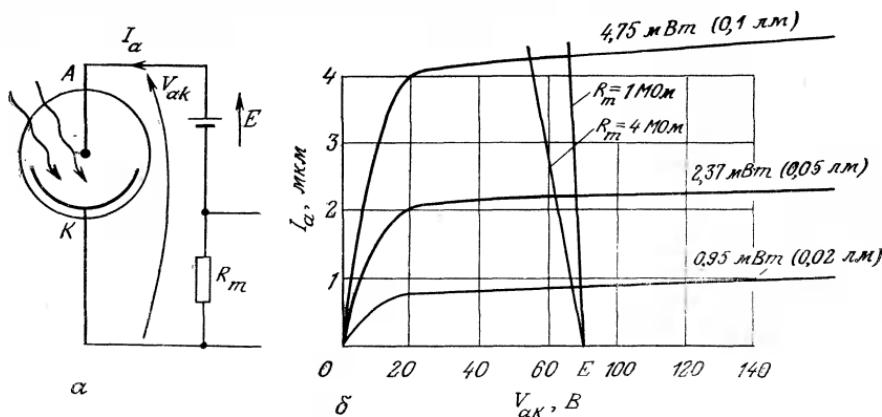


Рис. 5.50. Вакуумные фотоэлементы с внешним фотоэффектом.

α — принципиальная схема включения; *δ* — статические характеристики и прямая нагрузки, источник $T_c=2850$ К.

дом, собираются анодом. Ток I_a в этой области зависит практически только от падающего потока; наблюдаемое очень небольшое увеличение тока объясняется а) понижением работы выхода за счет эффекта Шоттки и б) током ионов остаточного газа, возникающих в результате соударения молекул газа с электронами, ускоряемыми напряжением V_{ak} .

Именно области насыщения должна соответствовать нагрузочная прямая сопротивления R_m , уравнение которой $I_a = (E_s - V_{ak})/R_m$ (рис. 5.50, *б*).

В зоне насыщения вакуумный фотоэлемент можно использовать как источник тока, величина которого зависит только от воспринимаемого потока; внутреннее сопротивление источника ρ очень велико и определяется наклоном характеристик в области насыщения:

$$1/\rho = \{dI_a/dV_{ak}\}_\Phi.$$

Здесь ρ — величина порядка 10^{10} Ом.

Учитывая нагрузку R_m и паразитную (в основном, межэлектродную) емкость C_p , фотоэлемент можно представить эквивалентной электрической схемой, показанной на рис. 5.51.

Темновой ток. Темновой ток вызывается двумя главными причинами:

- термоэлектронной эмиссией катода (разд. 5.10.2);
- токами утечки между электродами, которые можно свести к минимуму путем конструирования, увеличения расстояния между выводами электродов и тщательного предохранения схемы от появления между электродами проводящего слоя

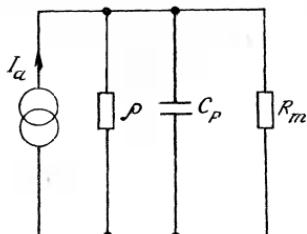


Рис. 5.51. Эквивалентная электрическая схема фотоэлемента.

ная линейность, а спектральная чувствительность в максимуме составляет от ~ 10 до ~ 100 мА/Вт. Температурный коэффициент чувствительности обычно очень мал.

Быстродействие. Время пролета электронов тем меньше, чем выше напряжение V_{ak} ; это время может быть менее 10^{-9} с. Поэтому обычно быстродействие определяется не временем пролета, а электрическими постоянными времени фотоэлемента и связанной с ним электрической схемы. Соответствующая принципиальная эквивалентная схема показана на рис. 5.51; учитывая, что $\rho \gg R_m$, можно вывести следующие соотношения:

- время запаздывания $\tau = R_m C_p$;
- время нарастания t_m или спада t_c измерительного сигнала $t_m = t_c = 2,2 R_m C_p$;
- граничная частота $f_c = 1/2\pi R_m C_p$.

Порядок величин. Нужно различать следующие случаи:

1) фотоэлементы предназначены для измерения малых потоков, и величина сопротивления R_m должна быть велика (от 1 до 100 МОм), чтобы можно было получить на нем заметное измеряемое напряжение;

2) фотоэлементы предназначены для измерения значительных по величине импульсов потока, которые при приеме дают мощные импульсы тока с большими значениями тока в максимуме, и сопротивление R_m может быть уменьшено, например до 50 Ом (рис. 5.52).

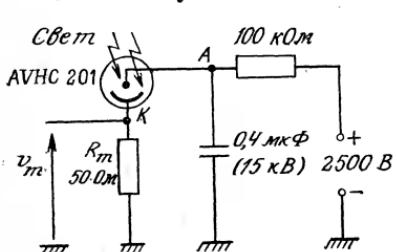


Рис. 5.52. Схема для измерения мощных импульсов потока излучения (RTC).

(например, воды). Темновой ток имеет порядок $10^{-8} \div 10^{-13}$ А.

Чувствительность. Анодный ток в области насыщения практически равен току эмиссии катода; формула для спектральной чувствительности анодного тока и ее величины такие же, как для тока эмиссии катода (разд. 5.10.2).

При этом наблюдается отлич-

ная линейность, а спектральная чувствительность в максимуме составляет от ~ 10 до ~ 100 мА/Вт. Температурный коэффициент чувствительности обычно очень мал.

Быстродействие. Время пролета электронов тем меньше, чем выше напряжение V_{ak} ; это время может быть менее 10^{-9} с. Поэтому обычно быстродействие определяется не временем пролета, а электрическими постоянными времени фотоэлемента и связанной с ним электрической схемы. Соответствующая принципиальная эквивалентная схема показана на рис. 5.51; учитывая, что $\rho \gg R_m$, можно вывести следующие соотношения:

- время запаздывания $\tau = R_m C_p$;
- время нарастания t_m или спада t_c измерительного сигнала $t_m = t_c = 2,2 R_m C_p$;
- граничная частота $f_c = 1/2\pi R_m C_p$.

Порядок величин. Нужно различать следующие случаи:

1) фотоэлементы предназначены для измерения малых потоков, и величина сопротивления R_m должна быть велика (от 1 до 100 МОм), чтобы можно было получить на нем заметное измеряемое напряжение;

2) фотоэлементы предназначены для измерения значительных по величине импульсов потока, которые при приеме дают мощные импульсы тока с большими значениями тока в максимуме, и сопротивление R_m может быть уменьшено, например до 50 Ом (рис. 5.52).

Примеры. Фотоэлемент типа 150 TV (разработчик — фирма RTC) предназначен для фотометрии. Он имеет следующие характеристики: ток в максимуме 25 мКА, $R_m = 1$ МОм, $C_p = 20 \text{ пФ}$, $t_m = t_c = 44$ мкс, $f_c = 8 \cdot 10^3$ Гц.

Фотоэлемент типа AVHC 201

(разработчик — фирма RTC) предназначен для измерения мощных световых импульсов. Его характеристика: ток в максимуме 30 A , $R_m = 50 \text{ Ом}$, $C_p = 30 \text{ пФ}$, $t_m = t_c = 3,3 \text{ нс}$, $f_c = 100 \text{ МГц}$.

Шумы. Двумя главными источниками шума фотоэлементов являются:

а) дробовой шум темнового тока I_{a0} , спектральная плотность которого равна

$$\overline{i^2_{bs}} = 2qI_{a0};$$

б) тепловой шум Джонсона на внутреннем сопротивлении фотоэлемента, спектральная плотность которого равна

$$\overline{i^2_{bp}} = 4kT/\rho.$$

Следовательно, спектральная плотность суммарного тока шума определяется выражением

$$\overline{i^2_{bc}} = \overline{i^2_{bs}} + \overline{i^2_{bp}}.$$

Сопротивление нагрузки R_m вносит шум Джонсона со спектральной плотностью

$$\overline{i^2_{bR}} = 4kT/R_m.$$

Шум сопротивления R_m меньше собственного шума фотоэлемента при условии

$$R_m > 4kT / (\overline{i^2_{bs}} + \overline{i^2_{bp}}).$$

При $I_{a0} = 10 \text{ пА}$ и $\rho = 10^{10} \text{ Ом}$ это условие приобретает численное выражение $R_m > 3 \cdot 10^9 \text{ Ом}$. Столь большие сопротивления используются только при измерении очень малых освещенностей, поскольку падение напряжения на такой омической нагрузке существенно ограничивает быстродействие. Поэтому обычно используемые сопротивления нагрузки существенно меньше ($R_m \leq 100 \text{ МОм}$), и тогда главным источником шума становится сопротивление R_m схемы.

Применения. Возможность выбрать тип фотокатода, согласовав его с рабочей спектральной областью, линейность и слабая зависимость от температуры — главные достоинства вакуумных фотоэлементов с внешним фотоэффектом, в связи с чем они особенно подходят для фотометрии. Кроме того, возможность обеспечить в определенных типах фотоэлементов весьма большие выходные токи в максимуме позволяет принимать и измерять мощные импульсы светового потока, например, от импульсных ламп или лазеров.

5.10.4. Газонаполненные фотоэлементы

Такие фотоэлементы устроены так же, как и вакуумные, но баллон наполнен разреженным газом — обычно аргоном — при небольшом давлении ($10^{-1} \div 10^{-2}$ мм рт. ст.).

При достаточно большом анодном напряжении электроны, эмиттируемые фотокатодом, инициируют процессы ударной ионизации атомов газа. В результате получается эффект умножения тока эмиссии фотокатода с коэффициентом умножения $5 \div 10$.

Вольт-амперные характеристики (рис. 5.53, а). В области напряжений ≤ 20 В семейство характеристик рассматриваемых фотоэлементов такое же, как и для вакуумных приборов, и электроны, эмиттируемые фотокатодом, ускоряются недостаточно, чтобы ионизировать газ. С увеличением анодного напряжения выше 20 В возникает процесс умножения, который далее значительно интенсифицируется (рис. 5.53, б). Анодное напряжение ограничивают величиной примерно 90 В, чтобы предотвратить начало самостоятельного разряда, приводящего к разрушению фотокатода.

Свойства газонаполненных фотоэлементов. Чувствительность этих фотоэлементов в $5 \div 10$ раз выше, чем у вакуумных, и она возрастает с увеличением падающего потока, вследствие чего возникает нелинейность. Кроме того, чувствительность с течением времени уменьшается из-за деградации фотокатода под действием бомбардировки положительными ионами.

Быстродействие ограничивается увеличением времени проleta, определяемого соударениями электронов с атомами газа,

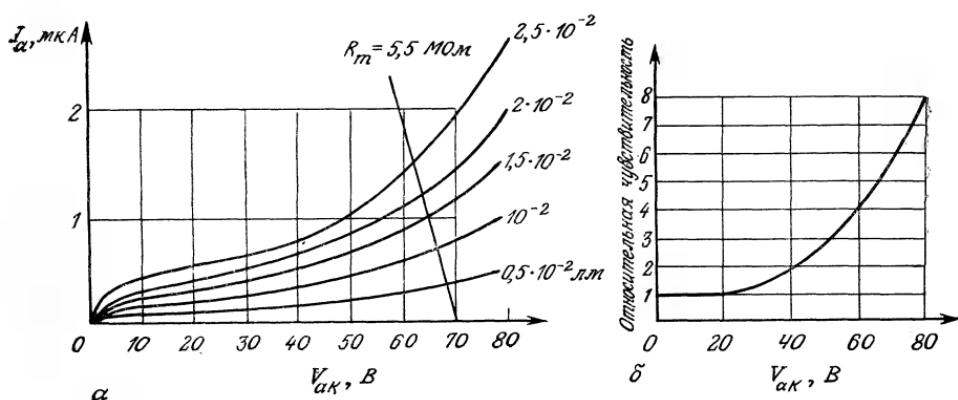


Рис. 5.53. Газонаполненные фотоэлементы с внешним фотоэффектом.
а — статические характеристики и прямая нагрузки; б — влияние анодного напряжения на чувствительность.

и малой подвижностью положительных ионов. Полоса пропускания составляет от $\sim 10^3$ до $\sim 10^4$ Гц, что соответствует времени нарастания или спада измерительного сигнала порядка миллисекунд.

Из-за нелинейности, посредственной стабильности и плохой частотной характеристики фотоэлементы этого типа предпочтительнее применять, заменяя их фототранзисторами.

5.10.5. Фотоэлектронные умножители

Принцип действия и устройство. Высокоэнергичные электроны, бомбардируя поверхность твердого тела, могут, в свою очередь, выбить электроны из поверхности; это явление называется вторичной электронной эмиссией. Когда число эмиттируемых поверхностью электронов превосходит число упавших, появляется возможность усиления первоначального сигнала. Это явление используется в фотоэлектронных умножителях.

Первичный электронный сигнал состоит из электронов, эмиттированных фотокатодом, находящимся в вакууме, под действием падающего излучения. Эти электроны обычно фокусируются электростатическим полем на первый из последовательно расположенных электродов — динодов, покрытых материалом, для которого вторичная электронная эмиссия значительна. Потенциалы к последовательно расположенным динодам подводятся от резистивного моста; от динода к диноду они возрастают таким образом, что вторичные электроны, вылетевшие из k -го динода, фокусируются на $(k+1)$ -м диноде, причем каждый из электронов в свою очередь выбивает из динода несколько вто-

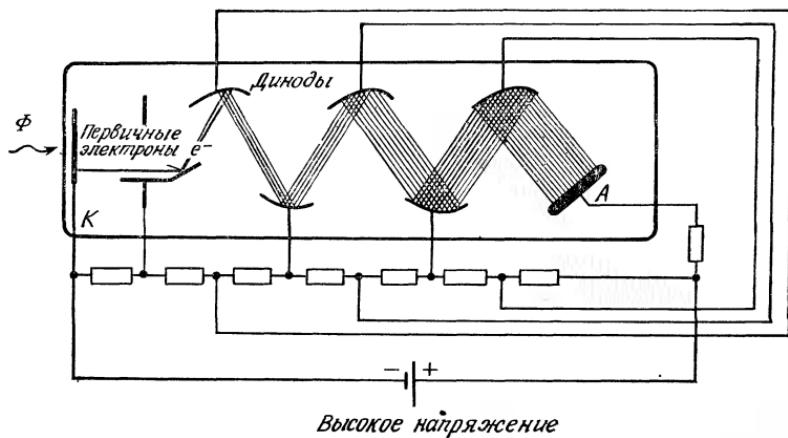


Рис. 5.54. Принципиальная схема фотоумножителя.

ричных электронов (рис. 5.54). Если каждый электрон, бомбардируя динод, выбивает в среднем δ вторичных электронов и система содержит n динодов (с одинаковым приращением потенциала), то в принципе достигается умножение числа первичных электронов на коэффициент $M = \delta^n$. В действительности не все эмиттируемые фотокатодом электроны достигают первого динода, так что эффективность сбора характеризуется коэффициентом η_c , который меньше единицы; кроме того, не все электроны, испускаемые динодом, достигают следующего динода, так что эффективность переноса характеризуется коэффициентом η_t , который также меньше единицы.

Поэтому более точное выражение для M имеет вид:

$$M = \eta_c (\eta_t \delta)^n.$$

Порядок величин в этом выражении: n , число динодов, — от 5 до 15; δ , коэффициент вторичной эмиссии, — от 5 до 10; η_c и η_t , эффективности сбора и переноса, превышают 90%; M — коэффициент усиления фотоумножителя, составляет от 10^6 до 10^8 .

Форма динодов, их расположение в пространстве, а также конфигурация фокусирующей системы (рис. 5.55) должны обеспечивать высокую эффективность сбора и переноса электронов, эмиттируемых фотокатодом и динодами, а также выравнивание времени пролета электронов, поскольку разброс по этому параметру ограничивает быстродействие фотоэлектронного умножителя.

Коэффициент вторичной эмиссии. Процесс, заканчивающийся вторичной эмиссией, имеет много общего с фотоэмиссией: так же происходит освобождение электронов в глубине материала, далее они проникают к поверхности и могут, наконец, покинуть ее. Поэтому к материалам, обладающим значительной вторичной эмиссией, относятся, в основном, те материалы, что обладают высокими фотоэмиссионными свойствами, а именно: Cs_3Sb , K_2CsSb , Na_2KCSCs , $\text{GaP}(\text{Cs})$, AgOMg , $\text{BeOCu}(\text{Cs})$.

Пусть $n(x)$ — число вторичных электронов, освобожденных одним первичным электроном на глубине x материала толщиной d , а $p(x)$ — вероятность выхода освобожденного электрона с глубины x ; тогда коэффициент вторичной эмиссии будет определяться выражением

$$\delta = \int_0^d n(x) p(x) dx.$$

Теоретический расчет δ может быть проведен с помощью следующих предположений:

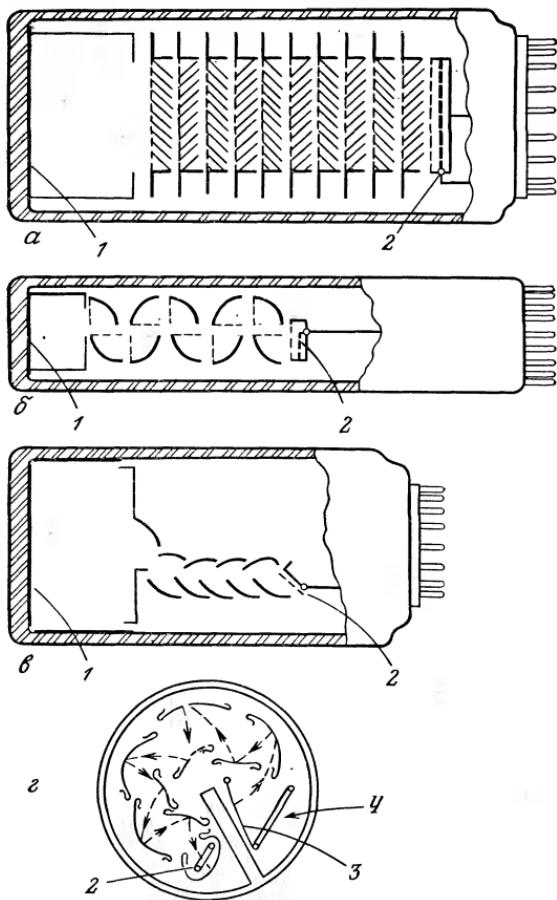


Рис. 5.55. Типы фотоумножителей.

α — диноды типа «жалюзи»; *β* — диноды коробчатого типа; *γ* — динодная система, обеспечивающая фокусировку по прямой; *ε* — фокусирующая система кругового типа или типа бельчье клетки. 1 — катод; 2 — анод; 3 — фотокатод; 4 — свет.

а) величина $n(x)$ пропорциональна уменьшению энергии первичного электрона $W_p(x)$ на единице длины:

$$n(x) = -a \frac{dW_p(x)}{dx};$$

б) уменьшение на единицу длины энергии $W_p(x)$ является следующей функцией этой энергии:

$$dW_p(x)/dx = -bW^{-\alpha_p}(x);$$

в) вероятность выхода освобожденного на глубине x электрона подчиняется закону

$$p(x) = p_0 \exp(-x/L).$$

Константы a , b , α , p_0 зависят от рассматриваемого материала.

Закон изменения δ в функции энергии первичных электронов может быть рассчитан, и он согласуется с экспериментальными наблюдениями (рис. 5.56). При энергии первичных электронов порядка нескольких сотен элекtron-вольт имеет место максимум. Разность потенциалов V , приложенная к соседним динодам, должна быть как можно ближе к обеспечивающей максимальное δ ; при этих условиях δ является возрастающей функцией V , вид которой определяется экспериментальными кривыми, а именно: $\delta = 0,2V^0$,⁷ для Cs_3Sb ; $\delta = 0,025V$ для AgOMg .

Основная схема включения. Для построения измерительной схемы с использованием фотоумножителя нужно определить схему питания динодов и выбрать анодную нагрузку R_m .

Схема питания динодов. Она предназначена для подвода к каждому диноду надлежащего потенциала и состоит из резистивного моста-делителя, к которому приложено высокое напряжение. Каждый динод подсоединяется к определенной точке делителя (рис. 5.57).

Разность потенциалов между динодами зависит от типа фотоумножителя и требуемого усиления; она может изменяться от нескольких десятков до нескольких сотен вольт. Напряжение V_{kd_1} между катодом и первым динодом должно выдерживаться с большей точностью, так как прежде всего от него зависят эффективность сбора электронов, эмиттируемых фотокатодом, а следовательно, и пропорциональность тока падающему потоку.

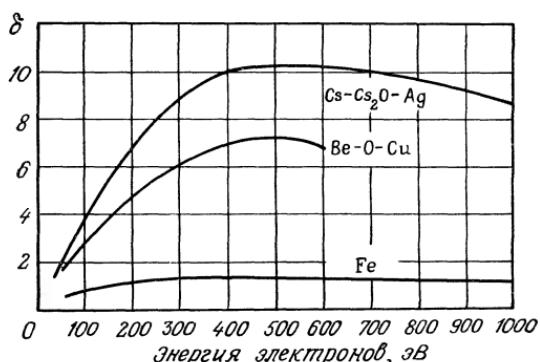


Рис. 5.56. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии δ от энергии первичных электронов.

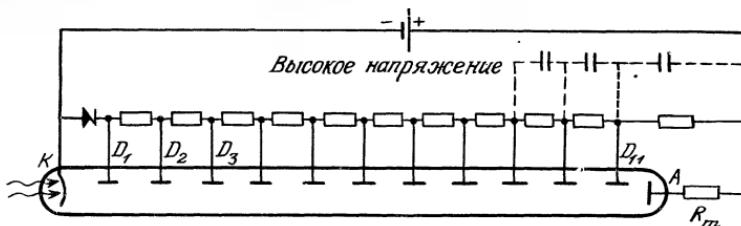


Рис. 5.57. Питание динодов фотоумножителя.

Поэтому напряжение V_{kd} , часто стабилизируют диодом Ценера, так что оно сохраняется неизменным, когда высокое напряжение изменяют для регулировки усиления. Ток I , проходящий через делитель, должен быть существенно больше среднего анодного тока I_a , чтобы протекающий через диноды и обусловленный их вторичной электронной эмиссией ток не оказывал заметного влияния на распределение потенциалов динодов и, следовательно, на усиление. Часто устанавливают $I > 100I_a$, обычно между 0,1 и 1 мА.

По этой же причине в случае мощных импульсных потоков выгодно шунтировать резисторы, обеспечивающие питание последних динодов, конденсаторами, поскольку ток в этих резисторах особенно велик. Следует учесть, что при этом вводится время запаздывания, которое устанавливает предел частоты повторения импульсов сигнала.

Заземлен может быть либо анод, либо катод. В первом случае измеряемый сигнал, выделяющийся на анодной нагрузке, можно использовать непосредственно в измерительной установке; эта схема пригодна для измерения медленно меняющейся освещенности. Во втором случае анодная нагрузка должна быть присоединена к измерительной установке через конденсатор, и схему можно применять только при быстро меняющемся потоке; в случае заземления катода наблюдается уменьшение флуктуаций темнового тока и, следовательно, собственного шума фотоумножителя.

Величина высокого напряжения, которая обычно заключена между 700 и 3000 В, определяет усиление M фотоумножителя; поэтому высокое напряжение должно быть стабилизировано. На практике принимают

$$dM/M = n (dV_{HT}/V_{HT}),$$

где n — число динодов. При $n=10$ необходима стабильность M на уровне 1%, и, следовательно, напряжение V_{HT} должно быть стабилизировано с точностью 0,1%.

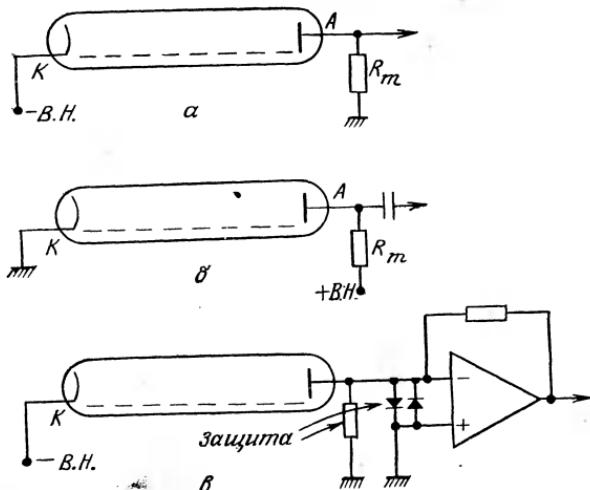


Рис. 5.58. Различные способы подключения анодной нагрузки.
а — непосредственное подключение; б — подключение через емкость; в — преобразователь ток — напряжение.

Выбор анодной нагрузки (рис. 5.58). Наиболее простое решение заключается в том, чтобы поместить в анодную цепь резистор с сопротивлением R_m , на котором выделяется измеряемое напряжение

$$U_m = R_m I_a.$$

Величину R_m ограничивают, чтобы предотвратить слишком большое изменение разности потенциалов между анодом и последним динодом; обычно устанавливают ограничение $R_m I_a < 10$ В. Нередко применяют также преобразователь ток — напряжение.

Анодный темновой ток. Анодный ток I_{a0} в отсутствие падающего потока вызывают следующие причины:

- термоэлектронная эмиссия фотокатода, которая главным образом и создает темновой ток фотокатода I_{k0} ;

- токи утечки между различными электродами (их можно уменьшить до пренебрежимо низкого уровня, устранив влажность или загрязнение на поверхности трубки). При этих условиях

$$I_{a0} = M I_{k0},$$

где M — усиление photoумножителя.

Темновой ток I_{a0} является, следовательно, функцией усиления M , величины приложенного высокого напряжения и его распределения между различными динодами, а также тока I_{k0} ,

зависящего от температуры фотокатода. Охлаждение до -20°C позволяет обычно значительно уменьшить ток I_{k0} ; при охлаждении I_{k0} уменьшается в $10 \div 100$ раз по сравнению со своим значением при комнатной температуре.

Ток I_{a0} может испытывать медленный дрейф после резких изменений либо напряжения питания (особенно при регулировке напряжения), либо принимаемого потока.

Кроме тока I_{a0} на выходе наблюдаются также ложные импульсы тока, связанные с электронной эмиссией катода, которые вызываются космическим излучением, радиоактивным излучением стекла, разрядами в трубке и бомбардировкой катода или динодов ионами остаточного газа.

Импульсный шум такого типа, очевидно, создает риск ошибок при приеме слабых оптических сигналов, особенно импульсных, — например, при счете фотонов. Однако распределение амплитуд импульсов шума обычно сильно отличается от распределения амплитуд импульсов сигнала, создаваемых отдельными фотоэлектронами: импульсы, обусловленные космическим излучением, естественным радиоактивным излучением или ионной бомбардировкой катода, имеют в среднем амплитуды намного больше, чем импульсы от фотоэлектронов, тогда как для импульсов, обусловленных ионной бомбардировкой динодов, картина обратная. Поэтому можно отделить импульсы сигнала от импульсов шума, пропуская в измерительную цепь только импульсы, высота которых лежит между средними минимальным и максимальным уровнями импульсов от фотоэлектронов.

Чувствительность. Анодный ток I_a получается в результате усиления (с коэффициентом усиления M) с помощью системы динодов тока I_k фотокатода:

$$I_a = M I_k.$$

Коэффициент усиления M зависит от свойств материала, которым покрыты диноды, от конфигурации, расположения и числа динодов, а также от величины высокого напряжения V_{HT} , которое приложено к фотоумножителю (рис. 5.59).

Для монохроматического потока $\Phi(\lambda)$ фототок катода зависит главным образом от квантового выхода $\eta(\lambda)$ фотоэмиссионного материала и пропускания $T(\lambda)$ окна:

$$I_k = \frac{q\eta(\lambda) T(\lambda) \lambda}{hc} \Phi(\lambda).$$

Следовательно, для данного фотоумножителя

$$I_a = M(V_{HT}) \frac{q\eta(\lambda) T(\lambda) \lambda}{hc} \Phi(\lambda).$$

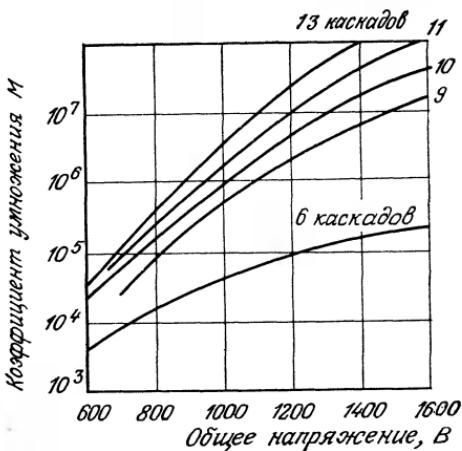


Рис. 5.59. Зависимость коэффициента умножения M от величины напряжения и числа динодов (данные ЕМІ, диноды из антиmonyна цезия).

В области, где ток I_a не превосходит оговоренного в паспорте максимально допустимого значения, коэффициент усиления M не зависит от I_a и фотоумножитель имеет линейную характеристику; его анодная спектральная чувствительность $S_a(\lambda)$ определяется формулой

$$S_a(\lambda) = \frac{\Delta I_a}{\Delta \Phi(\lambda)} = M(V_{HT}) \frac{q\eta(\lambda) T(\lambda) \lambda}{hc} ,$$

$$\text{т. е. } S_a(\lambda) = M(V_{HT}) S_k(\lambda),$$

где $S_k(\lambda)$ — спектральная чувствительность фотокатода. Величины в формуле имеют следующий порядок: M — от 10^5 до 10^8 ; $S_k(\lambda_p)$ — от 10 до 100 мА/Вт; $S_a(\lambda_p)$ — от 10^3 до 10^7 А/Вт. Здесь λ_p — длина волны, соответствующая максимуму спектральной чувствительности.

Высокая чувствительность фотоумножителя делает его особенно подходящим для измерения очень слабых световых потоков; можно осуществлять счет фотонов, но необходимо безусловно предотвращать воздействие на фотоумножитель окружающего света, даже очень слабого, поскольку анодный ток под действием такого света существенно превышает максимально допустимый.

Пример. Фотоэлектронный умножитель типа ХР2020 (разработчик — фирма RTC) имеет следующие характеристики: чувствительность фотокатода (при $\lambda_p=400$ нм) 85 мА/Вт; коэффициент усиления $M=10^8$; максимальный анодный ток в непрерывном режиме 0,2 мА; площадь фотокатода 16 см². При этих

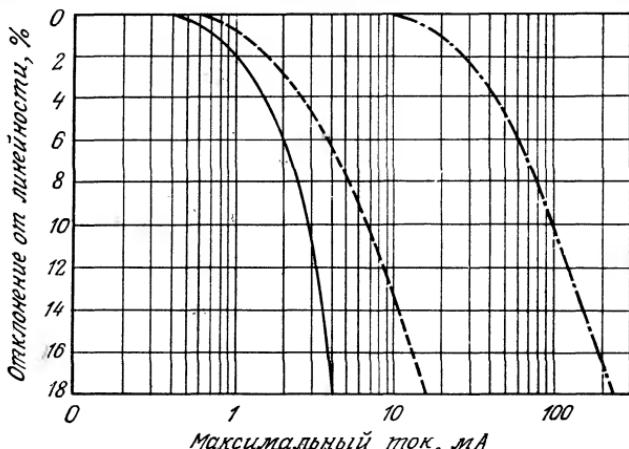


Рис. 5.60. Отклонение от линейности в функции анодного тока для различных конфигураций динодной системы (данные ЕМІ).

— коробчатые диноды; —— диноды типа «жалюзи» (Cs_3Sb); -·- система фокусировки по прямой (BeO Cu).

характеристиках поток, соответствующий максимальному анодному току, равен $2,3 \cdot 10^{-11}$ Вт, т. е. максимальная освещенность составляет около $1,4 \cdot 10^{-12}$ Вт/см², а поток, соответствующий анодному току порядка 10^{-9} А, равен $1,1 \cdot 10^{-16}$ Вт, т. е. освещенность $\sim 0,7 \cdot 10^{-17}$ Вт/см².

При больших анодных токах, возникающих под воздействием мощных импульсных потоков, линейность нарушается из-за образования пространственных зарядов между последними динодами; допустимый для данного отклонения от линейности максимальный ток зависит от свойств материала, которым покрыты диноды, и от их конфигурации (рис. 5.60).

В заключение нужно отметить, что на стабильность анодного тока могут влиять:

а) медленный дрейф после воздействия первого светового сигнала;

б) усталость, проявляющаяся в уменьшении чувствительности в результате длительного протекания сравнительно большого анодного тока (этого эффекта можно избежать, ограничивая средний анодный ток величиной, не превышающей 1 мкА).

Температурные вариации чувствительности по величине и по знаку зависят от материала фотокатода и от длины волны; по порядку величины они составляют от $\pm 0,1$ до 1 % на $^{\circ}\text{C}$. При решении прецизионных фотометрических задач фотоумножитель следует помещать в терmostабилизируемый замкнутый объем.

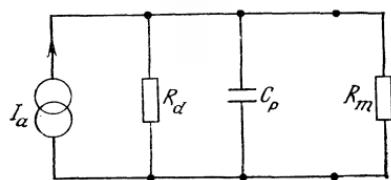


Рис. 5.61. Эквивалентная электрическая схема фотоумножителя и сопротивления его нагрузки.

Временные и частотные характеристики. Собственное быстродействие фотоумножителя определяется разбросом времени пролета электронов от фотокатода к динодам и аноду. Среднее время пролета τ_{tr} от катода к аноду зависит для данного типа динодов от величины высокого напряжения V_{HT} :

$$\tau_{tr} = \text{const} / \sqrt{V_{HT}}.$$

Обычно τ_{tr} составляет от 10 до 100 нс. Разброс $\Delta\tau_{tr}$ является следствием, с одной стороны, распределения испускаемых фотокатодом электронов по начальным скоростям и, с другой стороны, разницы в длине различных электронных траекторий от катода к аноду; в зависимости от типа фотоумножителя и величины приложенного напряжения $\Delta\tau_{tr}$ варьируется от 10^{-9} до 10^{-11} с.

При резком изменении оптического сигнала время нарастания t_m или спада t_c анодного тока имеет тот же порядок, что и $\Delta\tau_{tr}$. При модулированном оптическом сигнале чувствительность фотоумножителя начинает снижаться, когда период модуляции становится близким к τ_{tr} , что в зависимости от конкретного случая соответствует частотам от нескольких сотен МГц до нескольких ГГц.

Другое ограничение быстродействия может происходить из-за электрической постоянной времени, связанной с анодной нагрузкой фотоумножителя; электрическая эквивалентная схема представлена на рис. 5.61. На этой схеме I_a — анодный ток; R_d — внутреннее сопротивление фотоумножителя ($>10^{12}$ Ом); C_p соответствует ряду паразитных емкостей между анодом и массой.

Легко установить, что в общем случае, когда $R_m \ll R_d$, постоянная времени τ равна $R_m C_p$ и, таким образом, обусловленные схемой времена нарастания t_m' и спада t_c' выходного сигнала составляют

$$t'_m = t'_c = 2,2R_m C_p,$$

а обусловленная схемой граничная частота равна

$$f'_c = \frac{1}{2\pi R_m C_p}.$$

Для $R_m = 50$ Ом и $C_p = 10$ пФ получаем $t_m' = t_c' = 0,5$ нс, $f_c' = 700$ МГц.

Этот численный пример показывает, что использование сравнительно небольшого анодного сопротивления, сохраняя возможность получить высокий коэффициент усиления фотоумножителя, позволяет в достаточной степени снизить электрическую постоянную времени — так, что она уже не влияет на быстродействие, которое становится практически равным собственно му быстродействию фотоумножителя.

Шумы. Обнаружительная способность. Двумя главными источниками шума фотоумножителя являются

- темновой ток фотокатода I_{k0} ;
- флюктуации вторичной эмиссии динодов.

Флюктуации тока I_{k0} проявляются в виде дробового шума; эффективное значение тока шума равно

$$I_{bk} = \sqrt{2qI_{k0}B}.$$

Этот ток усиливается в фотоумножителе в M раз, и на аноде имеем

$$I'_{ba} = MI_{bk}.$$

Влияние вторичной эмиссии на шум флюктуаций можно учесть, умножая исходный шум катода на коэффициент m , который выражается формулой

$$m = 1 + \frac{\delta}{\delta_1(\delta - 1)}$$

и обычно составляет от 1,1 до 1,5. Здесь δ_1 — коэффициент вторичной эмиссии первого динода, а δ — коэффициент вторичной эмиссии каждого из последующих динодов.

Таким образом, эффективная величина шума анодного тока I_{ba} выражается формулой

$$I_{ba} = mI'_{ba} = mMI_{bk},$$

т. е.

$$I_{ba} = \left\{ 1 + \frac{\delta}{\delta_1(\delta - 1)} \right\} M \sqrt{2qI_{k0}B}.$$

При данном общем усилении M ток шума I_{ba} можно уменьшить, придавая коэффициенту эмиссии δ_1 первого динода максимальное значение либо охлаждая фотокатод, чтобы уменьшить темновой ток I_{k0} .

Эффективное значение тока теплового шума Джонсона от сопротивления нагрузки R_m определяется выражением

$$I_{bR} = \sqrt{4kTB/R_m}.$$

Шум сопротивления R_m не будет доминирующим при условии, что

$$I_{bR} < I_{ba},$$

т. е.

$$R_m > \frac{2kT}{(mM)^2 qI_{k0}}.$$

Типичными численными значениями являются $m=1,2$, $M=10^7$, $I_{k0}=10^{-16}$ А, $T=25^\circ\text{C}$, $R_m>3,5$ Ом.

Практически эти условия всегда выполняются, и они не ограничивают быстродействия; следовательно, это и есть собственный шум фотоумножителя, определяющий предельный уровень минимального обнаруживаемого сигнала.

Мощность, эквивалентная шуму (NEP), равна:

$$\text{NEP} = I_{ba}/S_a \sqrt{B} = m \sqrt{2qI_{k0}/S_k}.$$

При $S_k=10$ мА/Вт, $m=1,2$ и $I_{k0}=10^{-16}$ А получаем $\text{NEP}=6,7 \cdot 10^{-16}$ Вт/Гц $^{1/2}$. Понижая I_{k0} путем охлаждения фотокатода, можно получить значение NEP до 10^{-17} Вт/Гц $^{1/2}$.

Удельная обнаружительная способность $D^*=\sqrt{A}/\text{NEP}$, где A — площадь чувствительной поверхности фотокатода.

Используя предыдущие соотношения, получим

$$D^* = \frac{q^{1/2}\eta(\lambda) T(\lambda) \lambda}{mhc (2j_{k0})^{1/2}},$$

где j_{k0} — плотность темного тока фотокатода.

В зависимости от типа фотоумножителя и условий его применения величина D^* составляет от 10^{11} до 10^{16} см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$.

Применение фотоумножителей. Преимущества фотоумножителей прежде всего связаны с их высокой чувствительностью, минимальным шумом и высоким быстродействием. Эти качества особенно подходят для обнаружения оптических сигналов очень малого уровня, непрерывных или импульсных, в таких областях, как астрономическая радиометрия, спектрофотометрия, лазерная телеметрия излучения, оптическая локация, лидары.

Кроме того, возможность выбрать сочетание фотокатод — окно позволяет согласовать кривую спектральной чувствительности со спектром исследуемого излучения.

Однако значительные габариты, хрупкость, высокая стоимость и необходимость питания хорошо стабилизированным высоким напряжением ограничивают возможность применения фотоэлектронных умножителей.

5.11. Термовые приемники излучения

5.11.1. Основные характеристики

В рассмотренных выше оптических датчиках преобразование оптического сигнала в электрический осуществляется за счет фотоэлектрического эффекта в результате воздействия

света. Энергия фотонов прямо передается освобождаемым электронам.

В случае 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 с успехом использоваться для измерения потока излучения, относятся:

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 в 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.

5.11.2. Соотношение между нагревом приемника и падающим на него потоком излучения

Общий баланс переноса энергии на уровне приемника излучения описывается уравнением

$$K(dT/dt) = e\Phi - G_0(T - T_a),$$

где K — теплоемкость приемника, G_0 — коэффициент теплонепередачи между приемником с температурой T и окружающей средой с температурой T_a , Φ — поток излучения, часть которого e 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

$$\Delta T = -\frac{e\Phi_0}{G_0} \cdot \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_t}\right) \right\},$$

где τ_t — тепловая постоянная, определяемая выражением $\tau_t = K/G_0$.

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

$$\Delta T = \frac{e\Phi_0}{G_0} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau_t} \right) \right\} + \frac{e\Phi_1}{G_0 \sqrt{1 + \omega^2 \tau_t^2}} \times \\ \times \left\{ \cos(\omega t - \psi) - \frac{\exp(-t/\tau_t)}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_t^2}} \right\},$$

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

$$\Delta T_1 = \frac{e\Phi_1}{G_0 \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}},$$

где граничная круговая частота, определяемая тепловым запаздыванием, равна $\omega_t = 1/\tau_t = G_0/K$.

Из предыдущих соотношений следует, что нагрев в установившемся режиме происходит тем сильнее, чем меньше коэффициент теплопередачи G_0 , а тепловое запаздывание, наоборот, тем меньше, чем больше коэффициент теплопередачи и чем меньше теплоемкость K .

Чтобы получить максимальный нагрев, следует уменьшить G_0 , сведя к минимуму потери за счет конвекции и теплопроводности, для чего нужно поместить приемник в вакуумированный корпус и термоизолировать его держатель. В этом случае необходимо учесть влияние коэффициента пропускания окна на характеристику спектральной чувствительности приемника. Когда, наоборот, первостепенное значение имеет быстродействие, коэффициент теплопередачи увеличивают, помещая приемник в воздухе и укрепляя его на металлической подложке kleem, обладающим хорошей теплопроводностью и электроизолирующими свойствами. Металлическая подложка играет здесь роль радиатора.

Для приемника в форме пластины с поглощающей поверхностью площадью A , толщиной d и объемной теплоемкостью c' имеем

$$K = Adc', \quad G_0 = Ag_0,$$

где g_0 — коэффициент теплопередачи на единицу площади. Тепловое запаздывание в этом случае равно

$$\tau_t = dc'/g_0.$$

Таким образом, чтобы свести к минимуму τ_t , необходимо уменьшать толщину d и объемную теплоемкость c' ; последнее в определенных случаях достигается охлаждением приемника, поскольку, как правило, c' уменьшается с понижением температуры.

5.11.3. Болометр. Метрологические характеристики

Речь идет о резистивном датчике температуры (разд. 6.3), который позволяет измерить поглощенный тепловой поток благодаря изменению сопротивления, вызванному нагревом. Чувствительный элемент, металлический или полупроводниковый, имеет форму ленты, тонкой пленки или пластинки, поверхность которой, подвергающаяся воздействию излучения, зачернена.

Изменения сопротивления, вызванные поглощением потока излучения, измеряются одним из общих методов, описанных в гл. 3. В частности, применение моста Уитстона позволяет скомпенсировать вариации окружающей температуры путем дифференциального включения второго болометра, идентичного измерительному, но не подвергающегося облучению.

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

$$\Delta R = \alpha_R R_0 \Delta T,$$

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

$$v_m = \frac{E_s}{4} \frac{\Delta R}{R_0} = \frac{E_s}{4} \alpha_R \Delta T.$$

Рассматривая общий случай модулированного потока, для которого, как было установлено выше, в установившемся режиме амплитуда температурных вариаций выражается формулой

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

получим, что в этом случае амплитуда измеряемого напряжения равна

$$v_m = \frac{E_s}{4} \alpha_R \frac{e\Phi_1}{G_\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}}.$$

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

$$S = \frac{v_m}{\Phi_1} = \frac{E_s}{4} \alpha_R \frac{e}{G_0 \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}} .$$

Полоса пропускания приемника ограничивается сверху граничной частотой $f_t = G_0/2\pi K$; в пределах полосы пропускания при $f < f_t$ чувствительность определяется выражением

$$S = \frac{E_s}{4} \alpha_R \frac{e}{G_0} .$$

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

$$\Delta T_{jM} = \frac{1}{G_0} \frac{E_{sM}^2}{4R_0} .$$

Максимальное значение чувствительности при этих условиях равно

$$S_M = \frac{\alpha_R e}{2} \sqrt{\frac{R_0 \Delta T_{jM}}{G_0 \{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}} ,$$

т. е. в пределах полосы пропускания

$$S_M = \frac{\alpha_R e}{2} \sqrt{\frac{R_0 \Delta T_{jM}}{G_0}} .$$

Высокую чувствительность болометра обеспечивают, в частности:

- большие значения сопротивления R_0 и температурного коэффициента α_R ,

- малые значения коэффициента теплопередачи G_0 (это требование находится в противоречии с требованием большого значения G_0 для получения высокого быстродействия).

Доминирующим источником шума в болометре обычно является шум Джонсона на его сопротивлении; эффективное значение напряжения шума равно

$$E_b = \sqrt{4kT R_0 B} .$$

Отсюда получаем выражения для мощности, эквивалентной шуму (NEP),

$$\text{NEP} = \frac{E_b}{S_M \sqrt{B}} = \frac{4}{\alpha_{Re}} \sqrt{\frac{kTg_\theta \{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}{\Delta T_{jM}}}$$

и удельной обнаружительной способности

$$D^* = \sqrt{A}/\text{NEP},$$

где A — площадь приемной поверхности, т. е.

$$D^* = \frac{\alpha_{Re}}{4} \sqrt{\frac{\Delta T_{jM}}{kTg_\theta \{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}}.$$

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 мс; обнаружительная способность D^* при 300 К в пределах полосы пропускания — от 10^8 до 10^9 см·Гц^{1/2}·Вт⁻¹.

5.11.4. Термоэлементы

Нагрев одного из спаев термоэлемента (разд. 6.4) в результате поглощения излучения вызывает изменение э. д. с. Зеебека, измерение которой позволяет определить поглощенный тепловой поток.

Используемые термоэлементы имеют форму лент, тонких пленок или нитей, спаи которых закрепляются на зачерненной металлической фольге. Методы измерения — классические для термоэлементов (разд. 6.4.4); компенсация вариаций окружающей температуры может быть осуществлена дифференциальным включением измерительного термоэлемента и идентичного ему, но не подвергающегося воздействию излучения.

Изменение ΔE э. д. с. Зеебека термоэлемента пропорционально нагреву ΔT спая, подвергающегося воздействию измеряемой величины:

$$\Delta E = s \Delta T,$$

где s — чувствительность используемого термоэлемента.

С учетом соотношения, связывающего нагрев спая и поток, получаем для случая модулированного потока:

$$\Delta E_1 = se \frac{1}{\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}} \Phi_1.$$

Когда s остается постоянной в диапазоне ожидаемого нагрева, характеристика приемника излучения линейна и его чувствительность равна

$$S = \frac{\Delta E_1}{\Phi_1} = \frac{se}{G_0 \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}},$$

т. е. в пределах полосы пропускания ($\omega < \omega_t$)

$$S = se/G_0.$$

Обнаружительную способность можно оценить, учитывая, что доминирующим источником шумов является шум Джонсона на сопротивлении R термоэлемента; его эффективная величина равна

$$E_b = \sqrt{4kTRB}.$$

При этих условиях мощность, эквивалентная шуму (NEP), определяется выражением

$$\text{NEP} = \frac{E_b}{s \sqrt{B}} = \frac{\sqrt{4kTR}}{se} G_0 \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2},$$

а удельная обнаружительная способность равна

$$D^* = \sqrt{A/\text{NEP}},$$

где A — площадь приемной поверхности,

$$D^* = \frac{se}{g_0 \sqrt{4kTRA\{1 + (\omega/\omega_t)^2\}}}.$$

Очевидно, всегда выгодно выбирать пару материалов, для которых велика термоэлектрическая чувствительность s . Так, для термоэлемента Хорнинга (Bi 95 %, Sn 5 %)/(Bi 97 %, Sb 3 %) чувствительность может достигать 100 мкВ/°C, а для термоэлемента Шварца (Te 33 %, Ag 32 %, Cu 27 %, Se 7 %, S 1 %)/(Ag₂Se 50 %, Ag₂S 50 %) чувствительность превосходит 1000 мкВ/°C.

Малый коэффициент теплопередачи G_0 увеличивает чувствительность и обнаружительную способность, но за счет полосы пропускания. Коэффициент G_0 зависит от условий теплообмена площадки A с окружающей средой и от длины проводов термоэлемента: уменьшение коэффициента теплопроводности проводов ведет к увеличению их электрического сопротивления, что уменьшает обнаружительную способность.

Для увеличения чувствительности и обнаружительной способности без ухудшения быстродействия используют последовательное соединение большого числа термоэлементов.

Термоэлементы имеют чувствительность, в пределах полосы пропускания, от 1 до 100 В/Вт и тепловое запаздывание от 1 до 100 мс. Обнаружительная способность D^* при 300 К в полосе пропускания составляет от 10^8 до 10^{10} см·Гц $^{1/2}$ ·Вт $^{-1}$.

5.11.5. Пироэлектрические приемники излучения

Явление пироэлектричества. Пироэлектрические материалы. Явление пироэлектричества характеризуется спонтанной поляризацией P , являющейся функцией температуры. В результате поляризации на противоположных сторонах пластины пироэлектрика, имеющих площадь A и перпендикулярных P , образуются электрические заряды $Q = A\sigma$ противоположного знака. Эти связанные заряды создают внутреннее электрическое поле, которое, смещая свободные носители заряда, нейтрализует поверхностный заряд. Однако при этом и вариации связанного заряда $dQ = AdP$, вызванные резким изменением температуры, могут быть выявлены быстрым измерением. Изменения поляризации с температурой определяются пироэлектрическим коэффициентом

$$p = dP/dT \text{ [Кл} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{К}^{-1}\text{].}$$

Если материал может свободно расширяться (что обычно имеет место в приемниках излучения), влияние расширения на поляризацию (вторичный пироэлектрический эффект) включается в величину p . Пироэлектрический эффект может проявляться только в тех материалах, кристаллическая решетка которых не обладает центральной симметрией; направление спонтанной поляризации определяет некая полярная ось. Это имеет место, например, в кристаллах турмалина, CdS, CdSe, ZnO, ZnS.

Большую важную группу пироэлектрических материалов составляют сегнетоэлектрики. Поляризация различных областей сегнетоэлектриков, вызванная тепловым воздействием, наступает при приложении сильного электрического поля; поляризация исчезает выше их точки Кюри (табл. 5.5).

Таблица 5.5. Характеристики различных пироэлектрических материалов

Материал	Пироэлектрический коэф- фициент при 25 °C, Кл·м $^{-2}$ ·К $^{-1}$	Точка Кюри, °C
Триглицинсульфат $(\text{NH}_2\text{CH}_2\text{CO}_2\text{H})_3 \cdot \text{H}_2\text{SO}_4$	$3 \cdot 10^{-4}$	49
Титанат бария BaTiO ₃	$7 \cdot 10^{-4}$	120
Керамика (циркониевый тита- нат свинца)	$3 \cdot 10^{-4} \div 17 \cdot 10^{-4}$ (в зависимости от соста- ва)	$215 \div 365$ (в зависимости от соста- ва)
Танталат лития	$1,8 \cdot 10^{-4}$	650

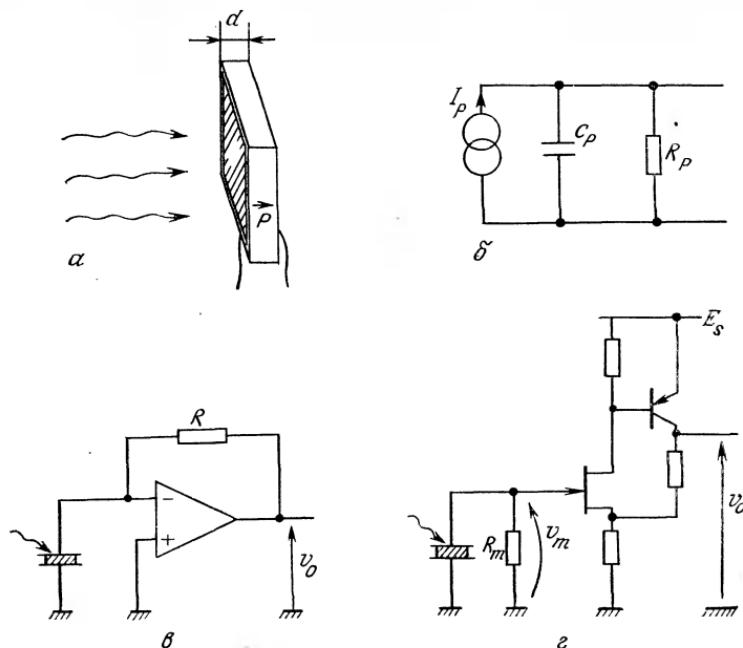


Рис. 5.62. Пироэлектрический датчик (Eltec).

а — внешний вид; *б* — эквивалентная электрическая схема; *в* — схема преобразователя ток — напряжение; *г* — схема усилителя напряжения.

Метрологические характеристики. Рассмотрим пластину пироэлектрика толщиной d , одна из сторон которой площадью A , перпендикулярная поляризации P , освещена. На эту сторону, как и на противоположную, нанесен электрод (рис. 5.62, *а*). Термоизменение поляризации, вызванное падающим излучением, приводит к появлению тока I_p :

$$I_p = \frac{dQ}{dt} = A \frac{dP}{dT} \frac{dT}{d\Phi} \frac{d\Phi}{dt} .$$

В случае синусоидально модулированного потока $d\Phi/dt = \omega\Phi_1$ с учетом предыдущих соотношений амплитуду этого тока можно выразить формулой

$$I_1 = \frac{\rho\omega e\Phi_1}{g_0 \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}} .$$

Внутренний импеданс Z_p пластины пироэлектрика образуется емкостью C_p , включенной в параллель с сопротивлением R_p :

$$C_p = \epsilon A/d, \quad R_p = \rho (d/A) .$$

Здесь ϵ — диэлектрическая постоянная материала, а ρ — удельное сопротивление с учетом омических и диэлектрических потерь. Электрическая эквивалентная схема пластины пироэлектрика представлена на рис. 5.62, б.

Токовая чувствительность. Измерение тока I_1 может быть произведено с помощью преобразователя ток — напряжение (рис. 5.62, в). Токовая чувствительность выражается соотношением

$$S_i = \frac{I_1}{\Phi_1} = \frac{\rho \omega e}{g_\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2}}$$

и не зависит от внутреннего импеданса Z_p приемника излучения.

В отличие от случаев болометра и термоэлемента, для которых тепловая граничная частота f_t является верхней границей полосы пропускания, для пироэлектрических датчиков f_t определяет нижнюю границу. Действительно, для $f > f_t$ чувствительность постоянна и равна величине

$$S_i = \rho \omega_t e / g_\theta$$

или, если выразить ω_t формулой $\omega_t = g_\theta / c'd$ (см. разд. 5.11.2) для пластины материала, удельная теплоемкость которого равна c' :

$$S_i = \frac{\rho e}{c'd} .$$

В схеме преобразователя ток — напряжение полоса пропускания ограничивается уменьшением коэффициента усиления с ростом частоты в открытом контуре усилителя.

Для $f < f_t$ токовая чувствительность выражается соотношением

$$S_i = \rho \omega e / g_\theta .$$

Чувствительность при снижении частоты модуляции стремится к нулю, уменьшаясь в той же мере, что и эта частота. Таким образом, постоянный поток можно измерять, лишь прерывая его с частотой, большей чем f_t .

Чувствительность по напряжению. Подключая к пластинам пироэлектрика резистор R_m , с которым связана паразитная емкость C_m , получим в такой схеме (рис. 5.62, г) измеряемое напряжение v_m , которое при синусоидально модулированном потоке имеет амплитуду V_1 :

$$V_1 = \frac{\rho \omega e R \Phi_1}{g_\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2} \{1 + (\omega/\omega_e)^2\}} .$$

Здесь ω_e — круговая электрическая граничная частота,

$$\omega_e = \frac{1}{RC}, \quad \text{где} \quad R = \frac{R_m R_p}{R_m + R_p} \quad \text{и} \quad C = C_m + C_p.$$

В общем случае $\omega_e > \omega_t$ и полоса пропускания соответствует частотам, заключенным между $f_t = \omega_t/2\pi$ и $f_e = \omega_e/2\pi$.

Чувствительность по напряжению выражается формулой

$$S_v = \frac{V_1}{\Phi_1} = \frac{\rho \omega e R}{g_\theta \sqrt{1 + (\omega/\omega_t)^2} \sqrt{1 + (\omega/\omega_e)^2}},$$

т. е. в пределах полосы пропускания

$$S_v = p \omega_t e R / g_\theta.$$

Полосу пропускания можно расширить, уменьшая R_m и, следовательно, R , но ценой снижения чувствительности по напряжению S_v . Благодаря весьма высокому значению S_v в полосе пропускания, сохраняется достаточная чувствительность пироэлектрических приемников на частотах, значительно превосходящих их электрическую граничную частоту, однако в этом случае чувствительность будет зависеть от частоты модуляции падающего излучения.

Максимальная чувствительность получается, когда $R_m \gg R_p$; при этих условиях $R \approx R_p$, и для случая упомянутой выше пластины выражение для чувствительности принимает вид

$$S_v = p \rho \theta c' A.$$

Чувствительность по напряжению зависит от удельного сопротивления ρ , которое само является функцией температуры. Кроме того, пироэлектрический коэффициент может для определенных материалов изменяться в зависимости от напряжения на пластине. По этой причине измерение тока с помощью преобразователя ток — напряжение обычно предпочтительнее, чем измерение напряжения на пластине.

Обнаружительная способность. Доминирующим внутренним шумом является тепловой шум Джонсона сопротивления R_p приемника; эффективная величина тока шума определяется выражением

$$I_{bR} = \sqrt{4kTB/R_p}.$$

В пределах полосы пропускания приемника излучения эквивалентная мощность шума описывается формулой

$$\text{NEP} = \frac{I_{bR}}{S_i B^{1/2}} = \frac{g_\theta}{p \omega_t e} \sqrt{4kT/R_p}$$

или, в функции параметров пластины пироэлектрика,

$$\text{NEP} = \frac{c'}{pe} \sqrt{4kTAd/\rho}.$$

Отсюда находим удельную обнаружительную способность:

$$D^* = \sqrt{A/\text{NEP}}, \quad \text{т. е. } D^* = \frac{pe}{c'} \sqrt{\frac{\rho}{4kTd}}.$$

Эти формулы, как и предыдущие, иллюстрируют роль физических параметров и геометрических размеров, от которых зависят характеристики приемника.

Порядок величин, характеризующих метрологические свойства пироэлектрических приемников излучения, следующий: токовая чувствительность — от 0,1 мкА/Вт до нескольких мкА/Вт; чувствительность по напряжению зависит от схемы и может достигать 10^5 В/Вт; время нарастания сигнала — от 0,1 мс до 1 нс (быстродействие также зависит от схемы); полоса пропускания — от 10^3 Гц до 10^2 МГц; удельная обнаружительная способность D^* (1000 К, 10 Гц, 1) — от 10^8 до 10^9 см · Гц $^{1/2}$ · Вт $^{-1}$.

5.11.6. Ячейка Голея

Речь идет о пневматическом приемнике излучения, состоящем из камеры объемом в несколько кубических миллиметров, заполненной газом (воздухом, ксеноном) при низком давлении (от 0,1 до 1 мм рт. ст.), и окна, пропускающего излучение на тонкую поглощающую пленку (толщиной ~ 100 Å). При повышении температуры пленка газ нагревается и благодаря повышению давления деформирует металлическую мембрану, являющуюся частью одной из стенок камеры. Эта деформация, вызываемая падающим потоком излучения, измеряется либо оптически — путем отклонения светового луча, отражающегося от мембранны, либо электрически — за счет изменения емкости конденсатора, состоящего из этой мембранны и неподвижной пластины.

Порядок величин, характеризующих метрологические свойства, следующий: чувствительность (с соответствующей измерительной схемой) — от 1 до $5 \cdot 10^6$ В/Вт; время нарастания сигнала (быстродействие) — несколько десятков мс; полоса пропускания — от 0,1 до 10 Гц; удельная обнаружительная способность — $(1 \div 5) \cdot 10^9$ см · Гц $^{1/2}$ · Вт $^{-1}$.

5.12. Датчики изображения

Световое изображение — это представление объекта или его картины оптическими средствами. Здесь будут рассмотрены

исключительно случаи плоского и монохромного (нецветного) изображения. Изображение характеризуется пространственным распределением освещенности, и именно это распределение связано с конкретной информацией, носителем которой является изображение.

Датчики изображения выдают электрические сигналы, в которых содержится преобразованная, представляющая интерес информация об оригинальном изображении. Эти электрические сигналы поступают в различные электронные устройства обработки, что позволяет передавать их на расстояние и использовать для восстановления изображения на экране электроннолучевой трубы.

Другую область применения датчиков представляют промышленные телевизионные камеры. Датчики изображения применяются в научных исследованиях и в промышленности для обследования технологических установок и неблагоприятной окружающей среды, для дистанционного обнаружения спутников, бесконтактной метрологии, автоматического распознавания формы объектов или чтения буквенно-цифровых символов.

5.12.1. Основные принципы

Оптический датчик (например, фотодиод) выдает электрический сигнал, пропорциональный средней освещенности его фоточувствительной поверхности. Датчик изображения должен генерировать совокупность сигналов, представляющих значения освещенности в различных точках изображения.

Датчик изображения состоит из упорядоченного набора большого числа связанных между собой элементарных оптических датчиков; на их совокупную чувствительную поверхность проецируется изображение. Каждый оптический датчик выдает электрический сигнал $q(x, y)$, пропорциональный освещенности $E(x, y)$ части изображения, спроектированной на фоточувствительный элемент (ФЧЭ) этого датчика. Таким образом получается пространственная выборка изображения: каждый ФЧЭ элементарного оптического датчика соответствует элементарному участку изображаемой картины, называемому элементом разложения картины (в англоязычной литературе — *pixel of picture element*). Каждый элементарный датчик необходимо опросить один за другим в строго определенном порядке, чтобы можно было по полученным сигналам восстановить исходную картину. Порядок, в котором осуществляется такой опрос, определяется видом анализа или, как говорят, развертки изображения. Наиболее часто изображение анализируют, осуществляя развертку построчно — строка за строкой сверху вниз. В телевидении, чтобы устранить мерцание на экране электроннолуче-

вой трубки — кинескопа, сначала последовательно восстанавливают весь набор четных строк (четный полукадр), а затем весь набор нечетных строк (нечетный полукадр). Датчики изображения используются таким образом, что в результате фотоэффекта в каждом ФЧЭ происходит накопление заряда $q(x, y)$, пропорционального освещенности ФЧЭ $E(x, y)$ и времени накопления — константе T , т. е. временному промежутку, разделяющему два последовательных опроса информации с каждого ФЧЭ. Совокупность зарядов $q(x_i, y_i)$ на ФЧЭ образует электростатическую картину, являющуюся электрическим отображением оптического изображения $E(x_i, y_i)$. Вид развертки определяет порядок следования сигналов напряжения $v(x_i, y_i)$ и, соответственно, вид общего сигнала $v(t)$, который и представляет собой сигнал изображения (видеосигнал).

5.12.2. Основные виды датчиков изображения

Для любых датчиков изображения характерна сплошная или прерывистая поверхность, материал которой обладает фотоэлектрическими свойствами. На эту поверхность проецируется оптическое изображение, в результате чего на ней образуется распределение зарядов, являющееся электростатическим отображением распределения освещенностей. В зависимости от методов и техники, используемой при анализе этого распределения зарядов, различают два главных типа датчиков изображения: вакуумные трубы и твердотельные датчики.

В датчиках-трубках используются преимущества отработанной техники усиления яркости изображения в вакуумных электроннооптических преобразователях.

Анализ фоточувствительной поверхности осуществляют путем сканирования электронным пучком, выходящим из катода; пучок ускоряется и фокусируется с помощью электродов, находящихся под высоким напряжением, и отклоняется магнитным полем катушек. Ток, протекающий в катушках, меняется во времени по пилообразному закону; по такому же закону изменяется и создаваемое этим током магнитное поле. Такое устройство предопределяет основные неудобства датчиков этого типа — громоздкость, хрупкость, ограниченный срок службы, высокое напряжение питания (500 В), значительную потребляемую мощность.

Прогресс, достигнутый в последнее время в микроэлектронике, привел к разработке твердотельных датчиков изображения: на одном и том же кремниевом кристалле-подложке формируются и фоточувствительные зоны, и различные схемы, необходимые для анализа и обработки электрического зарядового сигнала и преобразования его в видеосигнал. Преимуществами датчиков этого типа, вытекающими из их строения в

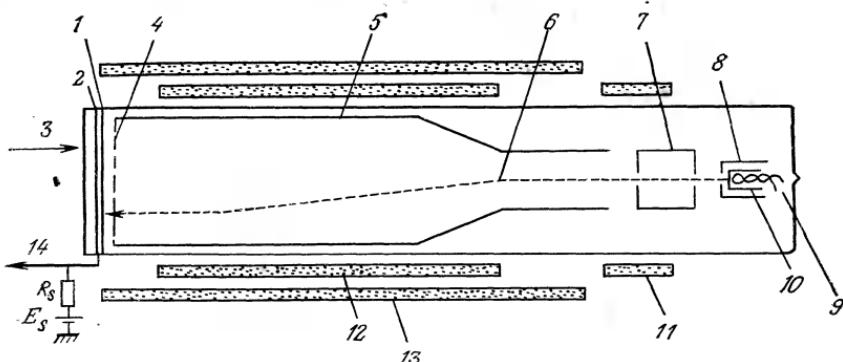


Рис. 5.63. Видикон.

1 — полупроводниковый слой; 2 — прозрачный металлический слой; 3 — входное окно; 4 — сетка поля; 5 — боковой электрод; 6 — электронный пучок; 7 — ускоряющая сетка; 8 — управляющая сетка; 9 — нить; 10 — катод; 11 — центрирующая катушка; 12 — отклоняющая катушка; 13 — фокусирующая катушка.

виде интегральной микросхемы, являются миниатюрность, прочность, надежность, низкое напряжение питания (5 В), малая потребляемая мощность.

Видиконы (рис. 5.63). Устройство и принцип действия. Торец стеклянной трубы (диаметром от 15 до 40 мм) такого датчика изображения покрыт с внутренней стороны тонкой прозрачной металлической пленкой; на этот прозрачный слой через резистор R_s , называемый сигнальным, подается напряжение от источника э.д.с. E_s в несколько десятков вольт.

На металлическую пленку нанесен слой полупроводника толщиной от 1 до 2 мкм. Оптическое изображение проецируется через металлическую пленку на полупроводниковый слой. Анализ изображения производится построчно сканированием электронного пучка по внутренней поверхности полупроводника. Электроны, выходящие из катода (с потенциалом массы), сообщают этот потенциал внутренней поверхности полупроводника. Таким образом, непосредственно после прохождения пучка электронов устанавливается разность потенциалов E_s между противоположными сторонами объемного полупроводникового элемента. На освещенных участках изображения в результате фотоэлектрического эффекта каждую секунду освобождается число электронно-дырочных пар, пропорциональное освещенности. Перемещение этих зарядов под действием поля за время между двумя последовательными прохождениями электронного пучка локально уменьшает первоначально установившуюся разность потенциалов между двумя поверхностями полупроводника, и это уменьшение тем сильнее, чем выше освещенность рассматриваемого участка. В результате описанного процесса на внут-

ренией поверхности полупроводника образуется потенциальный рельеф; это распределение зарядов является электростатическим отображением оптического изображения.

Возвращаясь к каждому элементу, электронный пучок устанавливает нулевой потенциал полупроводниковой поверхности, принося заряд, необходимый для нейтрализации существующего на данном элементе фотоэлектрического заряда. Это вызывает протекание в сигнальном резисторе R_s тока i_s , и этот ток тем больше, чем в большей степени уменьшилась разность потенциалов между двумя поверхностями элемента за время, прошедшее между двумя последовательными опросами электронным пучком, т. е. чем больше освещенность рассматриваемого элемента. Напряжение $R_s i_s(t)$ и есть сигнал изображения, или видеосигнал.

Различные структуры фоточувствительных слоев. Наиболее простой полупроводниковый слой состоит из поликристаллического фотопроводящего материала Sb_2S_3 . Полупроводниковые слои этого типа характеризуются относительно большим темновым током, что не позволяет использовать их при низких (<1 лк) освещенностях. Значительное уменьшение темнового тока достигается при использовании фотоэлектрических слоев диодной структуры — сплошных (трубка типа плюмбикон) или дискретных (трубка с кремниевой мишенью — кремникон).

Устройство видиконовой камеры (рис. 5.64). Напряжение видеосигнала, получаемое на выходе трубы — на сигнальном резисторе, усиливается широкополосным усилителем (видео-

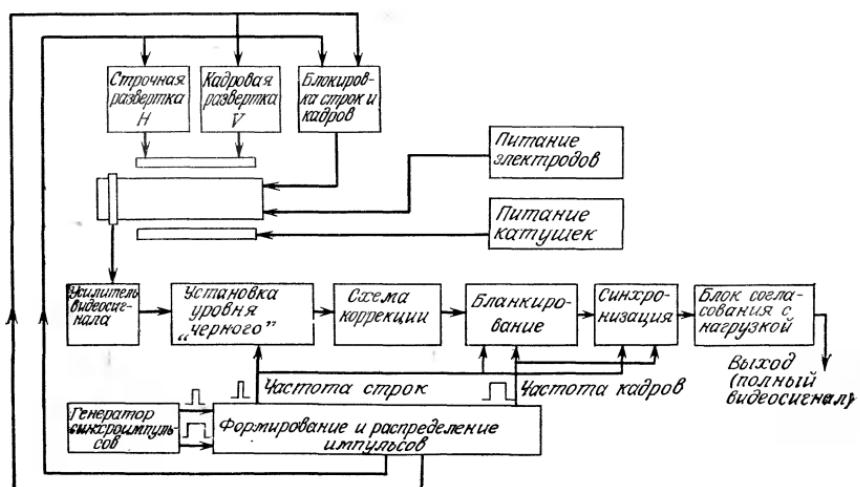


Рис. 5.64. Блок-схема камеры с видиконом.

усилителем); емкостная связь усилителя не пропускает постоянную составляющую, отражающую средний уровень яркости изображения. Этот уровень восстанавливается затем с помощью специальной схемы, позволяющей регулировать уровень черного и устанавливать однозначное соответствие между напряжением сигнала и яркостью изображения.

Синхрогенератор выдает синхроимпульсы для поддержания, с одной стороны, частоты строк и, с другой стороны, частоты кадров; в результате обеспечиваются:

- периодическая строчная и кадровая развертка;
- бланкирование обратного хода электронного луча в конце каждой строки и каждого кадра;
- подавление сигнала на время, несколько большее, чем время бланкирования, чтобы избежать появления паразитных сигналов на обратном ходе развертки и подать опорный уровень черного;
- включение в видеосигнал, в периоды подавления, сигналов синхронизации строк и кадров, что позволяет синхронизировать развертки приемной и передающей частей системы. Суммарность сигналов изображения и сигналов синхронизации составляет сложный (полный) видеосигнал.

Твердотельные датчики изображения (рис. 5.65). В едином кремниевом кристалле располагается ряд элементов, необходимых для фотоэлектрического преобразования и анализа изображения, а именно:

- фотоэлементы, или элементарные датчики, организованные в линейки или матрицы (каждый элементарный датчик запасает электрический заряд, пропорциональный освещенности ФЧЭ и продолжительности его экспозиции);
- аналоговые регистры, позволяющие осуществлять индивидуальное хранение зарядов, генерируемых каждым фотоэле-

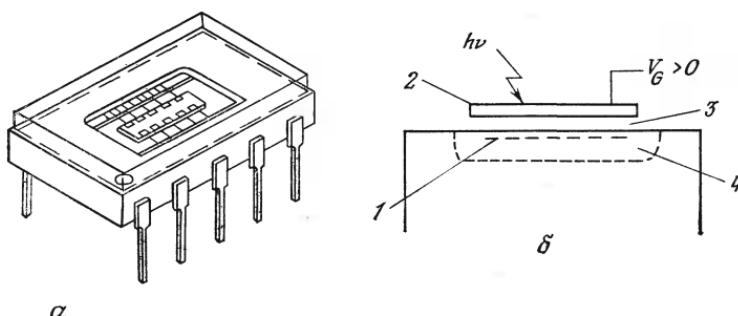


Рис. 5.65. Интегральный датчик изображения.

«*a* — внешний вид; *б* — принцип действия емкостного фотодатчика. 1 — рожденные светом заряды; 2 — прозрачный электрод; 3 — прозрачный диэлектрик; 4 — обедненная зона.

ментом, и передачу их в порядке, необходимом для анализа изображения;

— преобразователь заряд — напряжение, выдающий видеосигнал в схему последующей обработки.

Элементарные датчики. Технология МОП-структур позволяет построить специфические фотоемкостные датчики (рис. 5.65, б). На подложке, например *p*-типа, поверхность которой покрыта изолирующим слоем оксида SiO_2 , нанесен прозрачный электрод. На этом электроде поддерживается положительный потенциал, достаточный для того, чтобы отталкивать основные носители — дырки. В результате под элементом образуется обедненная зона. Свет, прошедший через электрод, вызывает в подложке образование электронно-дырочных пар; электроны притягиваются к электроду, накапливаясь на границе раздела полупроводник — диэлектрик. Число носителей заряда, накопленных таким образом под каждым фотоемкостным элементом, пропорционально освещенности элемента и продолжительности экспозиции.

Набор таких фотоэлементов позволяет построить:

— датчики-линейки, в которых N фотоэлементов вытянуты в одну линию (N может составлять 256, 1024, 1728, 2048);

— двумерные, или матричные датчики, объединяющие $M \times N$ фотоэлементов, расположенных в M строк ($M = 244, 488$), причем каждая строка содержит N фотоэлементов ($N = 190, 380$).

Совокупность запасенных зарядов перемещается вдоль сдвигового регистра в определенном темпе, что позволяет сохранить их распределение упорядоченным и обеспечить анализ изображения.

Организация переноса. В случае линейчатых датчиков два сдвиговых регистра располагаются по одну и по другую сторону от линейки ФЧЭ. Совокупность зарядов, содержащихся в ФЧЭ, переносится этими двумя регистрами, причем в один поступают заряды от ФЧЭ с четными номерами, а в другой — от ФЧЭ с нечетными номерами (рис. 5.66, а).

В случае матричных датчиков каждая из N колонок связана с регистрами, обеспечивающими сдвиг по вертикали; число ячеек в этих регистрах равно числу строк M , т. е. числу ФЧЭ в колонке. Каждый из N вертикальных регистров присоединен к соответствующей ячейке регистра, обеспечивающего горизонтальный сдвиг (рис. 5.67).

Анализ всего изображения производят, анализируя последовательно строки и кадры. Анализ, например, нечетного полукадра включает следующие этапы:

1) сигнал φ_p генератора тактовых импульсов инициирует перенос зарядов, содержащихся в ФЧЭ нечетных строк каждой колонки, регистром вертикального сдвига, связанным с этой колонкой;

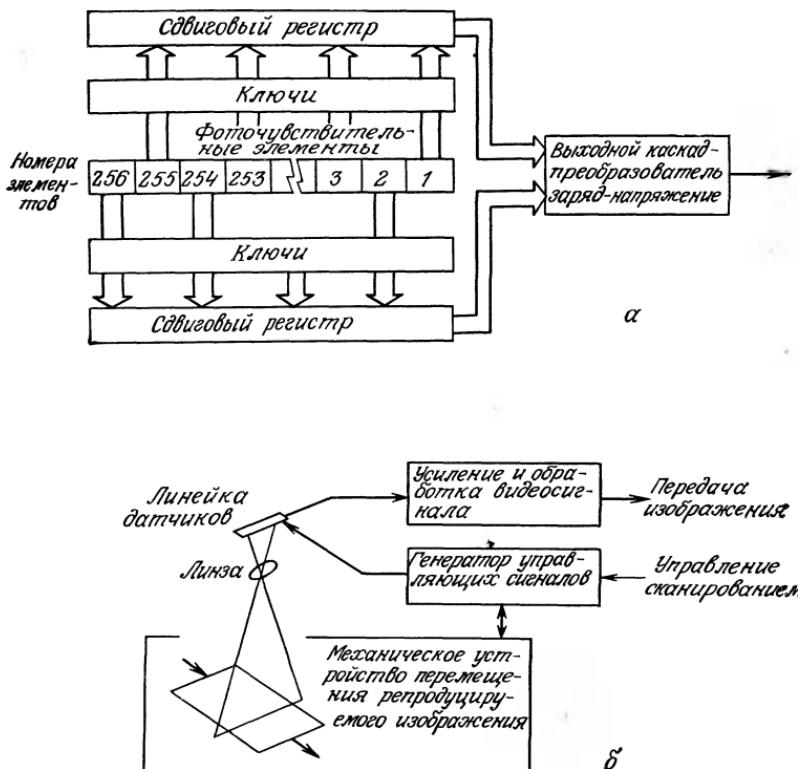


Рис. 5.66. Датчик в виде фоточувствительной линейки.

α — блок-схема; *β* — пример применения для воспроизведения и передачи факсимильных изображений.

2) сигналы φ_{v1} и φ_{v2} тактового генератора обеспечивают перенос зарядов, содержащихся в вертикальных колонках и принадлежащих одной строке, в регистр горизонтального сдвига;

3) сигналы φ_{v1} и φ_{v2} тактового генератора обеспечивают сдвиг вдоль регистра горизонтального сдвига и последовательно передают на выход заряд каждого ФЧЭ строки;

4) два предыдущих этапа повторяются для каждой строки нечетного кадра, а затем весь процесс повторяют для четного кадра.

Сдвиговые регистры (рис. 5.68). Регистры образуются из ряда ячеек; каждая из них способна накапливать электрический заряд, величина которого несет информацию об освещенности элемента разложения (или ФЧЭ в случае датчика изображения). Под действием сигналов от генератора тактовых импульсов заряд, содержащийся в каждой ячейке, сдвигается в сосед-

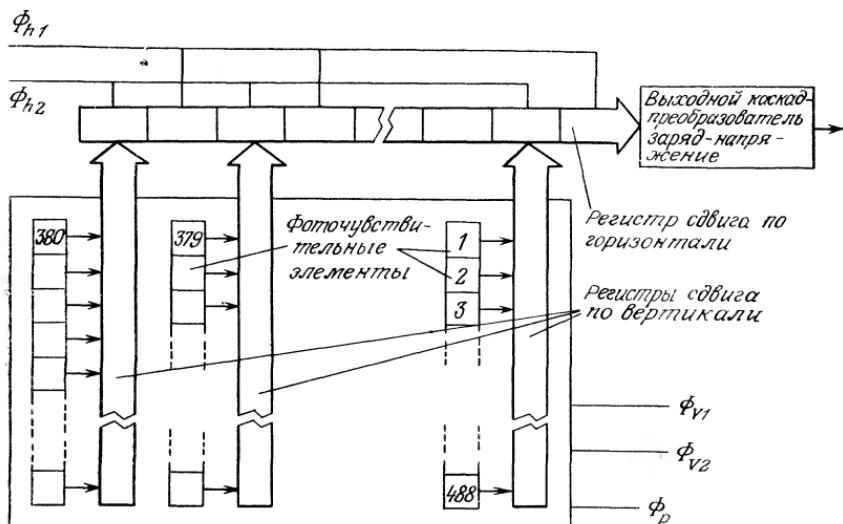


Рис. 5.67. Блок-схема матричного датчика.

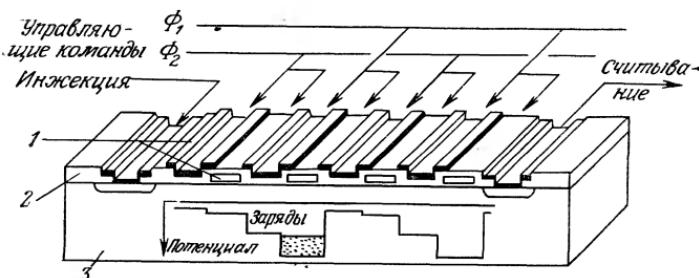


Рис. 5.68. Пример устройства сдвигового регистра зарядов.

1 — металл; 2 — оксид; 3 — кремниевая подложка.

нюю, примыкающую к ней, ячейку. Заряды вначале переносятся параллельно в ячейки регистра, осуществляющего последовательный сдвиг одного заряда за другим, до последней ячейки, откуда они поступают в схему последующей обработки. Таким образом, сдвиговые регистры являются устройствами для переноса зарядов (ПЗС).

Они строятся на полупроводниковой подложке, поверхность которой покрыта оксидом и, следовательно, является диэлектриком; на поверхности и в теле слоя оксида помещены металлические электроды. К каждой паре рядом расположенных электродов прилагаются надлежащим образом сдвинутые по фазе управляющие напряжения — попаременно большие и малые, например, таким образом, что под электродом, имеющим более

высокий потенциал, образуется потенциальная яма для электронов. Каждая яма представляет собой ячейку для хранения пакета зарядов, предварительно инжектируемых в регистр. При изменении управляющих напряжений в результате такого соединения электродов будет происходить перенос всех пакетов. в одном направлении вследствие перемещения потенциальных ям. При этом пакеты зарядов перемещаются от ячейки к ячейке, достигая последней ячейки в темпе, задаваемом генератором управляющих тактовых импульсов.

5.12.3. Метрологические характеристики

Характеристики датчиков изображения могут быть разделены на две группы:

— с одной стороны, это перечисленные ниже характеристики (1—7), связанные с фотоэлектрическими свойствами элементарных датчиков и определяющие их реакцию в зависимости от энергетических характеристик и спектрального состава падающего на датчики излучения;

— с другой стороны, характеристики (8—11), связанные с датчиком изображения, как целым, позволяющие оценить качество электрических преобразований изображения.

1. Экспозиция, эквивалентная шуму, — экспозиция, дающая на выходе сигнал, равный эффективному значению выходного шума в темноте (экспозиция — это произведение освещенности на время, разделяющее два последовательных акта считывания фотоэлектрических зарядов).

2. Экспозиция насыщения — минимальная экспозиция, при которой достигается насыщение сигнала на выходе.

3. Динамический диапазон — отношение экспозиции насыщения к эквивалентной экспозиции шума.

4. Темновой сигнал — выходной сигнал в темноте, обусловленный зарядами, накапливаемыми в каждом элементарном датчике в результате теплового возбуждения за время экспозиции; он пропорционален этому времени и быстро растет с температурой.

5. Область спектральной чувствительности — диапазон длин волн, внутри которого при одинаковой экспозиции выходной сигнал составляет не менее 10% от своего максимального значения.

6. Чувствительность — частное от деления выходного сигнала на экспозицию для заданного спектрального состава излучения.

7. Нелинейность (показатель γ) — соотношение между напряжением v и освещенностью E изображения, в общем случае:

имеющее вид $v=aE^\gamma$; для видикона эта зависимость нелинейна ($\gamma \approx 0,6 \div 0,9$), твердотельные устройства линейны ($\gamma=1$).

8. Неравномерность чувствительности — разность между выходными сигналами наиболее и наименее чувствительного ФЧЭ при равномерной освещенности.

9. Пространственное разрешение — оно определяется пространственно; модуляционной передаточной функцией, описывающей модуляцию электрического сигнала на выходе в зависимости от пространственной частоты (числа черно-белых полос на единицу длины). Предельное разрешение — это пространственное разрешение, соответствующее 5 %-й модуляции. Разрешение трубы может быть также выражено числом строк на вертикальный размер изображения или числом разрешаемых «точек» на его ширину. Разрешение твердотельного датчика определяется числом элементарных датчиков (элементов разложения, pixel) на строку (для линейчатых датчиков) и на строку и колонку (для матричных датчиков).

10. Затягивание — инерция (~ 1 мс) электростатического изображения после подавления оптического изображения.

11. Ослепление — фотоэлектрические заряды в сильно освещенной зоне могут диффундировать в соседние ФЧЭ, приводя к искажающему действительность расширению освещенной зоны.

5.13. Волоконная оптика

Оптическое волокно служит световодом и находит применение в следующих трех областях:

- передача информации, преобразованной в оптические сигналы, чтобы исключить влияние на них паразитных электромагнитных наводок и обеспечить электрическую изоляцию между электронными схемами источника и приемника;

- наблюдение или измерение оптическими средствами в труднодоступных зонах или в неблагоприятной окружающей среде (например, во взрывоопасной или коррозионной атмосфере);

- генерирование оптических сигналов путем модуляции света под действием физической величины, которая, изменяя оптические свойства волокна, изменяет условия прохождения через него света; в этом случае волокно является датчиком, оптический сигнал которого характеризует вариации измеряемой физической величины.

5.13.1. Строение и общие свойства оптического волокна

В наиболее простой форме (рис. 5.69) оптическое волокно состоит из а) сердцевины с показателем преломления n_1 и ра-

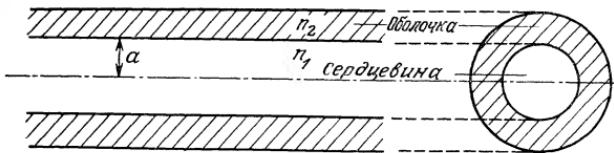
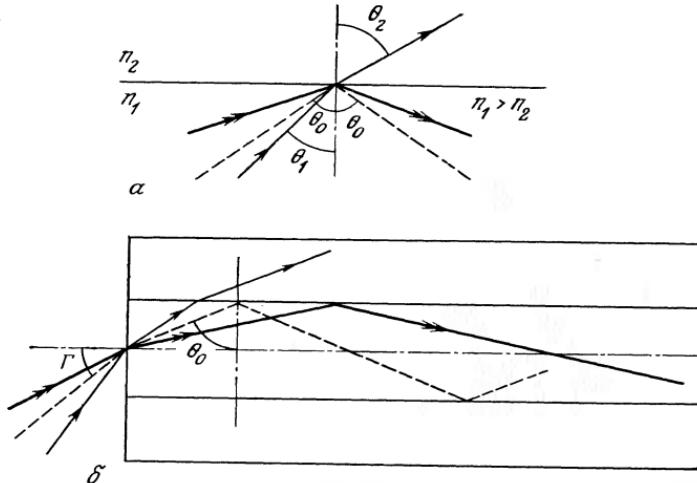


Рис. 5.69. Разрез оптического волокна.

Рис. 5.70. Преломление и полное внутреннее отражение.
а — на границе двух сред; б — в оптическом волокне.

диусом *a*, величина которого может составлять от нескольких мкм до нескольких десятков мкм, и б) оболочки с показателем преломления *n*₂, немногим меньшим, чем *n*₁ ($(n_1 - n_2)/n_1 \approx$ несколько тысячных), и толщиной порядка 50 мкм.

Для изготовления волокна используются двуокись кремния SiO_2 (чистая или слегка легированная), стекла, содержащие двуокись кремния с добавками Na_2O_3 , B_2O_3 , PbO и полимеры (более редко).

На поверхности, разделяющей две среды с показателями преломления *n*₁ и *n*₂, углы θ_1 и θ_2 между световым лучом и нормалью подчиняются закону синусов Декарта (рис. 5.70, а):

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2.$$

При $n_1 > n_2$ переход из среды 1 в среду 2 становится невозможным, начиная с момента, когда

$$\theta_1 > \arcsin(n_2/n_1) = \theta_0,$$

и, следовательно, происходит полное внутреннее отражение. В случае оптического волокна световой луч улавливается серд-

цевиной волокна и распространяется в ней за счет последовательных отражений (рис. 5.70, б).

Применение закона синусов на входе волокна позволяет непосредственно определить максимальный апертурный угол Γ , в пределах которого может происходить распространение света в волокне. Угол Γ определяется выражением

$$\Gamma = \arcsin (n_1^2 - n_2^2)^{1/2},$$

а числовая апертура, по определению, равна $\sin \Gamma$.

Пример. Показатели преломления: сердцевины $n_1 = 1,51$ и оболочки $n_2 = 1,50$; предельный угол $\theta_0 = 83^\circ 30'$; максимальный апертурный угол $\Gamma = 10^\circ$ ($\sin \Gamma = 0,17$).

Строгое рассмотрение уравнений Максвелла, определяющих условия распространения света в волокне, показывает, что в волокне может распространяться только ограниченное число мод колебаний; каждая мода характеризуется собственной скоростью распространения. Число мод, способных проходить через волокно, уменьшается, когда показатель преломления сердцевины уменьшается от центра к краям по квадратичному закону (волокно с градиентом показателя преломления). В волокне с постоянным показателем преломления сердцевины распространяется лишь одна мода (и волокно при этом называют одномодовым), когда радиус сердцевины достаточно мал и выполняется условие

$$\frac{2\pi a}{\lambda} \{ n_1^2 - n_2^2 \}^{1/2} < 2,40,$$

где λ — длина волны в вакууме; для $n_1 = 1,51$ и $n_2 = 1,50$ это неравенство дает $a < 2,2\lambda$.

Ослабление излучения при прохождении по волокну меняется в зависимости от длины волны и от материала от нескольких дБ/км до нескольких десятков дБ/км для волокна из двуокиси кремния и стекла и достигает нескольких сотен дБ/км для волокна из пластмасс.

5.13.2. Применения

Передача информации. Функциональная схема волоконно-оптической связи приведена на рис. 5.71. В такой системе информация передается либо путем импульсного кодирования, либо, реже, посредством аналоговой амплитудной или частотной модуляции.

Решая принципиальные вопросы построения системы волоконно-оптической связи, важно учесть энергетический баланс, чтобы оценить мощность излучения, принимаемого приемником

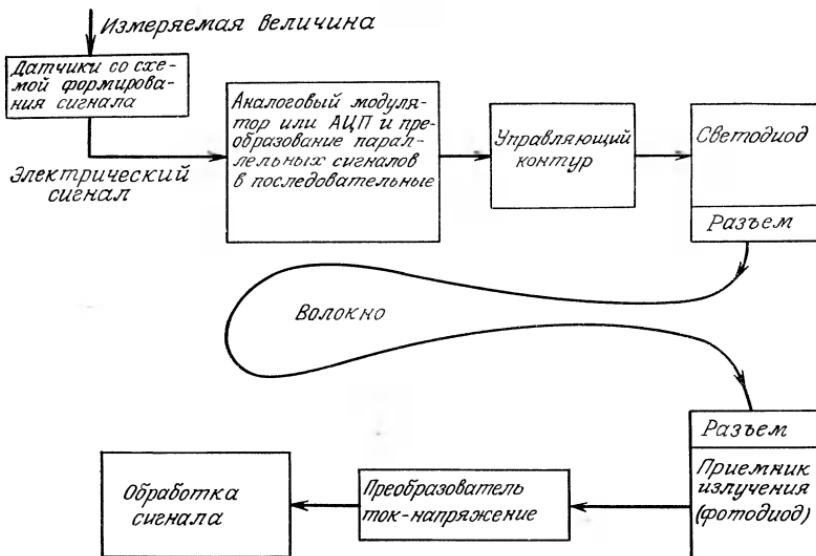


Рис. 5.71. Блок-схема связи на оптическом волокне.

излучения и, следовательно, требуемой его чувствительности, а также мощность, излучаемую источником, и ослабление излучения в волокне и соединительных устройствах.

Наблюдение и измерение оптическими средствами. Волоконная оптика позволяет воспринять излучение в труднодоступных местах. Источник испускает излучение, которое в определенных случаях может быть импульсным, чтобы обеспечить его выделение на фоне окружающего света. Это излучение (обозначенное на рис. 5.72 через F_a) подводится волокном к зоне измерения. Измеряемой величиной может быть, например (рис. 5.72), положение отражающего или поглощающего излучение объекта; смещение, измеряемое счетом интерференционных полос; скорость вращения; химический состав среды; температура.

Излучение в зоне измерения подвергается преобразованию, в зависимости от измеряемой величины, и это может быть:

- изменение интенсивности в случае измерения положения объекта или его прозрачности (рис. 5.72, а);

- модуляция, полная или частичная, с частотой, пропорциональной измеряемой скорости, например, вращения (рис. 5.72, б);

- изменение длины волны в случае измерения температуры: падающий свет возбуждает фотолюминесценцию люминофора, а спектр фотолюминесценции зависит от температуры (рис. 5.72, в).

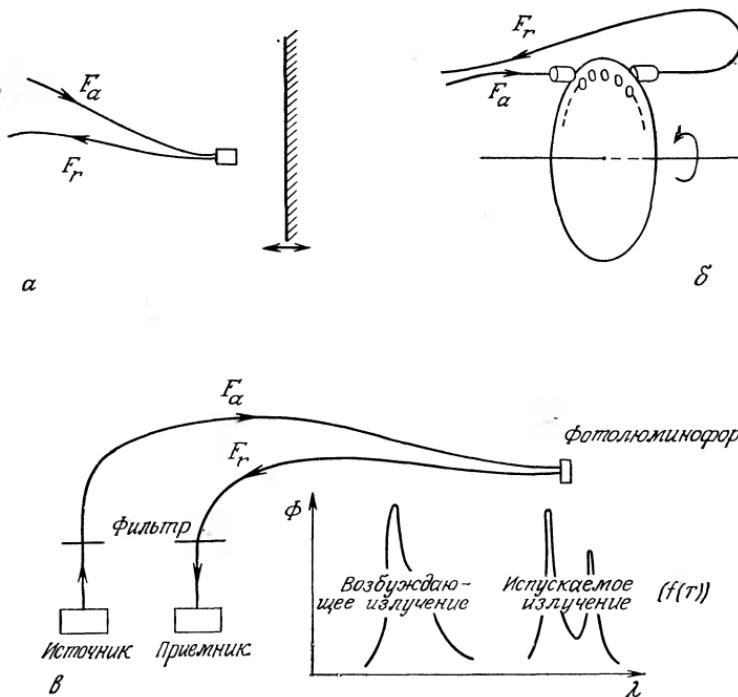


Рис. 5.72. Пример использования волокна для измерения оптическими методами.

a — измерение перемещений; *б* — измерение скорости вращения; *в* — измерение температуры.

Отраженное, пропущенное или переизлученное излучение объекта воспринимается волокном, обеспечивающим возврат излучения (F_r) к приемнику; приемник выдает электрический сигнал, содержащий информацию, относящуюся к измеряемой величине.

Применение в качестве датчика. Измеряемая величина в зависимости от условий распространения света вызывает либо ослабление переданного потока, либо изменение фазы или поляризации излучения на выходе волокна.

Ослабление может происходить:

а) под влиянием температуры; так, например, температурные изменения показателей преломления n_1 и n_2 сердцевины и оболочки могут быть таковы, что при заданной температуре имеет место равенство $n_1 = n_2$ и происходит прерывание пропускания (применение для фиксации определенной температуры); аналогичным образом, благодаря тепловому расширению может

измениться радиус кривизны изгиба участка волокна, изменяя ослабление излучения в этом месте;

б) за счет относительного перемещения концов двух волокон, в результате чего изменяется их оптическая связь; это позволяет измерять небольшие перемещения или осуществлять косвенные измерения величин, воздействующих на первичный преобразователь (давления, температуры, ускорения).

Фаза распространяющегося излучения связана с оптическим путем, который зависит от показателя преломления n_1 сердцевины и ее длины L ; длина dl волокна с показателем преломления n_1 соответствует оптическому пути $n_1 dl$ и сдвигу фазы $d\psi = 2\pi n_1 dl/\lambda = \beta dl$, где λ — длина волны в вакууме и $\beta = 2\pi n_1/\lambda$ — постоянная распространения.

Сдвиг фаз, вносимый волокном длиной L , выражается формулой

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^L n_1(l) dl = \int_0^L \beta(l) dl.$$

Все измеряемые величины, под действием которых могут изменяться показатель преломления n_1 сердцевины или ее длина L , будут вызывать, следовательно, сдвиг фаз; это относится к температуре, давлению, деформации.

Измерение фазового сдвига осуществляется интерференционным методом (рис. 5.73) с помощью двух одномодовых волокон одинаковой начальной длины. Одно из волокон, не подвергающееся воздействию измеряемой величины, пропускает опор-

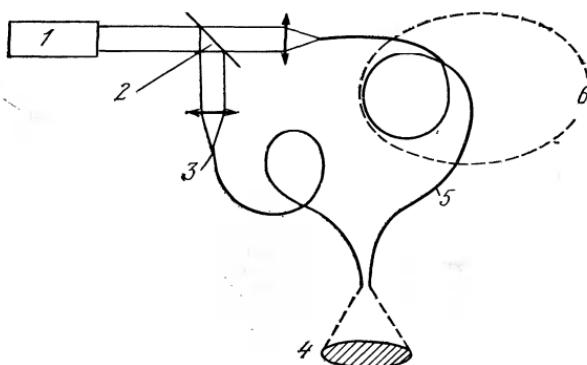


Рис. 5.73. Интерферометрическая схема для измерения сдвига фаз, вызванного действием измеряемой величины на оптическое волокно, используемое в качестве датчика.

1 — лазер; 2 — полупрозрачное зеркало; 3 — волокно опорного канала; 4 — смещение и интерференция; 5 — волокно измерительного канала; 6 — измеряемая величина.

ное излучение, колебания которого описываются выражением $A \cos \omega t$, где ω — круговая частота излучения; другое, измерительное волокно пропускает излучение, колебания которого описываются формулой $A \cos\{\omega t + \psi_0 + \psi(m - m_0)\}$, а сдвиг фаз зависит от измеряемой величины. Здесь ψ_0 — сдвиг фаз для значения m_0 измеряемой величины — начального значения ее изменения, $\psi(m - m_0)$ — изменение сдвига фаз, вызванное изменением измеряемой величины $m - m_0$:

$$\psi(m - m_0) = \beta(m)l(m) - \beta(m_0)l(m_0),$$

где l — длина волокна, на которую воздействует измеряемая величина.

Лучи, выходящие из обоих волокон, интерферируют, и на приемник поступает поток, получающийся в результате интерференции:

$$\Phi(t) = A^2 [\cos \omega t + \cos \{\omega t + \psi_0 + \psi(m - m_0)\}]^2.$$

Ток i_d , получаемый от приемника с чувствительностью S_d , пропорционален средней величине принимаемого потока, так как время запаздывания приемника намного больше периода колебаний $2\pi/\omega$ излучения:

$$i_d = S_d \overline{\Phi(t)} = I_0 [1 + \cos \{\psi_0 + \psi(m - m_0)\}].$$

Когда под влиянием изменений m функция $\psi(m - m_0)$ проходит период 2π , ток изменяется в пределах от своего минимального (нулевого) значения до максимального значения, равного $2I_0$; это изменение на 2π сдвига фаз $\psi(m - m_0)$ соответствует полному проходу интерференционной полосы через приемник. Чувствительность S одного волокна, длина которого подвергается воздействию измеряемой величины m , по определению равна

$$S = \frac{1}{l} \frac{\Delta \psi(m - m_0)}{\Delta m},$$

так что с учетом предыдущего выражения для $\psi(m - m_0)$ имеем:

$$S = \frac{\Delta \beta}{\Delta m} + \frac{\beta}{l} \frac{\Delta l}{\Delta m} = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{\Delta n_1}{\Delta m} + \frac{n_1}{l} \frac{\Delta l}{\Delta m} \right].$$

Члены $\Delta n_1/\Delta m$ и $\Delta l/\Delta m$ в этом выражении характеризуют воздействие измеряемой величины на показатель преломления сердцевины и на длину волокна соответственно.

Порядок величин (на основе опубликованных в литературе работ) следующий:

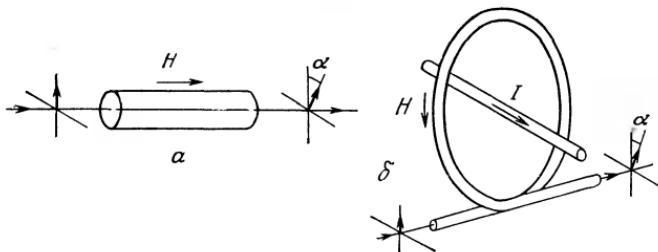


Рис. 5.74. Вращение плоскости поляризации света вследствие эффекта Фарадея.

a — иллюстрация принципа; *б* — случай оптического волокна, помещаемого в магнитное поле, создаваемое током.

— чувствительность к температуре $S = (1/l) (\Delta\psi / \Delta T) = -107$ рад/°С·м, т. е. прохождение 17 интерференционных полос на 1 °С и на 1 м волокна, находящегося при измеряемой температуре;

— чувствительность к давлению $S = (1/l) (\Delta\psi / \Delta p) = -4 \cdot 10^{-5}$ рад/Па·м, т. е. прохождение одной полосы при изменении давления на $1,57 \cdot 10^5$ Па и на 1 м волокна, подвергающегося воздействию давления;

— чувствительность к деформации $S = (1/l) / [\Delta\psi / (\Delta l / l)] = -1,20 \cdot 10^7$ рад/м, что соответствует прохождению одной полосы на $\Delta l / l = \pm 5 \cdot 10^{-7}$ и на 1 м волокна, подвергающегося деформации.

Поляризация волны, проходящей через одномодовое волокно, может изменяться под воздействием магнитного поля в результате эффекта Фарадея (рис. 5.74, *a*); это выражается в повороте на угол α плоскости поляризации луча света, проходящего через прозрачное тело и подвергающегося на длине l воздействию магнитного поля H , параллельного лучу:

$$\alpha = VH.$$

Здесь V — постоянная Верде; для диамагнитных веществ типа двуокиси кремния V не зависит от температуры, однако является функцией длины волны: $V \sim 1/\lambda^2$. Направление поворота α меняет знак, когда меняется направление H .

Когда в результате протекания тока I возникает поле H , напряженность поля пропорциональна току, и эффект Фарадея позволяет реализовать датчик, особенно удобный для измерения токов под очень высоким напряжением, когда построение трансформатора тока для таких измерений является очень трудной задачей (рис. 5.74, *б*).

Измерение поворота плоскости поляризации осуществляется с помощью интерферометра Саньяка, в котором происходит ин-

терференция двух волн, проходящих через оптическое волокно в противоположных направлениях, в связи с чем плоскости поляризации этих двух волн также вращаются в противоположных направлениях (рис. 5.75).

В качестве примера рассмотрим экспериментальный датчик Томсона для тока. Он построен на волокне из двуокиси кремния, постоянная Верде которого 10^{-5} раз/А на виток электрического проводника и виток оптического волокна. Разрешающая способность интерферометра Саньяка от 10^{-4} до 10^{-5} рад. В зависимости от конкретного устройства диапазон измеряемых токов от 10^{-3} до 10^5 А, точность измерения — 10^{-4} полной шкалы.

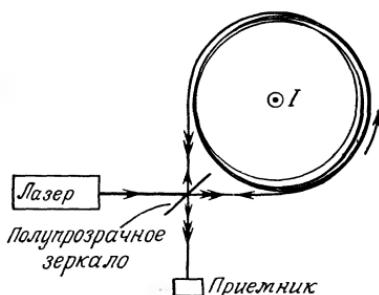


Рис. 5.75. Интерферометр Саньяка.

Библиография

Монографии

1. Broussaud G., Optoelectronique, Masson, Paris, 1974.
2. Cohu M., Sources lumineuses, Masson, Paris, 1966.
3. Dance J. B. Photoelectronic devices, Iliffe Books Ltd., Londres, 1969.
4. Dauguet A., La détection des radiations infrarouges, Dunod, Paris, 1964.
5. Hartel V., Optoelectronics: theory and practice, McGraw Hill-Texas Instruments Electronics Series, N. Y., 1978.
6. Hewlett Packard Optoelectronics Division, Optoelectronics, applications manual, McGraw, N. Y., 1977.
7. Orszag A., Herner G., Les lasers et leurs applications, Masson, Paris, 1980.
8. Van der Ziel A., Solid state physical electronics, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1968.

Периодические издания

9. Altmann J., Köhler K., Lahmann W., Fast current amplifier for background limited operation of photovoltaic InSb detectors, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **13**, 1275 (1980).
10. Arditty H., Bourbin Y., Papuchon M., Puech C., Un capteur ampèremétrique à fibre optique, *Rev. Techn. Thomson*, **13**, 521 (1981).
11. Byer R., Roundy C., Pyroelectric coefficient direct measurement technique and application to a nsec response time detector, *Ferroel.*, **3**, 333 (1972).
12. Blaney T. G., Radiation detection at submillimetre wave lengths, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **11**, 856 (1978).
13. Day G., Hamilton C., Gruzensky P., Phelan R., Jr., Performance and characteristics of polyvinylidene fluoride pyroelectric detectors, *Ferroel.*, **10**, 99 (1976).
14. Eppeldauer G., Some problems of photocurrent measurement of photovoltaic cells, *Appl. Opt.*, **13**, 408 (1973).

15. Fenster A., Leblanc J., Taylor W., Johns H., Linearity and fatigue in photomultipliers, *Rev. Sci. Instrum.*, **44**, 689 (1973).
16. Fisher R., PIN diode detectors for astronomical photometry, *Appl. Opt.*, **7**, 1079 (1968).
17. Fjarlie E., Photodiode preamplifier systems: low noise positive feedback, *Appl. Opt.*, **16**, 385 (1976).
18. Jones D., Photomultiplier sensitivity variation with angle of incidence on the photocathode, *Appl. Opt.*, **15**, 910 (1976).
19. Gabriel F., Microphonically balanced pyroelectric detectors, *Appl. Opt.*, **13**, 11294 (1974).
20. Gore W., Smith G., An ultra low noise preamplifier and bias supply for photoconductive infrared detectors, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **7**, 644 (1974).
21. Goss W. E., Golstein R., Nelson M., Fearnehaugh H., Ramer O., Fiber optic rotation sensor technology, *Appl. Opt.*, **19**, 852 (1980).
22. Gottlieb M., Brandt G., Fiber optic temperature sensor based on internally generated thermal radiation, *Appl. Opt.*, **20**, 3408 (1981).
23. Gottlieb M., Brandt G., Butcher H., Measurement of temperature with optical fibers, *ISA Transact.*, **19**, 55 (1980).
24. Gottlieb M., Brandt G., Temperature sensing in optical fibers using cladding and jacket loss effects, *Appl. Opt.*, **20**, 3867 (1981).
25. Hadni A., Applications of the pyroelectric effects, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **14**, 1233 (1981).
26. Hamstra R., Wendland P., Noise and frequency response of silicon photodiode operational amplifier combination, *Appl. Opt.*, **11**, 1539 (1972).
27. Klobuchar R., Ahumada J., Michael J., Karol P., An accurate method of photomultiplier gain determination, *Rev. Sci. Instrum.*, **45**, 1071 (1974).
28. Lim S., Critical assessment of pyroelectric detectors, *Ferroel.*, **10**, 83 (1976).
29. Ludlow J., Mitchell W., Puthey E., Slaw N., Infrared radiation detection by the pyroelectric effect, *J. Sci. Instrum.*, **44**, 694 (1967).
30. Meade M., Instrumentation aspects of photon counting applied to photometry, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, **14**, 908 (1981).
31. Moore K., Technique for background elimination in infrared measurements, *Rev. Sci. Instrum.*, **46**, 1667 (1975).
32. Morton G. A., Photon counting, *Appl. Opt.*, **7**, 1 (1968).
33. Neiswander R., Plews R., Low noise extended frequency response with cooled silicon photodiodes, *Appl. Opt.*, **14**, 2720 (1975).
34. Nishida K., Nakajima M., Temperature dependence and stabilization of avalanche photodiodes, *Rev. Sci. Instrum.*, **43**, 1345 (1972).
35. Phelan R., Jr., Cook A., Electrically calibrated pyroelectric optical radiation detector, *Appl. Opt.*, **12**, 2494 (1973).
36. Porter S., A brief guide to pyroelectric detectors, *Ferroel.*, **33**, 193 (1981).
37. Puthey E., Solid state devices for infrared detection, *J. Sci. Instrum.*, **43**, 857 (1966).
38. Puthey E., The application of pyroelectric devices, *Ferroel.*, **33**, 207 (1981).
39. Powell J., A simple two fiber optical displacement sensor, *Rev. Sci. Instrum.*, **45**, 302 (1974).
40. Rines G., Fiber optic accelerometer with hydrophones applications, *Appl. Opt.*, **20**, 3453 (1981).
41. Ruffino G., Comparison of photomultiplier and Si photodiode as detectors in radiation pyrometry, *Appl. Opt.*, **10**, 1241 (1971).
42. Smith P., Auston D., Johnson A., Thin film photoconductor mounting schemes for picosecond optical detectors, *Rev. Sci. Instrum.*, **52**, 138 (1981).
43. Smith R., Phelan R. Jr., Limitations of the use of vacuum photodiodes in instruments for the measurement of laser power and energy, *Appl. Opt.*, **12**, 795 (1973).
44. Smith R., Honda T., Impulse rise & fall times of biplanar vacuum photodiodes, *Appl. Opt.*, **12**, 1606 (1973).

45. Seib D., Aukerman L., Photodetectors for the 0,1 to 1,0 μm spectral region, *Advances in Electronics and Electron Physics*, 34, 95 (1973).
46. Steinmetz L., Picosecond photodetector for 257 nm to 1 μm laser pulses, *Rev. Sci. Instrum.*, 50, 582 (1979).

Литература основного списка, имеющаяся на русском языке

15. Приборы для научных исследований, № 6, с. 18 (1973).
27. Приборы для научных исследований, № 9, с. 26 (1974).
31. Приборы для научных исследований, № 12, с. 59 (1975).
34. Приборы для научных исследований, № 9, с. 117 (1972).
39. Приборы для научных исследований, № 2, с. 168 (1974).
42. Приборы для научных исследований, № 1, с. 154 (1981).
46. Приборы для научных исследований, № 5, с. 64 (1979).

Дополнительная литература

1. Фотоприемники видимого и инфракрасного диапазонов/Под ред. Р. Дж. Кисса/Пер. с англ. под ред. В. И. Стafeева.—М.: Радио и связь, 1985.—325 с.
2. Kingston R. H. Detection of Optical and Infrared Radiation Springer Verlag, Heidelberg — New York, 1976.—140 р.
3. Преснухин Л. Н., Майоров С. И., Меськин И. В., Шанггин В. Ф. Фотоэлектрические преобразователи информации.—М.: Машиностроение, 1974.—375 с.
4. Конюхов Н. Е. Оптоэлектронные измерительные преобразователи.—Л.: Энергия, Лен. отд., 1977.—160 с.
5. Осипович Л. А. Датчики физических величин.—М.: Машиностроение, 1979.—159 с.
6. Васильченко Н. В., Борисов В. А., Кременчугский Л. С., Левин Г. Э./Под ред. Л. Н. Курбатова и Н. В. Васильченко. Измерение параметров приемников оптического излучения.—М.: Радио и связь, 1983.—320 с.
7. Госсопр Ж. Инфракрасная термография/Пер. с франц. под ред. Л. Н. Курбатова.—М.: Мир, 1988.

6. ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ

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, например изменения давления и объема газа, так и скачкообразные, например фазовые превращения или магнитные и электрические точки Кюри.

Поэтому в науке и промышленности необходимы тщательный контроль и точные измерения температур. 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, по крайней мере в принципе, 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 системы 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; механические методы, основанные на расширении твердого тела, жидкости или газа при постоянном давлении, на изменении давления насыщенного пара или скорости звука; 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 и акустических методов наблюдения за состоянием среды, где измеряется температура, не вносят в нее никаких возмущений, но область их применения ограничена, и осуществление измерений этими методами связано с определенными трудностями. Электрические методы, которые рассматриваются в этой главе, напротив, 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.

6.1. 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, которая 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.

6.1.1. 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 :

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

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

$$\eta = 1 - T_1/T_2,$$

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

Идеальный газ (теоретическое понятие) определяется следующими свойствами: его внутренняя энергия U зависит только от температуры; уравнение состояния, связывающее его давление p , объем v и температуру Θ , имеет вид

$$pv = G(\Theta).$$

Можно показать, что при определении температуры по термодинамической шкале

$$G(\Theta) = RT,$$

где R — константа, называемая универсальной газовой постоянной, значение которой для заданной массы газа — одной граммомолекулы — зависит только от выбранной единицы измерения абсолютной температуры. 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 К¹⁾.

Шкала Рэнкина. Единица измерения — градус Рэнкина (°R) — равен $\frac{5}{9}$ кельвина; при таком определении температура в тройной точке воды равна 491,69 °R.

6.1.2. 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*²⁾. Она получается из абсолютной шкалы Кельвина, если за нуль принять температуру замерзания воды; единица измерения этой шкалы — градус Цельсия (°C) — равна одному кельвину:

$$T(\text{°C}) = T(\text{K}) - 273,16.$$

¹⁾ Международное определение кельвина, принятное на XIII-й ГКМВ в 1967 г., гласит: кельвин есть единица термодинамической температуры, равная $1/273,16$ части термодинамической температуры тройной точки воды. — Прим. ред.

²⁾ Шкала Цельсия сохранена и после введения с 1.01.90 г. новой международной шкалы температур МШТ-90. Однако в связи с отличием значения температуры точки кипения воды на этой шкале (99,974 °C вместо 100,00 °C) рекомендуется обозначать ее $t_{90}/\text{°C}$. — Прим. ред.

Таблица 6.1. Шкалы и некоторые важные значения температур

Температуры	Шкалы температур				
	Цельсия				
	Кельвина, К	$t_{90}/^{\circ}\text{C}$ (до 1990 г.)	$t_{90}/^{\circ}\text{C}$ (после 1990 г.)	Рэнкина, $^{\circ}\text{R}$	Фаренгейта, $^{\circ}\text{F}$
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	671,67	212

1 — абсолютный нуль; 2 — температура равновесия смеси воды и льда при нормальном атмосферном давлении, равном 101 325 Па; 3 — тройная точка воды; 4 — температура кипения воды при нормальном атмосферном давлении.

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:

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

$$T\ (^{\circ}\text{F}) = (9/5) T\ (^{\circ}\text{C}) + 32.$$

В качестве примера в табл. 6.1 приведены соответствующие значения нескольких важных температур для различных шкал.

6.1.3. Международная практическая шкала температур МПШТ-68

Обратимая тепловая машина, работающая, например, на идеальном газе, представляет собой идеализацию, которая не может быть реализована в виде прибора для измерения температуры. Тем не менее, характеристики идеального газа можно получить экстраполяцией характеристик реального газа в область очень низких давлений. Поэтому, оценив количественно различие характеристик реального и идеального газов, можно сконструировать газовый термометр, который позволял бы измерять абсолютную температуру с помощью соответствующих поправок. Однако пользоваться газовым термометром на практике неудобно и трудно, поэтому, не находя широкого применения, он используется в специальных метрологических лабораториях для определения температур некоторых

Таблица 6.2. Первичные референтные точки температурных шкал¹⁾

Определение	Шкала МПШТ-68			Шкала МПШТ-90		
	$T, {}^{\circ}\text{C}$	$T, \text{К}$	$t_{90}, {}^{\circ}\text{C}$	$T_{90}, \text{К}$	$\psi_r(T_{90})$	
Точка кипения равновесного орто-параводорода	—259,34	13,81	—259,3467	13,8033	0,00119007	
Тройная точка неона	—246,048	27,102	—248,5939	24,5561	0,00844974	
Точка кипения неона	—218,789	54,361	—218,7916	54,3584	0,09171804	
Тройная точка кислорода	—	—	—189,3442	83,8058	0,21585975	
Тройная точка аргона	—182,962	90,188	—	—		
Точка кипения кислорода	—	—	—38,8344	234,3156	0,84414111	
Тройная точка ртути	0,01	273,16	0,01	273,16	1,00000000	
Тройная точка воды	—	—	29,7646	302,9146	1,11813889	
Точка плавления галлия	—	—	99,974**	—		
Точка кипения воды	100	373,15	99,974**	—		
Точка затвердевания индия	—	—	156,5985	429,7485	1,60980185	
Точка затвердевания олова	—	—	231,928	505,078	1,89279768	
Точка затвердевания цинка	419,58	692,73	419,527	692,677	2,56891730	
Точка затвердевания алюминия	—	—	660,323	933,473	3,37600860	
Точка затвердевания серебра	961,93	1235,08	961,78	1234,93	4,28642053	
Точка затвердевания золота	1064,43	1337,58	1064,18	1337,33		
Точка затвердевания меди	—	—	1084,62	1357,77		

$\psi_r(T_{90})$ — отношение сопротивления эталонного платинового термометра в указанной рабочей точке к его сопротивлению при температуре тройной точки воды. — *Прим. ред.*

¹⁾ Данные по введенной с 1 января 1990 г. шкале МПШТ-90 добавлены редактором перевода. Точки плавления и затвердевания реализуются при атмосферном давлении 101 325 Па.

торых фазовых переходов, которые составляют набор эталонных значений, или первичных реперных точек температуры (табл. 6.2).

Для осуществления на практике точных измерений температуры без использования газового термометра были выбраны три физические величины: сопротивление, электродвижущая сила (э. д. с.) термопары и излучение черного тела, являющиеся функциями температуры, численные значения которых определяются точными значениями в реперных точках. В интервале между реперными точками температура вычисляется интерполяцией. В интервале температур от $-259,34$ (тройная точка водорода) до $630,74^{\circ}\text{C}$ (точка затвердевания сурьмы) используется температурная зависимость сопротивления проволоки, изготовленной из очень чистой пластины. В интервале температур от 0 до $630,74^{\circ}\text{C}$ температура T ($^{\circ}\text{C}$) может быть выражена через измеренное сопротивление $R(T)$ формулой

$$R(T) = R_0(1 + AT + BT^2),$$

где R_0 — сопротивление при температуре 0°C , а значения A и B вычисляют по результатам измерения R при температурах кипения воды (100°C) и серы ($444,6^{\circ}\text{C}$).

В диапазоне температур от $-259,39$ до 0°C температура T ($^{\circ}\text{C}$) определяется по измеренному сопротивлению $R(T)$ из формулы

$$R(T) = R_0[1 + AT + BT^2 + C(T - 100)T^3],$$

где R_0 , A , B — величины, определенные в предыдущем интервале, а C определяется по измеренному сопротивлению в точке кипения кислорода.

В интервале температур от $630,74$ до $1064,3^{\circ}\text{C}$ (точка затвердевания золота) измеряется э. д. с. e термопары платинородий (10% Rh) — платина, зависимость которой от температуры в градусах Цельсия выражается формулой

$$e(T) = a + bT + cT^2.$$

Константы a , b , c определяются по результатам измерения e при температурах затвердевания сурьмы ($630,74^{\circ}\text{C}$), серебра ($961,93^{\circ}\text{C}$) и золота ($1064,43^{\circ}\text{C}$) в условиях, когда температура нулевого спая равна 0°C .

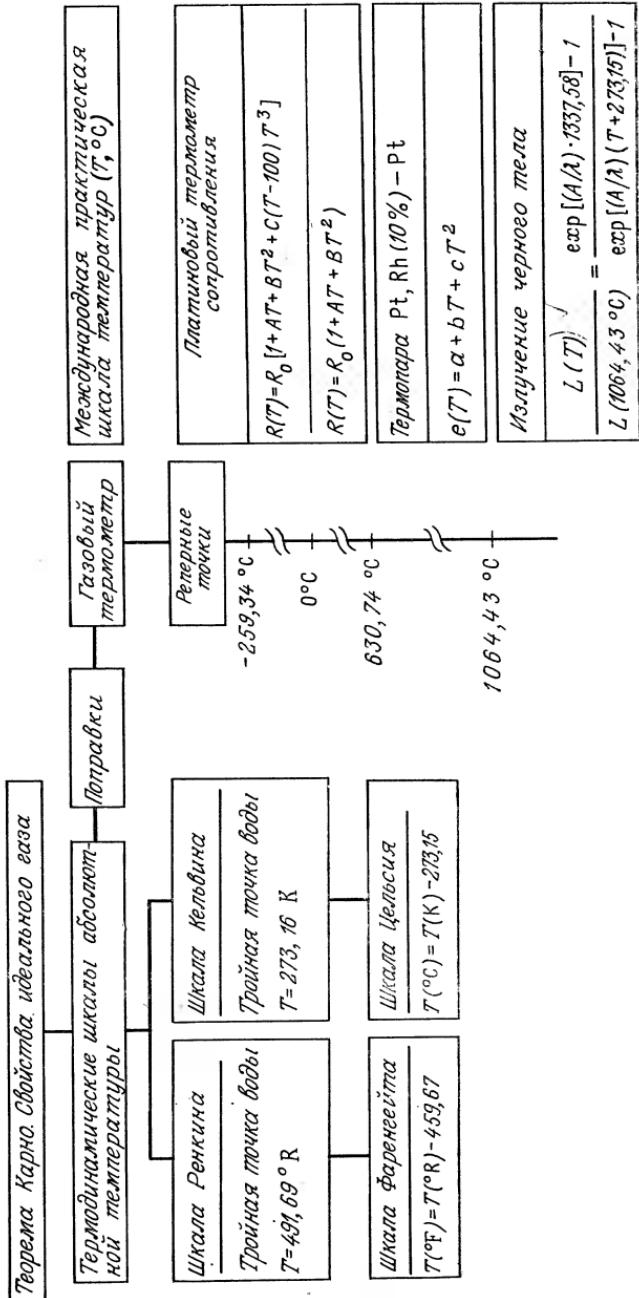
При температурах выше $1064,43^{\circ}\text{C}$ ($1337,58$ К) абсолютная температура тела T в практической шкале температур определяется по интенсивности излучения (энергетической светимости) $L(T)$ черного тела на длине волны λ :

$$\frac{L(T)}{L(T_{\text{Au}})} = \frac{\exp(A/\lambda T_{\text{Au}}) - 1}{\exp(A/\lambda T) - 1},$$

Таблица 6.3. Схема различных шкал температур

Теоретическое определение шкал температур

Практическое измерение температур



где $L(T_{Au})$ — интенсивность излучения на длине волны λ при температуре плавления золота, $A=0,014388 \text{ К}\cdot\text{м}$ — константа. Интенсивность излучения измеряют с помощью монохроматического оптического пирометра.

Расхождения между термодинамической и практической шкалами температур. Очевидно, что обе шкалы совпадают в реперных точках; тем не менее, в интервалах, где производится интерполяция, между этими шкалами существует расхождение, зависящее от температуры. Это расхождение не более $0,04^\circ\text{C}$ в диапазоне от -190 до 120°C и достигает $0,5^\circ\text{C}$ при температурах около 800°C .

В табл. 6.3 представлена обобщенная схема, характеризующая различные шкалы температур и взаимосвязи между ними.

6.2. 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.

6.2.1. Расчет показания датчика

Общая модель. Тепловой поток P_{ab} между двумя поверхностями Σ_a и Σ_b с температурами T_a и T_b определяется тепловым законом Ома, который может быть представлен любым из двух соотношений:

$$\begin{aligned} T_a - T_b &= R_{\theta ab} P_{ab}, \\ P_{ab} &= G_{\theta ab} (T_a - T_b), \end{aligned}$$

где $R_{\theta ab}$ и $G_{\theta ab}$ — взаимно-обратные величины, представляющие собой, соответственно, тепловое сопротивление ($^\circ\text{C}/\text{Вт}$) и тепловую проводимость ($\text{Вт}/^\circ\text{C}$) между поверхностями Σ_a и Σ_b .

Зонд для измерения температуры, состоящий из датчика с теплоемкостью K и (обычно) покрытия или защитной оболочки, помещается в исследуемую среду с температурой T_x . Пусть G_{vac} — тепловая проводимость между этой средой и датчиком. Кроме того, датчик всегда связан с внешней средой соединительными электрическими проводами и, в большинстве случаев, своей защитной оболочкой. Пусть G_{bas} — тепловая проводимость между датчиком и внешней средой с температурой T_a .

Количество тепла, получаемое датчиком за 1 с, определяется уравнением

$$dQ_c/dT = K (dT_c/dt)$$

и равно сумме тепловых потоков к датчику от двух рассматриваемых сред: потока от исследуемой среды $G_{\theta xc}(T_x - T_c)$ и потока от внешней среды $G_{\theta ac}(T_a - T_c)$. Скорость изменения температуры датчика T_c выражается уравнением теплового баланса

$$K (dT_c/dt) = G_{\theta xc} (T_x - T_c) + G_{\theta ac} (T_a - T_c).$$

Случай постоянной температуры исследуемой среды. В этом случае общее решение рассматриваемого дифференциального уравнения имеет вид

$$T_c(t) = \frac{G_{\theta xc} T_x + G_{\theta ac} T_a}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}} - \frac{G_{\theta xc} (T_x - T_{c0}) + G_{\theta ac} (T_a - T_{c0})}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}} e^{-t/\tau},$$

где T_{c0} — начальная температура датчика ($t=0$) и $\tau = K(G_{\theta xc} + G_{\theta ac})$ — постоянная времени измерительного зонда в условиях опыта. Вид функции $T_c(t)$ показан на рис. 6.1.

После нестационарного режима, продолжительность которого определяется временем запаздывания τ , температура датчика приобретает равновесное значение

$$T_c = \frac{G_{\theta xc} T_x + G_{\theta ac} T_a}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}}.$$

Отличие этого значения от температуры исследуемой среды определяется выражением

$$T_x - T_c = \frac{G_{\theta ac}}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}} (T_x - T_a).$$

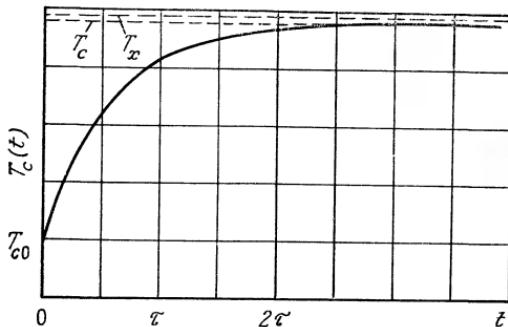


Рис. 6.1. Изменение температуры датчика T_c при резком увеличении измеряемой температуры T_x (скачок температуры).

Наименьшая погрешность достигается при условии

$$G_{\theta_{xc}} \gg G_{\theta_{ac}}.$$

Следовательно, необходимо стремиться к увеличению теплообмена между датчиком и исследуемой средой и уменьшению теплообмена между датчиком и внешней средой. Инерционность датчика определяется постоянной времени запаздывания τ . Равновесная температура устанавливается тем быстрее, чем меньше теплоемкость датчика K и чем выше тепловая проводимость $G_{\theta_{xc}}$ между датчиком и исследуемой средой. Проводимость $G_{\theta_{xc}}$ максимальна в случае датчика без защитной оболочки, однако такая конструкция используется редко, поскольку датчик необходимо защищать от химического воздействия, конденсации вредных паров на изоляторах, ударов и вибрации. Поэтому датчик обычно снабжается защитным корпусом, конструкция которого выбирается из компромиссных соображений обеспечения необходимой прочности при минимальном тепловом сопротивлении в поперечном направлении.

Случай переменной температуры исследуемой среды. Условия снижения погрешности $T_x - T_c$ остаются такими же, как и для случая постоянной температуры T_x . Так, например, при линейном изменении температуры среды

$$T_x = T_{x_0} + AT$$

решение дифференциального уравнения нагрева датчика имеет вид

$$T_c = \frac{G_{\theta_{xc}}}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}} \left[AT + \left(T_{x_0} - A\tau + \frac{G_{\theta_{ac}}}{G_{\theta_{xc}}} T_a \right) (1 - e^{-t/\tau}) \right] + T_{c_0} e^{-t/\tau},$$

где $\tau = K / (G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}})$ — время запаздывания, T_a — температура внешней среды и T_{c_0} — температура датчика в начальный момент $t=0$.

При условии $G_{\theta_{xc}} \gg G_{\theta_{ac}}$ погрешность постоянна и равна

$$T_x - T_c = A\tau.$$

Погрешность возрастает с увеличением времени запаздывания τ и скорости изменения температуры исследуемой среды.

Анализ параметров, определяющих показание датчика. Рассмотрим датчик, имеющий температуру T_c , связанный соединительными проводами с внешней средой, температура которой равна T_a , и помещенный в защитный корпус с температурой T_e , которую будем считать постоянной на длине датчика

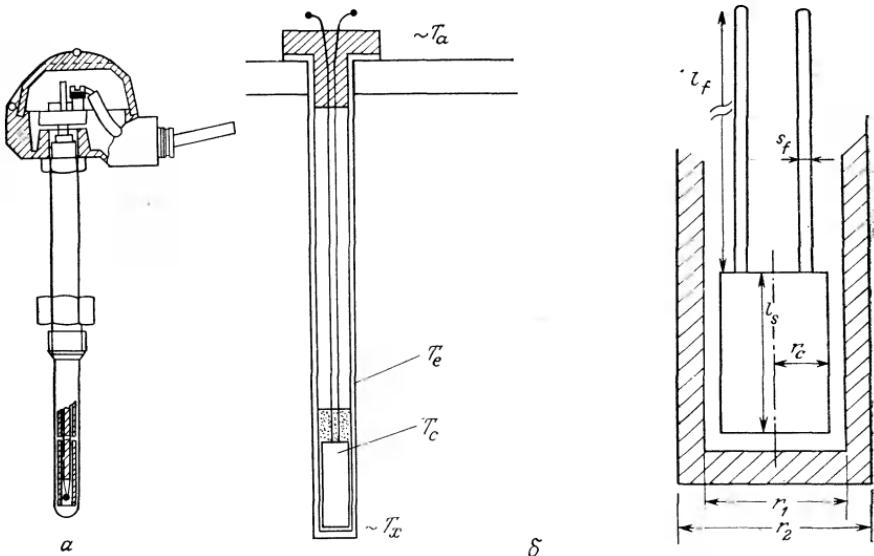


Рис. 6.2. Схема установки датчика температуры в защитной оболочке.
 α — конструкция (документация фирмы Сореси); β — упрощенная модель. T_a — температура внешней среды; T_x — температура исследуемой среды; T_e — температура защитной оболочки; T_c — температура датчика.

(рис. 6.2). Из теплового закона Ома для датчика имеем соотношения

$$T_e - T_c = R_{\theta ec} P_{ec},$$

$$T_a - T_c = R_{\theta ac} P_{ac},$$

где $R_{\theta ec}$ и $R_{\theta ac}$ — тепловые сопротивления между корпусом и датчиком и между внешней средой и датчиком, соответственно, P_{ec} — тепловой поток между корпусом и датчиком, а P_{ac} — тепловой поток между внешней средой и датчиком. В состоянии теплового равновесия суммарный поток тепла к датчику равен нулю $P_{ec} + P_{ac} = 0$. Следовательно,

$$T_c = \frac{R_{\theta ac} T_e + R_{\theta ec} T_a}{R_{\theta ac} + R_{\theta ec}}.$$

Аналогично, применение теплового закона Ома к защитному корпусу дает соотношения

$$T_x - T_e = R_{\theta xe} P_{xe},$$

$$T_a - T_e = R_{\theta ae} P_{ae},$$

где $R_{\theta xe}$ и $R_{\theta ae}$ — тепловые сопротивления между исследуемой средой и корпусом и между внешней средой и корпусом соответственно; P_{xe} и P_{ae} — тепловые потоки между корпусом и исследуемой средой и между внешней средой и корпусом, соответственно. В состоянии теплового равновесия сумма тепловых потоков к корпусу равна нулю $P_{xe} + P_{ae} = 0$. Следовательно,

$$T_e = \frac{R_{\theta ae} T_x + R_{\theta xe} T_a}{R_{\theta ae} + R_{\theta xe}}.$$

Разность величин T_c и T_x уменьшается с уменьшением разности величин T_c и T_e , которая минимальна при условии

$$R_{\theta ec} \ll R_{\theta ac} \quad (\text{условие I}),$$

а также с уменьшением разности величин T_e и T_x , которая минимальна при условии

$$R_{\theta xe} \ll R_{\theta ae} \quad (\text{условие II}).$$

Выполнение условия I. Тепловое сопротивление $R_{\theta ac}$ равно сопротивлению двух проводов (длиной l_f и площадью поперечного сечения s_f), соединяющих датчик с внешней средой. Оно выражается соотношением

$$R_{\theta ac} = (1/2) l_f / \lambda_f s_f,$$

где λ_f — удельная теплопроводность металла, из которого изготовлены проволока. Для увеличения $R_{\theta ac}$ выгодно уменьшать площадь поперечного сечения (насколько это допускают требования, предъявляемые к прочности), а в случае резисторного датчика — и условие малости сопротивления проводов по сравнению с сопротивлением датчика. Выгодно также увеличивать глубину погружения L , чтобы увеличивалась длина l_f . Обычно глубину погружения делают, по крайней мере, на порядок больше радиуса зонда или корпуса, в котором находится датчик.

Тепловое сопротивление $R_{\theta ec}$ между внешней поверхностью корпуса и датчиком равно сумме последовательных тепловых сопротивлений:

$$R_{\theta ec} = R_{\theta r_2 r_1} + R_{\theta r_1 c},$$

где $R_{\theta r_2 r_1}$ — тепловое сопротивление корпуса в поперечном направлении на длине датчика, а $R_{\theta r_1 c}$ — тепловое сопротивление между датчиком радиуса r_c и внутренней поверхностью корпуса.

са. Эти два тепловых сопротивления выражаются следующим образом:

$$R_{\theta r_2 r_1} = \frac{\lg(r_2/r_1)}{2\pi\lambda_e l_c},$$

где r_2, r_1 — радиусы внешней и внутренней поверхностей корпуса соответственно, λ_e — теплопроводность материала корпуса, l_c — длина датчика:

$$R_{\theta r_1 c} = \frac{\lg(r_1/l_c)}{2\pi\lambda_i l_c},$$

где λ_i — теплопроводность внутренней среды в зазоре между датчиком и внутренней поверхностью корпуса. Уменьшение сопротивления $R_{\theta r_2 r_1}$ достигается использованием тонкого корпуса и хорошо теплопроводящего материала, а для сопротивления $R_{\theta r_1 c}$ — уменьшением зазора между датчиком и внутренней поверхностью корпуса, а также заполнением зазора материалом с большой теплопроводностью.

Выполнение условия II. Сопротивление $R_{\theta ae}$ представляет собой сопротивление корпуса в продольном направлении между датчиком и внешней средой. Оно выражается соотношением

$$R_{\theta ae} = L_e / \lambda_e s_e,$$

где L_e — длина корпуса, а s_e — площадь его поперечного сечения

$$s_e = \pi(r_2^2 - r_1^2).$$

При уменьшении сопротивления $R_{\theta r_2 r_1}$ за счет увеличения теплопроводности λ_e уменьшение сопротивления $R_{\theta ae}$ в принципе может быть достигнуто путем использования корпуса с тонкой стенкой и увеличения глубины погружения термопары.

Иными словами, чтобы уменьшить градиент температуры вдоль корпуса или соединительных проводов около датчика, рекомендуется располагать их на некотором участке вдоль изотермы, проходящей через датчик.

Тепловое сопротивление $R_{\theta ae}$ между исследуемой средой и корпусом существенно зависит от природы этой среды (твердое тело, течение жидкости или газа). Условия уменьшения этого сопротивления рассматриваются в следующих разделах, посвященных измерениям в различных средах.

6.2.2. Измерение температуры внутри твердого тела

Датчик, снабженный, при необходимости, защитным корпусом, размещается в углублении, просверленном в твердом теле. В соответствии с установленными выше условиями глуби-

бина L сверления должна быть, по крайней мере, на порядок больше радиуса r , а для уменьшения теплового сопротивления $R_{\text{вхе}}$ на участке исследуемое твердое тело — корпус зазор между внутренней поверхностью углубления и корпусом должен быть сведен к минимуму и заполнен материалом с высокой теплопроводностью.

6.2.3. Измерение температуры в жидкостях и газах

При измерении температуры в жидкостях и газах возникают свои трудности. Теплообмен между зондом и такой средой сильно зависит от параметров, характеризующих свойства среды — вязкости, теплопроводности и скорости, — и одновременно от времени запаздывания зонда, отличия его температуры от температуры среды в условиях равновесия и (например, в случае термометра сопротивления) от его саморазогрева в процессе измерений (разд. 6.3.4).

Трубопровод, по которому течет поток, обычно имеет температуру, отличную от температуры текущей среды. В связи с возникающими при этом радиальными градиентами температуры встает задача о наилучшем расположении зонда в потоке; кроме того, в ряде случаев радиационный теплообмен между зондом и стенками канала может приводить к существенному изменению равновесной температуры зонда. Наконец, при больших скоростях течения в жидкостях может происходить нагрев зонда вследствие трения, а в газах — нагрев вследствие сжатия газа перед препятствием, которое представляет собой зонд.

Влияние свойств среды и скорости течения. Тепловое сопротивление $R_{\text{вхе}}$ между текущей средой и корпусом зонда зависит от свойств среды и скорости потока. В общем случае коэффициент теплообмена h между потоком и находящейся в нем цилиндрической поверхностью (диаметром d , длиной l при скорости потока V , направленной перпендикулярно оси цилиндра) выражается формулой

$$h = \lambda \text{Nu}/d, \quad \text{Вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{К}),$$

где λ — коэффициент теплопроводности среды, а Nu — число Нуссельта потока,

$$\text{Nu} = 0,43 + A \text{Re}^{\alpha} \text{Pr}^{0.31},$$

где $\text{Re} = \rho(Vd/\mu)$ — число Рейнольдса и $\text{Pr} = c_p\mu/\lambda$ — число Прандтля; ρ , μ , c_p — параметры среды: плотность, коэффициент вязкости и теплоемкость единицы массы при постоянном

Таблица 6.4. Значения коэффициентов в формуле для числа Нуссельта в различных интервалах значений числа Рейнольдса

Re	A	a
$4 \cdot 10^{-1} \div 4$	0,989	0,330
$4 \div 4 \cdot 10^1$	0,911	0,385
$4 \cdot 10^1 \div 4 \cdot 10^3$	0,683	0,466
$4 \cdot 10^3 \div 4 \cdot 10^4$	0,193	0,618
$4 \cdot 10^4 \div 4 \cdot 10^5$	0,0265	0,805

давлении, соответственно. Величины A и a являются коэффициентами, зависящими от Re (табл. 6.4).

Тепловое сопротивление $R_{\theta xe}$ между внешней поверхностью цилиндра диаметром d и средой равно

$$R_{\theta xe} = 1/\pi d l h,$$

$$\text{т. е. } R_{\theta xe} = \frac{1}{\pi l \lambda \text{Nu}} = \frac{1}{\pi l \lambda (0,43 + A \text{Re}^a \text{Pr}^{0,31})}.$$

Для описанного выше зонда определяющим тепловым потоком, очевидно, является тепловой поток между датчиком и исследуемой средой. Тепловое сопротивление для этого теплового потока равно

$$R_{\theta xc} = R_{\theta xe} + R_{\theta ec},$$

где $R_{\theta ec}$ — тепловое сопротивление между датчиком и внешней поверхностью корпуса, которое остается постоянным для данного зонда. Для примера в табл. 6.5 представлены величины тепловых сопротивлений и времени запаздывания нескольких зондов (выпускаемых фирмой Rosemount) с платиновыми термометрами в различных средах и при различных скоростях потока. Изменения теплового сопротивления для рассматриваемого датчика обусловлены, в основном, изменениями члена $R_{\theta xe}$.

Установка зонда в трубопроводе. Поскольку температура стенок трубопровода отличается от температуры потока, в поперечном направлении устанавливается градиент температуры. В частности, температура в центре трубопровода отличается от средней температуры. Если распределение температуры в поперечном направлении можно рассчитать, то можно определить и положение точки, в которой температура равна средней; можно разместить зонд в этой точке или установить несколько зондов таким образом, чтобы среднее значение температур, измеренных этими зондами, было равно средней тем-

Таблица 6.5. Влияние среды и скорости потока на тепловое сопротивление и время запаздывания датчика (фирма-изготовитель Rosemount)

Среда	Модель	134MA			150MA			152T			177MA		
		Скорость потока, м/с	$R_{\theta, xc}^*$ °C/B _T	$\tau, \text{с}$	$R_{\theta, xc}^*$ °C/B _T	$\tau, \text{с}$	$R_{\theta, xc}^*$ °C/B _T	$\tau, \text{с}$	$R_{\theta, xc}^*$ °C/B _T	$\tau, \text{с}$	$R_{\theta, xc}^*$ °C/B _T	$\tau, \text{с}$	
Вода	1	1	0,15	2,5	0,15						13,3	2,5	
Масло	1	3,3	0,40	5	0,30	1,7	0,06	15,3	0,02	0,008	186	3,5	
Жидкий кислород	1,5 7,5 15	1,9 1,43 1,35	0,15 0,11 0,11	4,5 3,3 3,2	0,11 0,08 0,08	0,67 0,34 0,24	0,02	185	0,34 0,008 0,006	0,008 186 186	186	22,7	
Газообразный кислород	1,5 7,5 15	83 34 22	7,6 3,3 2,2	167 71 48	4,4 2,1 1,4	31 19 14	0,90 0,54 0,41	500	0,90 0,54 0,41	500 333 250	72 43 34		

пературе. Если распределение температур неизвестно, то обычно датчик размещается на середине расстояния от стенки до центра трубопровода, т. е. на одной четверти диаметра.

Влияние излучения стенок. Если температура стенок трубопровода или сосуда, в который заключена среда, отличается от температуры среды, то вследствие теплообмена излучением между ними и зондом температуры последнего может существенно измениться. Это особенно важно для измерений в газе, поскольку жидкости обычно это излучение поглощают и оно не доходит до зонда. Что касается теплообмена излучением между зондом и газом, то радиационные тепловые потоки обычно пренебрежимо малы по сравнению с конвективными и потоками, обусловленными теплопроводностью, за исключением случаев, когда температура газа очень высока, или в пламенах, содержащих раскаленные твердые частицы.

Рассмотрим датчик, установленный в корпусе, температура которого равна T_e . Температура датчика T_c выражается через температуру корпуса с помощью полученного выше соотношения

$$T_c = \frac{R_{\theta ae} T_e + R_{\theta ec} T_a}{R_{\theta ae} + R_{\theta ec}}.$$

Температура T_e корпуса определяется теплообменом

— с внешней средой: $T_a - T_e = R_{\theta ae} P_{ae}$,

— с потоком: $T_x - T_e = R_{\theta xe} P_{xe}$,

— со стенками: $T_p - T_e = R_{\theta pe} P_{pe}$,

где $R_{\theta pe}$ — тепловое сопротивление для потока излучения от стенок к корпусу, P_{pe} — радиационный тепловой поток между ними, а остальные члены определены выше. В состоянии равновесия

$$P_{ae} + P_{xe} + P_{pe} = 0.$$

Отсюда

$$T_e = \frac{G_{\theta xe} T_x + G_{\theta ae} T_a + G_{\theta pe} T_p}{G_{\theta xe} + G_{\theta ae} + G_{\theta pe}},$$

где величины G_θ представляют тепловые проводимости, обратные соответствующим тепловым сопротивлениям.

Разность температур газа T_x и корпуса T_e равна

$$T_x - T_e = \frac{G_{\theta ae} (T_x - T_a) + G_{\theta pe} (T_x - T_p)}{G_{\theta xe} + G_{\theta ae} + G_{\theta pe}}.$$

Условия обеспечения минимального значения $G_{\theta ae}$ были рассмотрены выше. Тепловая проводимость $G_{\theta pe}$ определяется с помощью закона излучения черного тела. Обозначим через ε

коэффициент излучения корпуса ($0 \leq \varepsilon \leq 1$), через A — площадь его боковой поверхности и через σ — постоянную Больцмана ($\sigma = 5,709 \cdot 10^{-8}$ Вт/(м²·К⁴)). Тогда выражение для радиационного теплового потока запишется в виде

$$P_{pe} = \varepsilon A \sigma (T_p^4 - T_e^4),$$

где T_p и T_e выражены в кельвинах,

$$\text{или } P_{pe} = G_{\theta pe} (T_p - T_e),$$

$$\text{где } G_{\theta pe} = \varepsilon A \sigma (T_p^4 - T_e^4) / (T_p - T_e).$$

В диапазоне значений $0,5 T_p < T_e < 2T_p$ предыдущее выражение для тепловой проводимости по отношению к радиационному потоку можно представить в более простом виде с погрешностью, не превышающей 10%:

$$G_{\theta pe} \approx 4\varepsilon A \sigma T_m^3, \text{ где } T_m = (T_p + T_e)/2.$$

Чтобы уменьшить влияние стенок на температурный зонд, необходимо уменьшить коэффициент излучения корпуса ε , т. е. сделать корпус отражающим, и уменьшить отличие температуры газа T_x от температуры T_p стенок, находящихся «в поле зрения» зонда, что достигается посредством защиты зонда цилиндрическим экраном (рис. 6.3, а), температура которого T_p будет меньше отличаться от T_x , чем температура стенок канала или основной трубы. Можно применить несколько защитных экранов, чтобы еще более уменьшить отличие температуры самого близкого к датчику экрана от температуры газа (рис. 6.3, б).

Чтобы составить представление о порядках величин, рассмотрим поток газа с температурой 900 °C в трубе с темпера-

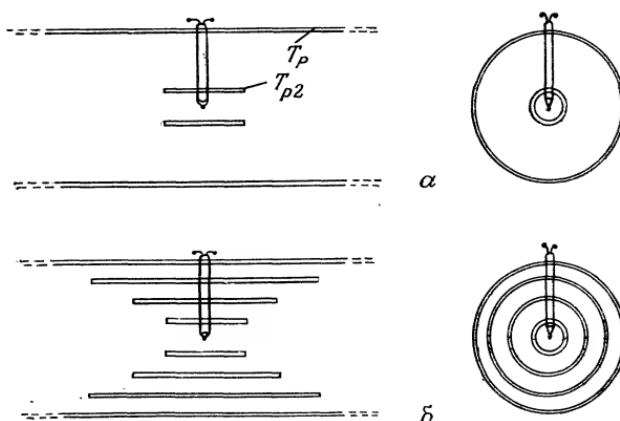


Рис. 6.3. Способы уменьшения влияния излучения стенок.
а — одиночный экран; б — несколько экранов.

турой внутренней стенки 600 °С. Расчет разности температур газа и датчика дает следующие значения: 70 °С — без экрана, 50 °С — с одним экраном, 40 °С — с двумя экранами, 20 °С — с тремя экранами, 8 °С — с четырьмя экранами и 4 °С — с пятью экранами. Однако установка экранов приводит к увеличению времени запаздывания зонда.

Влияние скорости течения. *Течение жидкостей.* Трение жидкости о поверхность корпуса зонда может вызывать нагрев, которым нельзя пренебречь. Этот нагрев зависит от формы и положения корпуса (нагрев максимальен, когда корпус расположен поперек потока жидкости), а также от свойств жидкости и скорости течения V (нагрев пропорционален $\text{Pr}^n V^2$, где Pr — число Прандтля, зависящее от вязкости жидкости, а показатель n определяется характером течения).

Так, например, при скорости $V=30$ м/с зонд, установленный поперек потока жидкости, нагревается на 0,2 °С в случае жидкости с малой вязкостью (вода, $\text{Pr}=7,5$) и на 20 °С в случае жидкости с большой вязкостью (масло, $\text{Pr}=10^4$). Обычно, если вязкость жидкости не очень велика, этим нагревом можно пренебречь при $V < 3$ м/с.

Кроме того, следует отметить, что на корпус, установленный в потоке, действуют механические нагрузки. В случае турбулентного течения пульсации скорости могут приводить к усталостному разрушению корпуса; кроме того, причиной разрушения корпуса может стать явление механического резонанса. В этом случае следует предусматривать крепления повышенной прочности.

Течение газа. Температура движущего газа может быть измерена стационарным датчиком. Эта температура называется статической температурой ($T_{\text{ст}}$). Поскольку датчик неподвижен, адиабатическое сжатие газа у его поверхности приводит к дополнительному нагреву. Обозначим через T_t температуру торможения — температуру слоя заторможенного газа у поверхности корпуса датчика. Эти температуры связаны соотношением

$$(T_t - T_{\text{ст}}) / T_{\text{ст}} = 0,5 (\gamma - 1) M^2,$$

где T_t и $T_{\text{ст}}$ выражены в кельвинах, $\gamma = c_p / c_v$, c_p и c_v — коэффициенты теплоемкости газа при постоянном давлении и объеме, соответственно, $M = V/c$ — число Маха, равное отношению скорости потока V к скорости звука c в том же потоке.

Температура корпуса T_e меньше температуры торможения обтекающего его газа T_t . Введем коэффициент восстановления температуры r :

$$r = (T_e - T_{\text{ст}}) / (T_t - T_{\text{ст}}),$$

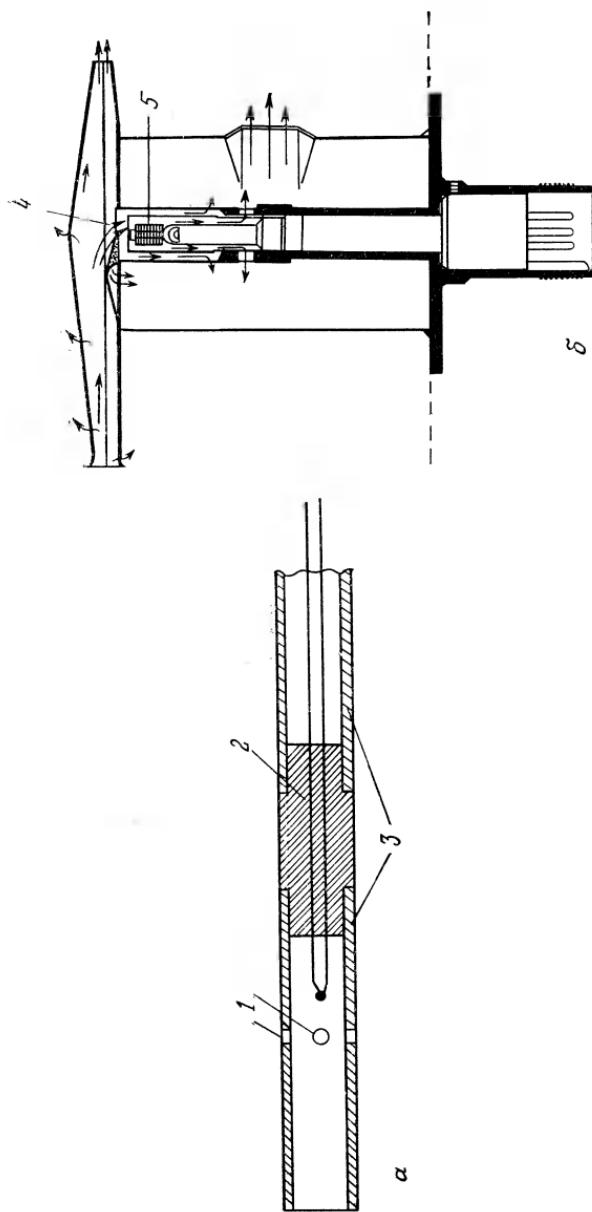


Рис. 6.4. Примеры датчиков температуры торможения.

a — датчик фирмы Prait — Whitemey; *b* — датчик фирмы Rosetopoint. *1* — отверстия; *2* — керамика; *3* — нержавеющая сталь; *4* — защита чувствительного элемента от твердых частиц; *5* — чувствительный элемент.

величина которого характеризует нагрев корпуса относительно газа; $r=1$ при $T_e=T_t$ и $r=0$ при $T_e=T_{ct}$.

Коэффициент восстановления температуры зависит от формы корпуса и направления относительно него скорости потока V . В случае цилиндрического корпуса, ось которого расположена перпендикулярно направлению скорости, $r=0,65 \pm 0,10$. Если ось корпуса параллельна направлению скорости, то $r=-0,90 \pm 0,05$. Неопределенность значения r тем меньше, чем ближе значение r к 1. Если известно значение r , то статическая температура определяется по температуре корпуса с помощью предыдущих соотношений по формуле

$$T_{ct} = T_e / [1 + 0,5r(\gamma - 1)M^2].$$

Для воздуха ($\gamma=1,4$) при значениях $M=0,5$ и $r=0,65 \pm 0,10$ получаем

$$(T_e - T_{ct})/T_{ct} = (3,2 \pm 0,5) \cdot 10^{-2}.$$

Отсюда при $T_e=300$ К находим $T_e - T_{ct} = (9,3 \pm 1,4)$ К. При $M < 0,1$ и $T_e=300$ К имеем $T_e - T_{ct} < 0,4$ К.

При больших скоростях потока неопределенность значения r может привести к недопустимо большой погрешности определения T_{ct} . В таких случаях используют зонды со значениями r , мало отличающимися от 1 и известными с высокой точностью. Тогда $T_e \approx T_t$, и подобные температурные датчики называются зондами температуры торможения (рис. 6.4).

6.3. Термометры сопротивления

6.3.1. Чувствительность к температуре

Обычно величина электрического сопротивления материала зависит от его температуры T :

$$R(T) = R_0 F(T - T_0),$$

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, изготавляемых из смесей полупроводниковых оксидов,

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

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:

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

где $\alpha_R = \frac{1}{RT} \frac{dR}{dT}$ — 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

$$v_m = (E_s/4) (\Delta R/R_0) = (E_s/4) \alpha_R \Delta T.$$

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

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

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

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 — $\Delta T_{\min} = 2,0 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}$.

Кроме температуры, сопротивление зависит также от изменения удельного сопротивления ρ и геометрических размеров. Для цилиндрической проволоки (длиною l с площадью сечения s) имеем:

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{dT} + \frac{1}{l} \frac{dl}{dT} - \frac{1}{s} \frac{ds}{dT},$$

где $(1/\rho) (d\rho/dT) = \alpha_\rho$ — температурный коэффициент сопротивления материала, $(1/l) (dl/dT) = \alpha_l$ и $(1/s) (ds/dT) = 2\alpha_l$, α_l — коэффициент линейного расширения материала. Отсюда $\alpha_R = \alpha_\rho - \alpha_l$. В рабочем диапазоне измерений порядок величины

α_p в действительности не меньше $10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$, тогда как α_l имеет порядок $10^{-5} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$. Поэтому $\alpha_R \approx \alpha_p$.

6.3.2. 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 линеаризующим резистором), величина которого определяется из условия квазилинейной зависимости измеряемого напряжения v_m от T в окрестности выбранной температуры T_i . Эта квазилинейная зависимость в действительности соответствует точке перегиба кривой $v_m(T)$ при $T=T_i$, что выражается математическим условием

$$d^2v_m/dT^2|_{T=T_i} = 0.$$

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

Линеаризующий шунт термометра сопротивления. Напряжение на клеммах двухполюсника с сопротивлением $R(T)$, который питается источником, создающим ток i , равно $v_m = iR(T)$. Для линеаризации напряжения v_m необходимо линеаризовать сопротивление двухполюсника $R(T)$ в окрестности точки $T=T_i$. Следовательно, должно выполняться условие

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

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:

$$R(T) = R_l R_c(T) / [R_l + R_c(T)].$$

Применив условие линеаризации к этому выражению, получим

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

Отсюда $R_l = 2R'^2_c(T_i)/R''_c(T_i) - R_c(T_i)$,

где $dR_c/dT = R'_c$ и $d^2R_c/dT^2 = R''_c$.

В случае металлического резистора, для которого

$$R_c(T) = R_{c0}(1 + AT + BT^2), \text{ где } T \text{ в } ^\circ\text{C},$$

$$R'_c = R_{c0}(A + 2BT), \quad R''_c = 2R_{c0}B,$$

получаем следующее выражение для R_l :

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

Если B — отрицательное число, что соответствует кривой с выпуклостью, направленной вверх, то линеаризующий 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 $B = -5,8 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$. В случае никеля, наоборот, 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. линеаризация возможна (рис. 6.5).

В случае термистора

$$R_c(T) = R_{c0} \exp \{B[(1/T) - (1/T_0)]\},$$

где T выражается в кельвинах,

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

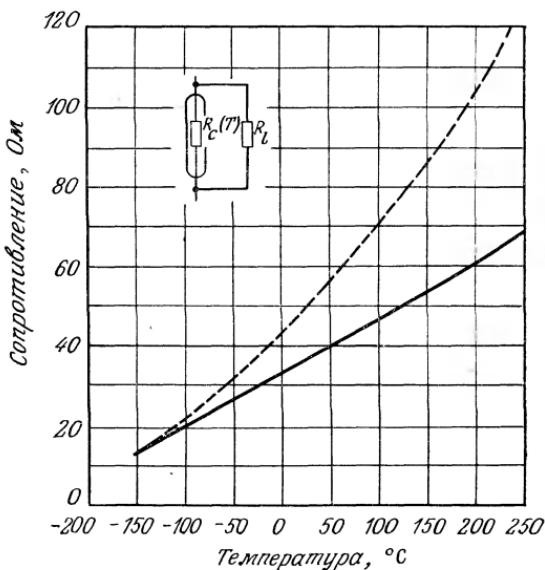


Рис. 6.5. Линеаризация характеристики никелевого зонда с сопротивлением 50 Ом в окрестности температуры 25 °С при помощи шунта с сопротивлением 150 Ом (документация Vishay — Micromesures).

— — — нелинейная характеристика; — — — линеаризованная характеристика.

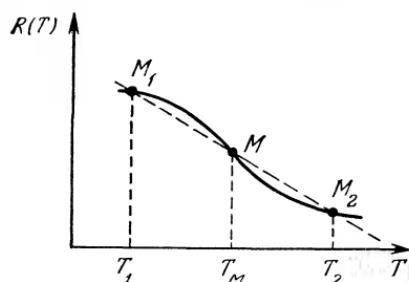


Рис. 6.6. Принцип трехточечной линеаризации.

Сопротивление R_l определяется формулой

$$R_l = R_c(T_i) \frac{[B - 2T_i]}{(B + 2T_i)},$$

где B находится в интервале значений $3000 \div 5000$ К, поэтому решение существует всегда.

Можно получить упрощенную формулу для сопротивления линеаризующего шунта R_l , которая имеет дополнитель-

ное преимущество, поскольку в нее входят только значения сопротивления датчика R_c и не входят параметры, определяющие зависимость его изменения от температуры. Обозначим через T_1 и T_2 границы интервала температур области линеаризации, а через $R_c(T_1)$ и $R_c(T_2)$ — соответствующие значения сопротивления датчика. Величина $T_M = (T_1 + T_2)/2$ соответствует середине участка линеаризации, а $R_c(T_M)$ обозначает сопротивление датчика при этой температуре. Сопротивление линеаризованного двухполюсника при температуре T_1 равно

$$R(T_1) = R_l R_c(T_1) / [R_l + R_c(T_1)]$$

и соответствует точке M_1 на графике зависимости $R=f(T)$. (рис. 6.6), а при температуре T_2 сопротивление двухполюсника равно

$$R(T_2) = R_l R_c(T_2) / [R_l + R_c(T_2)]$$

и соответствует точке M_2 на той же кривой $R=f(T)$. При идеальной линеаризации зависимость $R(T)$ в интервале значений T_1 и T_2 представляла бы собой отрезок прямой M_1M_2 . В действительности это не так, и R_l определяется из условия, что зависимость $R(T)$ пересекает отрезок M_1M_2 в его средней точке M , которая соответствует температуре T_M . Это условие для R_l выражается уравнением

$$\frac{R_l R_c(T_M)}{R_l + R_c(T_M)} = \frac{1}{2} \left[\frac{R_l R_c(T_1)}{R_l + R_c(T_1)} + \frac{R_l R_c(T_2)}{R_l + R_c(T_2)} \right].$$

Из этого уравнения получается искомое выражение для R_l :

$$R_l = \frac{R_c(T_M) [R_c(T_1) + R_c(T_2)] - 2R_c(T_1) R_c(T_2)}{R_c(T_1) + R_c(T_2) - 2R_c(T_M)}.$$

В качестве примера укажем значения характеристик линеаризующего шунта для кремниевого резистора (марка TSU 102

фирмы Texas Instruments) в интервале температур 0—100 °C (рис. 6.12). Его сопротивление равно $R_c(T_1) = 826$ Ом при $T_1 = -0$ °C, $R_c(T_2) = 1651$ Ом при $T_2 = 100$ °C, $R_c(T_M) = 1194$ Ом при $T_M = 50$ °C. Из предыдущей формулы получаем $R_l = 2585$ Ом ≈ 2600 Ом.

Чувствительность линеаризованного двухполюсника к температуре $\alpha_R(T_i)$ меньше чувствительности исходного датчика:

$$\alpha_R(T_i) = [1/R(T_i)](dR/dT)_{T=T_i}.$$

Отсюда

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

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

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

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

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

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

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

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

Сопротивление $R(T)$ будет линейным при условии

$$R_{s0}B_s = -R_{c0}B_c.$$

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

Линеаризация потенциометрической схемы. Цепь потенциометра состоит из резистора с постоянным сопротивлением R_1 , последовательно соединенного с датчиком $R_c(T)$; она питается

источником тока с э. д. с. равной E . Измеряемое напряжение, которое снимается с выводов датчика, равно

$$v_m = \frac{R_c(T)}{R_1 + R_c(T)} E.$$

Изменение v_m будет квазилинейным в окрестности температуры T_i , если сопротивления цепи удовлетворяют условию

$$(d^2 v_m / dT^2)_{T=T_i} = 0.$$

Аналогично случаю, рассмотренному выше, получаем выражение для R_1 :

$$R_1 = 2[R'^2 c(T_i)/R'_c(T_i)] - R_c(T_i) = R_l.$$

Таким образом, при одном и том же значении сопротивления R_l резистора, соединенного последовательно или параллельно с датчиком, обеспечивается линеаризация потенциометрической схемы или схемы эквивалентного двухполюсника.

В случае, когда измеряемое напряжение v_{m1} снимается с выводов резистора с постоянным сопротивлением, имеем:

$$v_{m1} = \frac{R_1}{R_1 + R_c(T)} E,$$

откуда

$$v_{m1} = E - v_m.$$

Линеаризация напряжения на выводах датчика v_m обеспечивает линеаризацию напряжения v_{m1} на выводах резистора с сопротивлением $R_1=R_l$. С другой стороны, поскольку $1/[R_1 + R_c(T)]$ представляет собой проводимость двухполюсника, образованного последовательными сопротивлениями R_1 и $R_c(T)$, она также оказывается линеаризованной, если $R_1=R_l$.

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). Измеряемое напряжение v_m пропорционально разности относительных сопротивлений:

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

Сопротивления R_3 и R_4 постоянны, поэтому линеаризация v_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 (разд. 6.3.2).

Мост уравновешивается при температуре T_i , в окрестности которой напряжение v_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 с сопротивлением R_l , соединенным последовательно или параллельно.

6.3.3. Методы измерения

С резисторными датчиками используют чаще всего схемы формирования сигнала, описанные в гл. 3 (потенциометрическая симметрическая схема с симметричным питанием, мост Уитстона с тремя или четырьмя проводами, источник постоянного тока). Первые две схемы позволяют использовать как нулевой метод отсчета, так и отсчет по разбалансу; при этом в последнем случае следует учитывать нелинейность, когда изменения сопротивления датчика в зависимости от температуры существенны.

Для высокоточных измерений используют компенсационный метод, который позволяет исключить влияние соединительных проводов. К измеряемому сопротивлению должны быть подсоединенены четыре провода — два для тока и два для измерения напряжения на его выводах. Схема представлена на рис. 6.7.

Через неизвестное сопротивление R_x и соединенный с ним последовательно резистор с эталонным сопротивлением R_e течет ток I_1 ; через прецизионный потенциометр P течет ток I_2 . Через гальванометр G ток не течет, когда выключатель C_1 замкнут, а выключатель C_2 разомкнут, так что

$$R_x I_1 = P_x I_2;$$

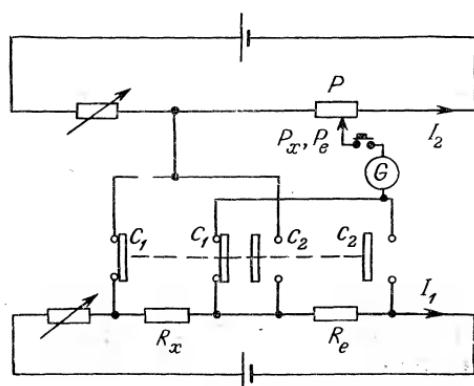


Рис. 6.7. Схема измерения сопротивления компенсационным методом.

когда выключатель C_1 разомкнут, а выключатель C_2 замкнут, имеем

$$R_e I_1 = P_e I_2.$$

Отсюда

$$R_x = (P_x/P_e) R_e.$$

Если в цепи могут возникать паразитные термо-э. д. с., эти измерения проводят дважды при противоположных направлениях токов I_1 и I_2 и находят среднее из двух определенных таким образом значений R_x .

6.3.4. Влияние измеряемого тока

При желании добиться высокой чувствительности измерений приходится существенно увеличивать ток через термометр сопротивления. В результате этого происходит нагрев датчика вследствие эффекта Джоуля, которым уже нельзя пренебречь и который необходимо уметь оценивать и уменьшать до минимума. По этой причине измеряемый ток обычно ограничивают значением порядка 1 мА (реже 10 мА).

Итак, нагрев датчика измеряемым током i вызывает соответствующее изменение его температуры

$$\Delta T_c = T_{ci} - T_c,$$

где T_{ci} — температура датчика, по которому течет ток i , а T_c — неизвестная температура, которую имел бы датчик, если бы тока не было. Температура T_{ci} определяется балансом нескольких тепловых потоков: $P_{xc} = G_{\theta xc}(T_x - T_{ci})$ — теплового потока от исследуемой среды; $P_{ac} = G_{\theta ac}(T_a - T_{ci})$ — теплового потока во внешнюю среду: $P_J = R_{ci} i^2$ — теплового потока, обусловленного эффектом Джоуля от измеряемого тока. Величина R_{ci} представляет собой электрическое сопротивление датчика при температуре T_{ci} . Тепловые проводимости $G_{\theta xc}$ и $G_{\theta ac}$ определены в разд. 6.2.1.

При тепловом равновесии сумма этих тепловых потоков равна нулю, из чего следует

$$T_{ci} = \frac{G_{\theta xc} T_x + G_{\theta ac} T_a + R_{ci} i^2}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}},$$

$$\Delta T_c = \frac{R_{ci} i^2}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}}, \text{ поскольку } T_c = \frac{G_{\theta xc} T_x G_{\theta ac} T_a}{G_{\theta xc} + G_{\theta ac}}.$$

Как было показано в разд. 6.2.1, для хорошо спроектированного температурного зонда

$$G_{\theta xc} \gg G_{\theta ac}.$$

В этом случае изменение температуры датчика, обусловленное измеряемым током, равно

$$\Delta T_c = R_{\theta xc} R_{ci} i^2.$$

Если сопротивление $R_{\theta xc}$ известно, то величина R_{ci} для заданного значения i позволяет вычислить ΔT_c и соответственно уточнить градуировочную кривую датчика. Так, например, у одного платинового зонда, установленного в неподвижном воздухе, $R_{\theta xc} = 30 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. При токе $i = 5 \text{ мА}$ измеренное сопротивление $R_{ci} = 340,23 \text{ Ом}$ соответствует температуре $T_{ci} = -684,00 \text{ }^{\circ}\text{C}$, поэтому саморазогрев датчика составит $0,25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ и уточненная измеряемая температура равна $683,75 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Значение $R_{\theta xc}$ в заданных экспериментальных условиях можно определить, выполнив два измерения сопротивления при двух различных значениях тока. Пусть R_{ci_1} и R_{ci_2} — сопротивления, измеренные при значениях тока i_1 и i_2 соответственно. Тогда

$$T_{ci_1} = T_c + R_{\theta xc} R_{ci_1} i_1^2,$$

$$T_{ci_2} = T_c + R_{\theta xc} R_{ci_2} i_2^2,$$

$$\text{откуда } T_{\theta xc} = \frac{T_{ci_2} - T_{ci_1}}{R_{ci_2} i_2^2 - R_{ci_1} i_1^2} = \frac{\Delta T_{c21}}{R_{ci_2} i_2^2 - R_{ci_1} i_1^2}.$$

Для всех других значений измеряемого тока i в одной и той же исследуемой среде величина саморазогрева зонда будет равна

$$\Delta T_c = \frac{\Delta T_{c21}}{R_{ci_2} i_2^2 - R_{ci_1} i_1^2} R_{ci} i^2,$$

где R_{ci} — величина сопротивления, измеренного в данном случае. Если сопротивления R_{ci_1} , R_{ci_2} и R_{ci} различаются незначительно, то применима приближенная формула

$$\Delta T_c = [\Delta T_{c21} / (i_2^2 - i_1^2)] i^2.$$

Другой метод исключения влияния измеряемого тока состоит в расчете величины сопротивления датчика, соответствующей току $i = 0$, по значениям R_{ci_1} и R_{ci_2} , полученным при значениях тока i_1 и i_2 . Расчет основывается на хорошо проверенной гипотезе, состоящей в том, что нагрев достаточно мал и поэтому коэффициент теплопередачи резистора α_R можно считать постоянным. Отсюда при токе, равном i_1 , имеем

$$R_{ci_1} = R_c (1 + \alpha_R \Delta T_{c1}),$$

где

$$\Delta T_{c1} = R_{\theta xc} R_{ci_1} i_1^2.$$

Аналогично, при токе i_2

$$R_{ci2} = R_c (1 + \alpha_R \Delta T_{c2}),$$

где

$$\Delta T_{c2} = R_{\theta xc} R_{ci2} i^2_2.$$

Из этих соотношений получаем

$$R_{ci1} - R_c = R_c \alpha_R R_{\theta xc} R_{ci1} i^2_1,$$

$$R_{ci2} - R_c = R_c \alpha_R R_{\theta xc} R_{ci2} i^2_2.$$

Обозначив $i_2/i_1 = n$, окончательно находим

$$R_c = \frac{(n^2 - 1) R_{ci1} R_{ci2}}{n^2 R_{ci2} - R_{ci1}}.$$

На практике необходимость внесения поправки, учитывающей саморазогрев зонда, зависит от требуемой точности измерений. Если известно максимальное значение теплового сопротивления $(R_{\theta xc})_{\max}$ в условиях измерений, то можно рассчитать максимальное значение тока, до которого поправка будет заведомо меньше допустимой погрешности. Если, например, предстоит провести измерение с погрешностью меньше $\varepsilon_T = -10^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}$, то, зная максимальное значение теплового сопротивления $(R_{\theta xc})_{\max}$, можно определить максимальное значение i , до которого нагрев будет меньше некоторой части от ε_T , например, $\Delta T_{ci} < 0,2\varepsilon_T$.

Тогда

$$i < \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-2}}{(R_{\theta xc})_{\max} R_c}}.$$

Таким образом, для случая $(R_{\theta xc})_{\max} = 70 \text{ } ^\circ\text{C/Bт}$ в неподвижном воздухе и R_c порядка 300 Ом получаем условие $i < 1 \text{ мА}$. Но если тот же зонд установить в движущейся жидкости, то его максимальное тепловое сопротивление будет равно $(R_{\theta xc})_{\max} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/Bт}$. В этом случае можно допустить измеряемый ток, более чем в 5 раз превышающий предыдущий, и при этом саморазогрев будет не более $2 \cdot 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}$.

Отметим, что мощность, рассеиваемая датчиком вследствие эффекта Джоуля, максимальна, если его сопротивление равно сопротивлению питающего его эквивалентного генератора. Если датчик включен в мост Уитстона, который питается источником напряжения, то рассеиваемая мощность будет максимальна, когда сопротивление датчика равно сопротивлению смежного плеча, по которому течет тот же ток.

6.3.5. Металлические термометры сопротивления

Элементарная теория электропроводности металлов. Электрический ток в металлах представляет собой движение свободных электронов. Идеальная кристаллическая решетка не

создает сопротивления для их движения, и ее электрическое сопротивление равно нулю. Причиной сопротивления является неидеальная периодичность кристаллической решетки, которая обусловливается, с одной стороны, тепловыми колебаниями атомов, и, с другой стороны, нарушениями периодичности, или дефектами кристаллической решетки. Согласно классической теории, электрон (массой m с зарядом q), ускоренный электрическим полем E , претерпевает столкновения, при которых его скорость каждый раз обращается в нуль. Обозначим через τ время релаксации — среднее значение интервала времени между двумя соударениями, через $n_c = 1/\tau$ — среднее число соударений в секунду. Уравнение движения электрона в направлении приложенного электрического поля

$$m(d^2x/dt^2) qE$$

позволяет определить среднюю скорость перемещения электронов:

$$v = (q\tau/2m) E.$$

Если число свободных электронов в единице объема равно N , то плотность тока будет определяться уравнением

$$j = Nqv = (Nq^2\tau/2m) E,$$

а удельное сопротивление выражается формулой

$$\rho = 2m/Nq^2\tau.$$

Все физические величины, влияющие на τ и, следовательно, на число соударений в секунду, влияют на удельное сопротивление.

Влияние температуры. Каждый атом кристаллической решетки (массой M) колеблется относительно своего среднего положения, и на него действует восстанавливающая сила Cx (x — отклонение от положения равновесия). Уравнение движения

$$M(d^2x/dt^2) + Cx = 0$$

позволяет определить среднюю потенциальную энергию атома $w = \frac{1}{2}Cx^2$ и частоту колебаний $v = (\frac{1}{2}\pi)\sqrt{C/M}$.

Характеристическая дебаевская температура Θ определяется соотношением

$$hv = k\Theta,$$

где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·С — постоянная Планка, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К⁻¹ — постоянная Больцмана. Эта температура рав-

на 375 К для Ni, 333 К для Cu и 240 К для Pt. При $T > \Theta$

$$w = 1/2kT,$$

следовательно,

$$\bar{x}^2 = (k/C) T = \hbar^2 T / 4\pi^2 k M \Theta^2.$$

Время релаксации τ обратно пропорционально x^2 , поэтому при $T > \Theta$

$$\rho \sim (1/NM\Theta^2) T.$$

Но на самом деле в рассматриваемой области температур удельное сопротивление изменяется не строго линейно, что объясняется, в зависимости от конкретных условий, расширением кристаллической решетки с ростом температур и влиянием на τ энергии электронов. При низких температурах ($T \ll \Theta$) удельное сопротивление не является квазилинейной функцией T и уменьшается быстрее с падением температуры — обычно как T^n ($n > 1$).

Влияние примесей и дефектов кристаллической решетки. Наличие примесей или дефектов кристаллической решетки увеличивает частоту соударений; к числу соударений, обусловленных тепловыми колебаниями, $n_c(T)$, прибавляется число столкновений, обусловленных примесями внедрения и дефектами кристаллической решетки $n_c(i)$:

$$\begin{aligned} n_c &= n_c(T) = n_c(i), \\ \text{т. е.} \quad 1/\tau &= 1/\tau(T) + 1/\tau(i). \end{aligned}$$

Предыдущее выражение для удельного сопротивления распадается соответственно на два члена:

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{2m}{Nq^2} \frac{1}{\tau(T)} + \frac{2m}{Nq^2} \frac{1}{\tau(i)}, \\ \text{т. е.} \quad \rho &= \rho(T) + \rho(i). \end{aligned}$$

При очень низких температурах $\rho(T) \ll \rho(i)$, т. е. удельное сопротивление перестает зависеть от температуры и зависит только от концентрации примесей и дефектов кристаллической решетки металла. В этом состоит правило Маттисена.

Чувствительность к температуре α_ρ определяется соотношением

$$\begin{aligned} \alpha_\rho &= (1/\rho) (\partial\rho/\partial T), \\ \text{т. е.} \quad \alpha_\rho &= \frac{1}{\rho(T) + \rho(i)} \frac{\partial\rho(T)}{\partial T}. \end{aligned}$$

Наличие атомов внедрения или структурных дефектов, учитываемое членом $\rho(i)$, приводит к снижению чувствительности. Этим объясняется важное значение чистоты металлов и отсутствия внутренних напряжений для обеспечения максимальной и строго определенной чувствительности к температуре.

Критерии выбора металла. В зависимости от диапазона температур и других предъявляемых требований, термометры сопротивления изготавливаются из платины, никеля и, реже, из меди и вольфрама. Можно получить платину очень высокой чистоты (99,999%), что позволяет очень точно определять ее электрические характеристики. 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 интервале температур от -200 до 1000°C , если это позволяет защитный корпус.

Интерес к никелю обусловлен его высокой чувствительностью к температуре. В интервале температур $0 \div 100^{\circ}\text{C}$ 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, при прочих равных условиях, приходится использовать более длинные проводники, что может приводить к недопустимо большим габаритам измерительной установки.

Удельное сопротивление вольфрама более чувствительно к температуре, чем у платины, при температурах ниже 100 K . Вольфрам может применяться при более высоких температурах, чем платина, и имеет лучшую линейность удельного сопротивления. Из него можно изготавливать очень тонкие проволоки, позволяющие получать большие сопротивления или, при заданном сопротивлении, — 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. 6.6 представлены значения некоторых физических параметров рассмотренных выше металлов: температуры плавления T_f , удельной теплоемкости c при температуре 20°C ,

Таблица 6.6. 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
$\lambda_t, \text{Вт}\cdot^\circ\text{C}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$	400	90	73	120
$\alpha_l, ^\circ\text{C}^{-1}$	$16,7\cdot 10^{-6}$	$12,8\cdot 10^{-6}$	$8,9\cdot 10^{-6}$	$6\cdot 10^{-6}$
$\rho, \text{Ом}\cdot\text{см}$	$1,72\cdot 10^{-8}$	$10\cdot 10^{-8}$	$10,6\cdot 10^{-8}$	$5,25\cdot 10^{-8}$
$\alpha_o, ^\circ\text{C}^{-1}$	$3,9\cdot 10^{-3}$	$4,7\cdot 10^{-3}$	$3,9\cdot 10^{-3}$	$4,5\cdot 10^{-3}$

коэффициента теплопроводности λ_t , коэффициента линейного расширения α_l , удельного сопротивления ρ при температуре 20°C , температурного коэффициента сопротивления α_o при температуре 20°C .

Конструкция термометра сопротивления. Значения сопротивления и размеры провода. Изменение сопротивления вследствие нагрева $\Delta R=R\alpha_R\Delta T$ создает измеряемое изменение напряжения $v=\Delta Ri$, где i — измеряемый ток (который ограничен величиной, составляющей несколько миллиампер, с целью снижения саморазогрева зонда). Поэтому, чтобы получить достаточно высокую чувствительность, необходимо использовать сравнительно большие сопротивления, что достигается уменьшением площади поперечного сечения проволоки (которое ограничено условием обеспечения механической прочности) и увеличением ее длины (которое ограничено допустимыми габаритами измерительной установки).

Удовлетворительное компромиссное решение обычно получается посредством задания сопротивления, равного 100 Ом при температуре 0°C . Из этого условия для платины получается диаметр проволоки порядка нескольких десятков микрометров при длине проволоки приблизительно 100 мм. После намотки проволоки длина зонда получается порядка 1 см. В продаже имеются зонды с сопротивлениями при 0°C , равными 50, 500 и 1000 Ом. Зонды с более высокими сопротивлениями применяются при низких температурах, при которых таким путем удается сохранять высокую чувствительность измерений.

Зонды, погружаемые в исследуемую среду. Такие термометры сопротивления предназначены для погружения в среду, температура которой измеряется, и состоят из проволочной спирали. Последняя может быть безындукционной, что позволяет проводить измерения на переменном токе и снижает паразитную индуктивность цепи. Конструкция зонда должна

обеспечивать: а) необходимый диапазон измерения температур; б) защиту от химического воздействия; в) защиту от ударов и вибраций; г) воспроизводимость измерений (обусловленную стабильностью чувствительности сопротивления к температуре); д) необходимое быстродействие (которое тем выше, чем меньше теплоемкость зонда и тепловое сопротивление между датчиком и исследуемой средой).

Для платиновых термометров сопротивления, используемых в качестве эталонов (рис. 6.8), основными являются требования (а), (б) и (г), поскольку при таком применении зонда в процессе измерения обычно не допускаются удары и вибрации. Проволока наматывается на изолятор (кварц, керамика); точечное крепление позволяет ей свободно расширяться, но мешает ее стойкости в отношении ударов и вибраций. Спираль закрывается стальным герметичным кожухом, а провода выводятся через изоляторы. Кожух заполняется химически инертным газом с высокой теплопроводностью (например, гелием), однако и в этом случае тепловая связь с кожухом остается более инерционной, чем при использовании теплового контакта через твердый заполнитель.

Необходимость защиты от ударов и вибраций при промышленном использовании термометров сопротивления обуславливает использование зондов с намоткой в стеклянной или керамической изоляции, защищенных герметичным стальным корпусом (рис. 6.9).

В этом случае необходимо позаботиться о соответствии коэффициентов расширения изоляции и металла датчика, чтобы исключить возможность возникновения напряжений в последнем, а также о надежности изоляционных свойств изолятора и исключении в нем условий для электролиза, способного воздействовать на металл. По этой причине для каждого изолятора существует определенная предельная рабочая температура (500°C для стекла и 1000°C для керамики). Низкое тепловое сопротивление изолятора обычно позволяет обеспечить удовлетворительное время установления показаний — порядка 1 с в воде ($v=0,2 \text{ м/с}$) и несколько десятков секунд в воздухе ($v=1 \text{ м/с}$).

Значительного уменьшения постоянной времени запаздывания (в 3 раза) удается достичь путем использования технологии изготовления интегральных схем, которая позволяет получать платиновые сопротивления в виде пленки, нанесенной на подложку из поликорда и защищенной тонким слоем керамики. Следует отметить, что в этом случае изменение сопротивления пленки в зависимости от температуры отличается от соответствующего соотношения для платиновой проволоки. Чувствительность α_R пленки при температуре 300 K составляет

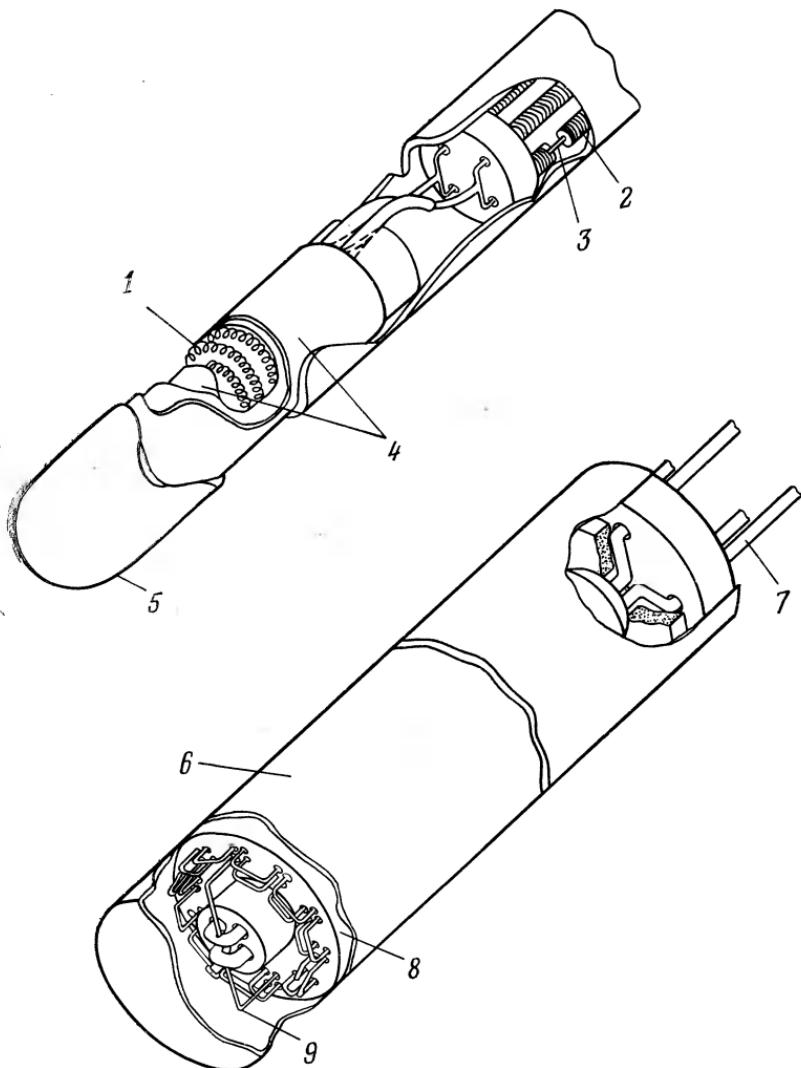


Рис. 6.8. Примеры конструкций платинового эталонного термометра сопротивления (документация фирмы Rosemount).

1 — платиновая спираль, расположенная между двумя изоляционными слоями; 2 — керамика; 3 — вывод; 4 — внутренняя и внешняя платиновые крепежные трубка; 5 — защитный кожух; 6 — платиновый защитный корпус; 7 — вывод; 8 — керамическая трубка; 9 — платиновая проволока.

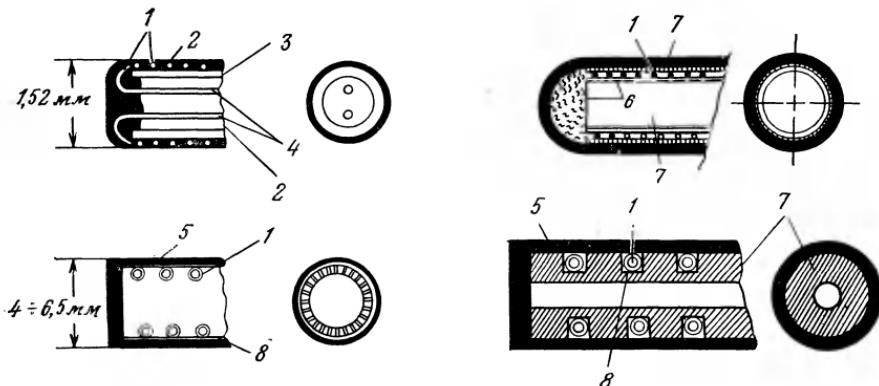


Рис. 6.9. Примеры конструкции платиновых термометров сопротивления (документация фирмы Rosemount).

1 — платиновая проволока; 2 — керамика; 3 — платиновая трубка; 4 — выводы; 5 — кожух; 6 — изолятор; 7 — каркас; 8 — клей.

30÷80 % чувствительности проволоки. Кроме того, при низких температурах большое остаточное сопротивление значительно снижает чувствительность.

Выводы термометра сопротивления (четыре у эталонных зондов и два у промышленных) обычно изготавливаются из платины или никеля. Их диаметр должен быть достаточно большим, чтобы сопротивление и его изменения с температурой оставались малыми по сравнению с соответствующими величинами самого датчика.

Поверхностные зонды. Эти датчики предназначены для измерения температур на поверхностях и по виду похожи на тензометрические (рис. 6.10). Они изготавливаются фотохимическим методом обычно из никеля, железо-никелевых сплавов или, для самых точных измерений, из платины. Толщина металла составляет несколько микрометров, размеры резистора порядка 1 см. Характеристики этих зондов следующие: чувствительность сопротивления к температуре порядка $5 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ для никеля и железо-никелевых сплавов, $3,98 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ для платины; рабочие диапазоны температур от -195 до $260 \text{ }^{\circ}\text{C}$ для никеля и железо-никелевых сплавов и от -260 до $1400 \text{ }^{\circ}\text{C}$ для платины.

Зависимость сопротивления никеля и железо-никелевых сплавов от температуры имеет значительную нелинейность. Сигнал датчика линеаризуется рассмотренными выше методами (разд. 6.3.2): посредством параллельного присоединения резистора постоянного сопротивления или последовательного присоединения резистора с противоположным отклонением сопротивления от линейной зависимости.

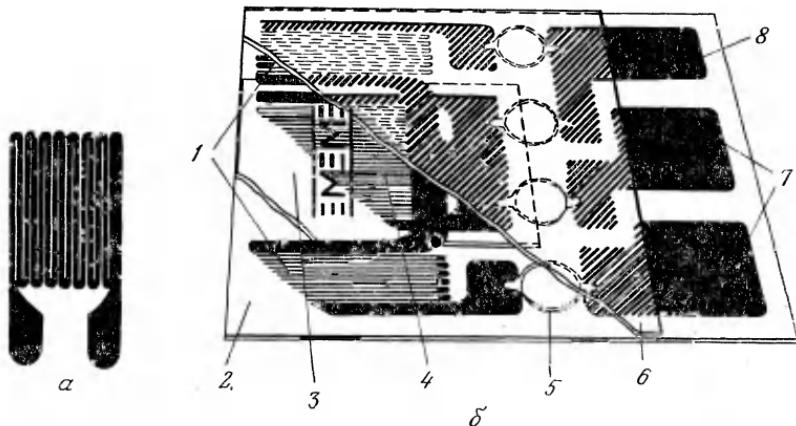


Рис. 6.10. Поверхностный зонд температуры (документация фирмы Vishay — Micromesures).

a — плоская никелевая спираль; *б* — зонд с характеристикой, линеаризованной по-средством последовательного соединения никелевой спирали с двумя мангановыми спиралью (их отклонения от линейной зависимости противоположны). 1 — манганиновые спирали; 2 — плата; 3 — промежуточный защитный слой; 4 — никелевая спираль; 5 — тепловой компенсатор; 6 — защитная пластина; 7 — измерительные выводы; 8 — вывод для градуировки.

Зонды наклеиваются на поверхность, температуру которой необходимо измерить. Большая величина отношения площади поверхности зонда к его объему и малое тепловое сопротивление между зондом и поверхностью обеспечивают очень малые значения времени запаздывания (порядка 1 мс). Следует отметить, что термометрический зонд в принципе, как и тензодатчик, чувствителен к деформациям образца, на который он наклеен. Тем не менее, если исключить случаи очень больших деформаций и малых изменений температуры, то температурное изменение сопротивления оказывается значительно больше изменения сопротивления вследствие деформации. Последнее меньше при сжатии, поэтому если невозможно наклеить датчик в зоне нулевой деформации, то лучше его установить в зоне сжатия.

Другим источником возможной погрешности является неравномерное расширение датчика и образца. Влияние этого явления особенно существенно при температурах, превышающих температуру окружающей среды. Поэтому к датчикам изготовителем прилагаются таблицы значений $R(T)$ в зависимости от материала образца.

Зависимость сопротивления от температуры. Платина. В диапазоне температур приблизительно от -200 до 650°C по величине сопротивления проволоки из чистой платины

можно определить температуру (с погрешностью, не превышающей $\sim 0,1^{\circ}\text{C}$) по формуле Календана — ван Дюсена¹⁾:

$$\frac{R(T)}{R(0)} = 1 + \alpha \left[T - \delta \frac{T-100}{100} \frac{T}{100} - \beta \frac{T-100}{100} \left(\frac{T}{100} \right)^3 \right],$$

где T выражается в $^{\circ}\text{C}$ и $\beta=0$ при $T>0^{\circ}\text{C}$. Экстраполяция этой формулы до температуры затвердевания золота, равной $1064,43^{\circ}\text{C}$ при нормальном атмосферном давлении, приводит к погрешностям, не превышающим 2°C . Формула Календана — ван Дюсена эквивалентна соотношению

$$R(T)/R(0) = 1 + AT + BT^2 + C(T-100)T^3,$$

где $A=\alpha(1+\delta/100)$, $B=-\alpha\delta \cdot 10^4$, $C=-\alpha\beta \cdot 10^{-8}$ при $T<0^{\circ}\text{C}$ и $C=0$ при $T>0^{\circ}\text{C}$. Четыре значения сопротивления R , измеренные при точно известных температурах, позволяют определить требуемые характеристики. Здесь $R(0)$ — сопротивление, измеренное при температуре 0°C ; α вычисляется по предыдущей величине и сопротивлению, измеренному при температуре 100°C : $\alpha=[R(100)-R(0)]/100R(0)$; δ можно вычислить, измерив сопротивление, например, при температуре кипения серы ($444,4^{\circ}\text{C}$ при нормальном атмосферном давлении).

Величина β определяется путем измерений при низкой температуре, обычно при температуре кипения кислорода ($-182,97^{\circ}\text{C}$ при нормальном атмосферном давлении).

Для резисторов из платины высокой чистоты, не имеющей внутренних механических напряжений, изготовитель датчиков (фирма Rosemount) приводит следующие значения: $\alpha=-0,00392$, $\delta=1,492$, $\beta=0,11$ при $T<0^{\circ}\text{C}$ и $\beta=0$ при $T>0^{\circ}\text{C}$. Отсюда $A=3,90802 \cdot 10^{-3}$; $B=5,80195 \cdot 10^{-7}$; $C=-4,27350 \cdot 10^{-12}$ при $T<0^{\circ}\text{C}$ и $C=0$ при $T>0^{\circ}\text{C}$.

Однако даже для платины очень высокой чистоты невозможно определить единственные и точные значения этих параметров, поскольку даже небольшие изменения концентрации примесей могут заметно влиять на сопротивление, особенно при очень низких температурах (влияние остаточного сопротивления). Кроме того, крепление датчика на державке и оборудование его, при необходимости, защитным кожухом, могут вызвать механические напряжения (неравномерное расширение), которые влияют на чувствительность датчика к температуре. Поэтому для обеспечения взаимозаменяемости датчиков, используемых в промышленности, установлены стандарты

¹⁾ Как здесь, так и во всех последующих соотношениях данной главы речь идет о величинах температур, выраженных в шкале МПШТ-68. — Прим-ред.

Таблица 6.7. Характеристики платиновых термометров сопротивления

Температура, °C	Стандартные значения R , Ом	Допуски	
		R , Ом	T , °C
-60	69,5	±1,0	±2,1
0	100,0	±0,1	±0,2
100	161,7	±0,8	±1,1
180	223,1	±1,3	±1,5

изменения сопротивления платины в зависимости от температуры. Разумным выбором степени чистоты платины с учетом влияния крепления и защитного корпуса сопротивления фирма-изготовитель гарантирует выполнение стандарта с заданной точностью, которая учитывает одновременно погрешность сопротивления при температуре 0 °C и отклонения значений различных коэффициентов в зависимости сопротивления от температуры. Одним из стандартов, который чаще всего соблюдаются при измерениях, является стандарт DIN 43760 (таблицы основных значений сопротивления и соответствующих им допусков приведены в приложении к этой главе).

Сопротивление из никеля. В диапазоне температур от -60 до +70 °C зависимость сопротивления никеля от температуры удовлетворительно описывается формулой

$$R(T) = R_0(1 + AT + BT^2),$$

где T выражается в °C, R_0 — сопротивление при температуре 0 °C, $A = 5,49167 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ и $B = 6,666667 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$.

В стандарте DIN 43760 приведен ряд значений сопротивления в диапазоне температур от -60 до 180 °C, а также величины допусков (табл. 6.7).

6.3.6. Термисторы

Общие характеристики. Основное отличие термометров сопротивления 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 °C в контролируемой атмосфере. Метал-

лические выводы припаиваются к двум точкам предварительно металлизированной поверхности полупроводника. Термисторы выпускаются в виде дисков, цилиндров, колец, шариков. Чувствительный элемент может иметь защитный корпус или капсулу. 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 теплоемкость, т. е. малую инерционность.

Надежность термистора зависит от его конструкции и условий эксплуатации. Защитный корпус или капсула термистора защищает его от химического воздействия и повышает надежность. Следует избегать тепловых ударов, поскольку они могут привести к растрескиванию материала термистора. Температурный диапазон применения термисторов различных типов — от нескольких градусов абсолютной температуры приблизительно до 300 °С. 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 $\pm 10\%$.

Элементарная теория проводимости термисторов. В общем случае проводимость полупроводника σ выражается соотношением

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p),$$

где μ_n и μ_p — подвижность, соответственно, свободных электронов концентрации n , и дырок концентрации p ; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — их заряд. В противоположность металлам, температура которых влияет, главным образом, на подвижность электронов, а их концентрация (плотность) остается постоянной, температура полупроводников влияет, в основном, на концентрацию свободных зарядов. Тепловое движение разрывает межатомные связи и создает электронно-дырочные пары. Число пар G , образующихся при этом в единицу времени в единице объема, равно

$$G = AT^\alpha \exp(-qE_i/kT),$$

где T — абсолютная температура полупроводника, E_i — энергия разрыва одной связи, A и α — константы данного материала. Однако свободный электрон и дырка могут рекомбиниро-

вать и восстанавливать связь. Число рекомбинаций в единице времени в единице объема R пропорционально концентрациям свободных зарядов n и p

$$R = r \cdot np,$$

где r — коэффициент рекомбинации. Поскольку $n=p$ (условие образования пар), получаем $R=rn^2$. В состоянии равновесия концентрация свободных зарядов постоянна: $G=R$. Следовательно,

$$n = (AT^a/r)^{1/2} \exp(-qE_i/2kT).$$

Если учесть влияние температуры T на подвижности μ_n и μ_p , то проводимость можно представить в виде соотношения

$$\sigma = CT^b \exp(-\beta/T),$$

где C и b — характеристические константы материала, значения которых изменяются от 1 до 4, а $\beta=qE_i/2k$.

Взаимосвязь между сопротивлением и температурой. Формула проводимости σ , приведенная в предыдущем разделе, позволяет представить сопротивление в виде

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

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

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

Поскольку в выражении для сопротивления экспоненциальный член является определяющим, это выражение обычно записывают в упрощенной форме

$$R(T) = R_0 \exp B(1/T - 1/T_0)$$

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. 6.11, *a* дан пример зависимости сопротивления одного термистора (марки UUA 32 J4 фирмы Omega) от $1/T$ (в полулогарифмической системе координат). На рис. 6.11, *б* приведена зависимость α_R от T для того же термистора. Величина α_R уменьшается с ростом температуры, но все же ее значения в рабочем диапазоне остаются значительно выше,

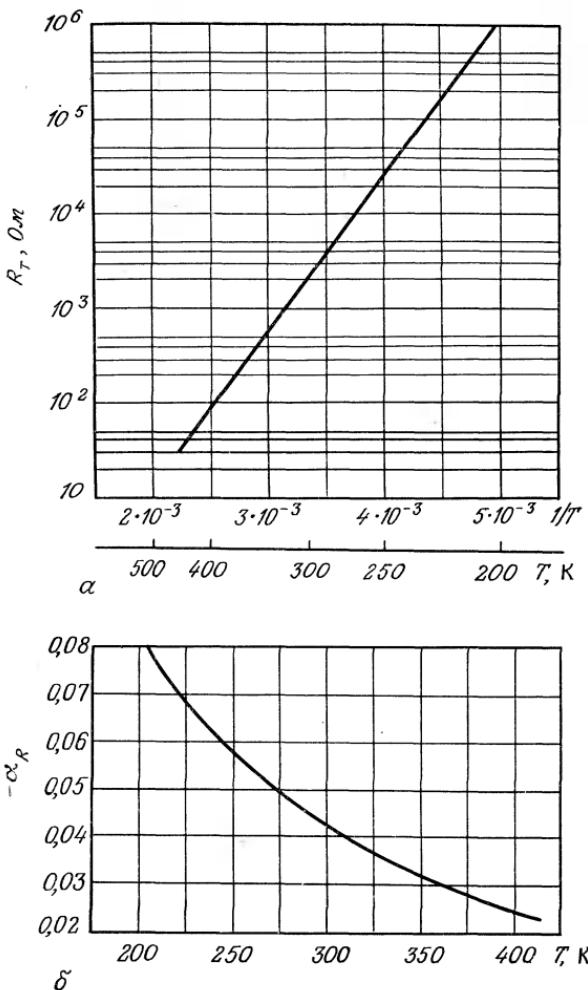


Рис. 6.11. Изменение характеристик термистора UAA 32 J4 в зависимости от температуры (данные фирмы Omega Eng.).

а — сопротивление; б — чувствительность к температуре.

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. Так, для рассмотренного термистора $B = 4111$ К при 100°C и $B = 4130$ К при 110°C .

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.

Изменение сопротивления в зависимости от температуры может быть очень большим, а измерительная аппаратура обычно применяется с изменением сопротивлений в ограниченном диапазоне. Поэтому термисторы, как правило, используют в довольно узком интервале температур, охватывающем $50 \div 100$ °C. Если необходимо провести измерения в более широком диапазоне температур, приходится последовательно использовать различные термисторы с соответственно подобранными сопротивлениями.

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.

6.3.7. 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 $0,7\%/\text{°C}$ при температуре 25 °C; более слабая зависимость сопротивления от температуры позволяет осуществить линеаризацию 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. 6.12). Взаимозаменяемость этих резисторов очень хорошая; она обеспечивается высокой точностью и стабильностью технологии изготовления. Рабочий диапазон температур от —50 до 120 °C.

Эти резисторы изготавливаются по планарной технологии посредством диффузии примесей (обычно типа *n*) через отверстие маски в пластинку монокристаллического кремния. Строгий контроль параметров, определяющих величину сопротив-

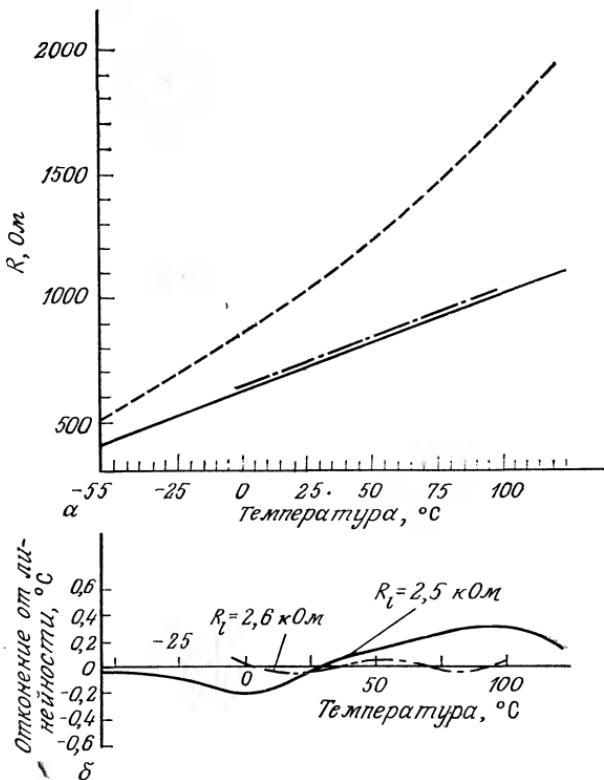


Рис. 6.12. Линеаризация характеристик кремниевого зонда с помощью параллельно присоединенного резистора с постоянным сопротивлением R_l (данные фирмы Texas Instruments).

a — изменение сопротивлений в зависимости от температуры; *б* — нелинейность линеаризованного датчика; — нелинеаризованный зонд; — линеаризация в диапазоне от 0 до 100 °C, $R_l=2,6$ кОм; — линеаризация в диапазоне от -55 до 125 °C; $R_l=2,5$ кОм.

ления, 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 (рис. 8.10). При температурах ниже ~ 120 °C в рабочем диапазоне кремниевых датчиков величина сопротивления увеличивается с ростом температуры вследствие снижения подвижности носителей заряда, концентрация которых остается практически постоянной. Последняя определяется количеством диффундировавших в кремний примесей и значительно превосходит концентрацию носителей заряда, образующихся вследствие термической иониза-

ции кремния (образования электронно-дырочных пар). Температурный коэффициент сопротивления тем меньше, чем больше концентрация диффундировавших 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.

6.4. Измерение температуры термопарой

6.4.1. Общие положения. Чувствительность к температуре

Термопара, образованная двумя проводниками A и B , два спая которых находятся при температурах T_1 и T_2 , создает э. д. с. $E_{A/B}^{T_2 T_1}$, зависящую, с одной стороны, от материала проводников A и B и, с другой стороны, от температур T_1 и T_2 . Обычно температура одного спая постоянна и известна; она служит опорной (нулевой) точкой $T_1 = T_r$. Температура другого спая T_2 является температурой T_c , которую приобретает этот спай в исследуемой среде с температурой T_x . Температура T_c зависит от T_x и тепловых потоков, которые могут устанавливаться между спаем и другими объектами или средами, как было показано в разд. 6.2.1. Поскольку измерительная информация поступает от спая, размеры которого могут быть очень малыми, это обеспечивает высокое быстродействие и позволяет проводить точечные измерения температуры. Указанные две особенности определяют преимущество применения термопар по сравнению с термометрами сопротивления. Другое достоинство термопары заключается в вырабатываемом сигнале — э. д. с., для измерения которого не требуется пропускать ток через датчик, поэтому не возникает, как в случае термометров сопротивления, никакой погрешности, связанной с саморазогревом, что существенно для измерений в системах с малой тепловой инерцией или при низких температурах.

Недостаток термопары заключается в том, что для измерения необходимо знать температуру опорного спая. Любая погрешность T_r дает погрешность такого же порядка в T_c .

Э. д. с. термопары в широком диапазоне температур является нелинейной функцией T_c (рис. 6.13). Нелинейность зависимости э. д. с. термопары от температуры выражается полиномом. Для термопары каждого типа существует стандарт,

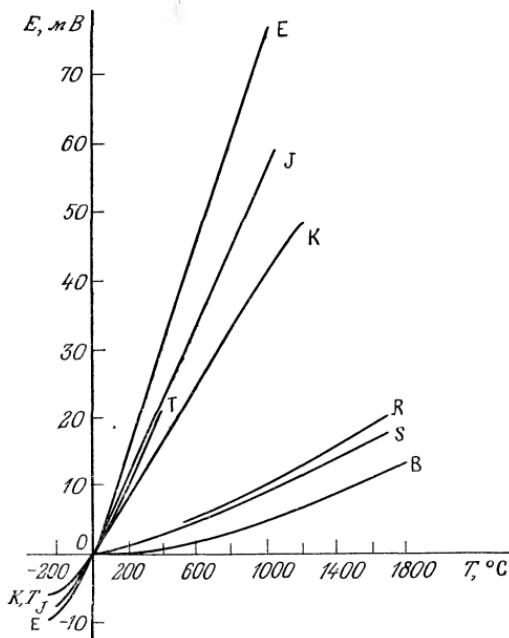


Рис. 6.13. Изменение э. д. с. различных термопар в зависимости от температуры.

Е — хромель — константан; J — железо — константан; Т — медь — константан; K — хромель — алюминий; R — платинородий (13% Rh) — платина; S — платинородий (10% Rh) — платина; В — платинородий (30% Rh) — платинородий (6% Rh).

в котором приводятся таблица значений э. д. с. E в зависимости от температуры T и полином, описывающий алгебраическую зависимость E от T , которая соответствует таблице. Например, для термопары платинородий (30% Rh) — платинородий (6% Rh) согласно французскому стандарту NF C 42-321 в диапазоне температур от 0 до 1820 °C

$$E = \sum_{i=0}^{i=8} a_i T_i,$$

где E выражается в мкВ, T — в °C,

$$\begin{aligned} a_0 &= 0, & a_1 &= -2,4674601620 \cdot 10^{-4}, \\ a_3 &= -1,4307123430 \cdot 10^{-6}, & a_4 &= 2,1509149750 \cdot 10^{-9}, \\ a_6 &= 2,4010367459 \cdot 10^{-15}, & a_7 &= -9,0928148159 \cdot 10^{-19}, \\ a_2 &= 5,9102111169 \cdot 10^{-8}, \\ a_5 &= -3,1757800720 \cdot 10^{-12}, \\ a_8 &= 1,3299505137 \cdot 10^{-22}. \end{aligned}$$

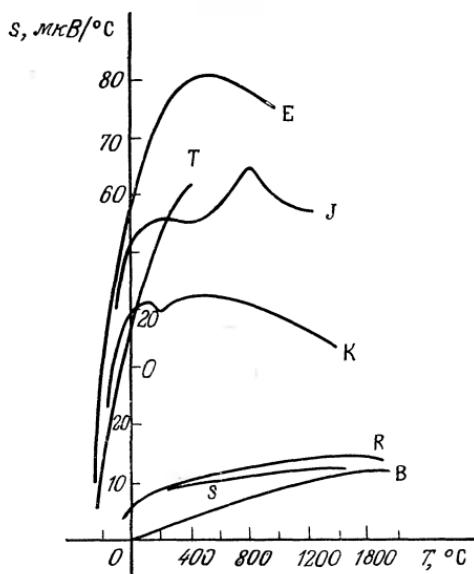


Рис. 6.14. Зависимость термоэлектрической способности различных термопар от температуры.

Обозначения соответствуют рис. 6.13.

Для других термопар полный рабочий диапазон делится на несколько отрезков и в стандарте для каждого из них дается полином, описывающий табулированную зависимость E от T . Если в довольно широком диапазоне температур нельзя считать зависимость э.д.с. линейной, то в ограниченной области это допустимо. Ширина такой области зависит от требуемой точности.

Термопары в зависимости от их типа применимы от очень низких температур (от -270 °C для термопары медь — сплав серебра с кобальтом) до очень высоких температур (2700 °C для термопары вольфрам-рений (5% Re) — вольфрам-рений (26% Re)). В последнем случае они позволяют измерять значительно более высокие температуры, чем термометры сопротивления (приблизительно на 1400 °C).

Чувствительность термопары к температуре, или термоэлектрическая способность s при температуре T_c определяется соотношением

$$s(T_c) = dE_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}} / dT_c.$$

Она зависит от температуры и выражается в мкВ/°C (рис. 6.14). Например, для термопары железо — константан $s(0$ °C) = $52,9$ мкВ/°C, $s(700$ °C) = $63,8$ мкВ/°C, а для термопары платино-

родий (10% Rh) — платина $s(0^\circ\text{C}) = 6,4 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$, $s(1400^\circ\text{C}) = 11,93 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$. Таким образом, как следует из разд. 6.3.1, чувствительность термопар значительно ниже чувствительности измерительных установок с термометрами сопротивления.

6.4.2. Термоэлектрические эффекты

Термоэлектрические явления, происходящие в металлических или полупроводниковых цепях, показывают, что в них, помимо эффекта Джоуля, происходит преобразование энергии теплового движения в электрическую энергию движущихся зарядов.

Эффект Пельтье. В соединении двух различных проводников A и B с одинаковой температурой T (рис. 6.15, a) устанавливается разность потенциалов, называемая э. д. с. Пельтье, которая зависит только от природы проводников и их температуры,

$$v_M - v_N = P^T_{A/B}.$$

Согласно закону Вольта, в изотермической замкнутой цепи, составленной из различных проводников, сумма э. д. с. Пельтье равна нулю. Отсюда для цепи, состоящей из металлических проводников A , B , C (рис. 6.15, b), имеем

$$P^T_{A/B} + P^T_{B/C} + P^T_{C/D} + P^T_{D/A} = 0.$$

В противном случае должны возникать ток в замкнутом контуре и диссипация энергии вследствие эффекта Джоуля, что

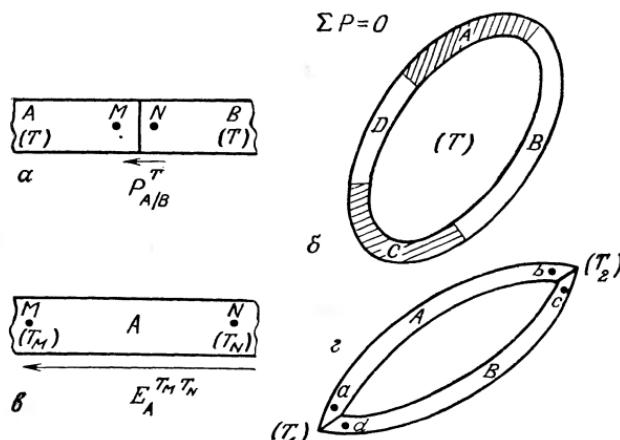


Рис. 6.15. Термоэлектрические эффекты.

a — эффект Пельтье; b — закон Вольта; c — эффект Томсона; d — эффект Зеебека.

противоречило бы теореме Карно, согласно которой система с постоянной температурой не может быть источником энергии. Предыдущее соотношение можно записать также в виде

$$P^T_{A/B} + P^T_{B/C} + P^T_{C/D} = -P^T_{D/A},$$

или $P^T_{A/B} + P^T_{B/C} + P^T_{C/D} = P^T_{A/D},$

поскольку $P_{A/D}^T = -P_{D/A}^T$. Отсюда следует, что если два проводника A и D соединены промежуточными проводниками, то в изотермической цепи разность потенциалов между крайними проводниками A и D будет такой же, как и при непосредственном соединении этих проводников.

Эффект Томсона. Между двумя точками M и N однородного проводника A (рис. 6.15, σ) с различными температурами возникает э. д. с., которая зависит только от природы проводника и температур T_M и T_N :

$$E_A^{T_M T_N} = \int_{T_N}^{T_M} h_A dT.$$

Эта величина называется э. д. с. Томсона; здесь h_A — зависящий от температуры коэффициент Томсона для проводника A . Закон Магнуса гласит, что если концы цепи изготовлены из одного и того же проводника и находятся при одинаковой температуре, то э. д. с. Томсона равна нулю.

Эффект Зеебека. Рассмотрим замкнутую цепь, состоящую из двух проводников A и B , спаи которых находятся при температурах T_1 и T_2 . Эти проводники образуют термопару (рис. 6.15, τ). В термопаре возникает э. д. с. $E_{A/B}^{T_2 T_1}$, называемая э. д. с. Зеебека, которая является результатом эффектов Пельтье и Томсона в данной цепи. Действительно, э. д. с. между точками a и b равна $e_{ab} = \int_{T_1}^{T_2} h_A dT$; э. д. с. между точками b и c равна $e_{bc} = P_{A/B}^{T_2}$; э. д. с. между точками c и d определяется интегралом $e_{cd} = \int_{T_2}^{T_1} h_B dT$; э. д. с. между точками d и a равна $e_{da} = P_{B/A}^{T_1}$. Общая э. д. с., равная сумме перечисленных э. д. с., представляет собой э. д. с. Зеебека:

$$E^{T_2 T_1}_{A/B} = P^{T_2}_{A/B} - P^{T_1}_{A/B} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT.$$

Если в качестве одной из температур, например T_1 , взять некоторую определенную начальную температуру (скажем, 0°C),

то э. д. с. данной пары проводников A и B будет зависеть только от T_2 .

Закон последовательности металлов. Рассмотрим две пары, которые образуют проводники A и C с третьим проводником B , спаи которых находятся при температурах T_2 и T_1 соответственно. Соответствующие им значения э. д. с. Зеебека равны

$$E^{T_2 T_1}_{A/B} = P^{T_2}_{A/B} - P^{T_1}_{A/B} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT,$$

$$E^{T_2 T_1}_{C/B} = P^{T_2}_{C/B} - P^{T_1}_{C/B} + \int_{T_1}^{T_2} (h_C - h_B) dT.$$

Отсюда легко находится э. д. с. пары, состоящей из металлов A и C :

$$E^{T_2 T_1}_{A/C} = E^{T_2 T_1}_{A/B} - E^{T_2 T_1}_{C/B}.$$

Это соотношение, называемое законом последовательности металлов, позволяет определить э. д. с. Зеебека пары A/C , если известны э. д. с. Зеебека для пар, образованных проводниками A и C с третьим проводником B . Имеются таблицы э. д. с. термопар, изготовленных из эталонного металла B (Pb или Pt) и других различных металлов и сплавов. Они позволяют определять э. д. с. Зеебека для термопар, состоящих из любых двух металлов и сплавов.

Закон последовательности температур. Если температура T_1 нулевого спая принимает новое значение T_1' , то э. д. с. Зеебека термопары A/B изменяется от значения $E_{A/B}^{T_2 T_1}$ до $E_{A/B}^{T_2 T_1'}$:

$$E^{T_2 T_1'}_{A/B} = P^{T_2}_{A/B} - P^{T_1'}_{A/B} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT,$$

что можно записать в виде

$$\begin{aligned} E^{T_2 T_1'}_{A/B} &= P^{T_2}_{A/B} - P^{T_1}_{A/B} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT - \\ &- \left[P^{T_1'}_{A/B} - P^{T_1}_{A/B} + \int_{T_1}^{T_1'} (h_A - h_B) dT \right]. \end{aligned}$$

Отсюда

$$E^{T_2 T_1}_{A/B} = E^{T_2 T_1'}_{A/B} + E^{T_1' T_1}_{A/B}.$$

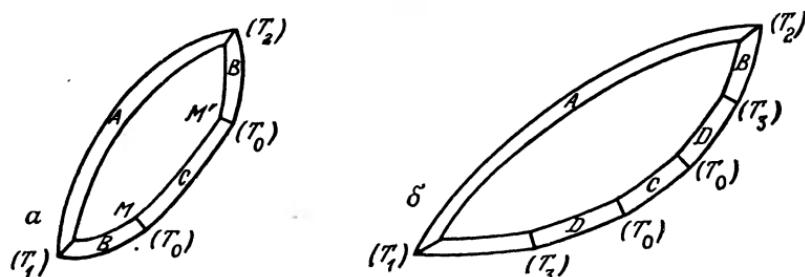


Рис. 6.16. Закон промежуточных металлов.

a — один промежуточный металл С; *б* — два промежуточных металла С и Д.

Это соотношение, называемое законом последовательности температур, используется, в частности, при измерениях, в которых опорный спай находится при температуре окружающей среды T_1' и создает э. д. с. $E_{A/B}T_2T_1'$, тогда как необходимо знать величину $E_{A/B}T_2^0$ °С ($T_1=0$ °С), чтобы по значению последней и с помощью таблицы для используемой термопары найти значение T_2 .

Закон промежуточных металлов. Когда в цепь термопары A/B включают проводник из другого металла, то э. д. с. цепи не изменяется, если температуры на концах этого проводника одинаковы. Действительно, проводник C , включенный в цепь термопары (рис. 6.16, *a*) между точками M и M' , температуры которых одинаковы (T_0), создает результирующую э. д. с., равную нулю, т. е.

$$P^{T_0}_{B/C} + \int_{T_0}^{T_0} h_C dT + P^{T_0}_{C/B} = 0.$$

Этот вывод показывает, что в цепь термопары можно вводить любое число промежуточных проводников, если их концы попарно находятся при одинаковых температурах (рис. 6.16, *б*). Закон последовательности металлов позволяет измерять э. д. с. термопары с помощью электрической цепи, проводники которой отличаются от проводников термопары.

6.4.3. Основные типы термопар и их технические характеристики

Диапазон температур, в котором применима термопара, ограничивается при низких температурах снижением термоэлектрической способности, а при высоких температурах — опасностью проникновения примесей из внешней среды, испарения одного из компонентов сплава термопары, роста кристаллических

Таблица 6.8. Основные типы термопар и их технические характеристики

Термопара	Рабочий диапазон температур, °C	E _т , мВ)	Погрешность ¹⁾
Медь — константан, тип Т (диаметр 1,63 мм)	(—270)÷370	(—6,258)÷(—19,027)	±2 % ±0,8 % ±0,75 %
Железо — константан, тип J (диаметр 3,25 мм)	(—210)÷800	(—8,096)÷(45,498)	±3 °C ±0,75 %
Хромель — алюмель, тип K (диаметр 3,25 мм)	(—270)÷1250	(—5,354)÷(50,633)	±3 °C ±0,75 %
Хромель — константан, тип E (диаметр 3,25 мм)	(—270)÷870	(—9,835)÷66,473	±3 °C ±0,75 %
Платинородий (Rh 10%) — платина, тип S (диаметр 0,51 мм)	(—50)÷1500	(—0,236)÷15,576	±2,5 °C ±0,4 %
Платинородий (Rh 13%) — платина, тип R (диаметр 0,51 мм)	(—50)÷1500	(—0,226)÷17,445	±1,4 °C ±0,25 %
Платинородий (Rh 30%) — платинородий (Rh 0÷1700 6%), тип B (диаметр 0,51 мм)	0÷1,2426	0÷1,2426	870÷1700 °C ³⁾
Вольфрам-рений (5% Re) — вольфрам-рений (2% Re)	0÷38,45	0÷38,45	

¹⁾ Стандарт NF C 42-321.

²⁾ Стандарт NF E 18-001.

³⁾ Стандарт ANSI C 96-6.

зерен (вызывающего увеличение хрупкости проводников) и, на конец, плавления одного из проводников. В табл. 6.8 указаны рабочие диапазоны температур для термопар основных типов, соответствующие диаметры проводов, а также точность стандартных термопар. Таблицы э. д. с. этих термопар в зависимости от температуры приведены в приложении к данной главе.

В обозначении термопары проводник, указанный первым, соответствует положительному потенциалу при измеряемой температуре выше 0 °С и температуре опорного спая 0 °С. Для гарантии стабильности э. д. с. максимальная рабочая температура должна определяться с учетом реальных условий эксплуатации термопары. Ее необходимо снижать тем больше, чем тоньше проволока, поскольку в тонкой проволоке структурные изменения быстрее проникают на всю ее глубину. Например, для термопары хромель — константан установлены следующие максимальные рабочие температуры:

Диаметр, мм	3,25	1,63	0,81	0,33
Температура (макс.), °С	870	650	540	430

Для каждого типа термопар необходимо учитывать влияние окружающей среды (восстановительной, окислительной, инертной, вакуума) на изменение ее характеристик. В частности, у термопар типов В, R, S проволока должна быть изолирована от металлического корпуса слоем окиси алюминия для предотвращения диффузии паров металла оболочки в проводники термопары. Если термопара облучается потоком нейтронов, то нельзя применять металлы, в которых могут происходить ядерные превращения, например родий и медь; железо и никель стабильны в этих условиях.

6.4.4. Применение термопар и измерительные приспособления

Конструкция термопары и ее защиты. При изготовлении термопары и при ее использовании следует избегать конструктивных неоднородностей, которые вследствие местных изменений термоэлектрических свойств могут создавать паразитные термо-э. д. с. Эти неоднородности возникают по трем основным причинам: а) вследствие механических внутренних напряжений сжатия или растяжения, от которых обычно удается избавиться посредством отжига; б) вследствие химического воздействия, так что проволоки термопары должны быть защищены от прямого контакта с веществами, способными реагировать с ними (в особенности, требуется высокая чистота при сборке); в) вследствие воздействия радиоактивного излучения, способного вызывать структурные превращения некоторых сплавов, используемых для изготовления термопар.

Спай термопары должен иметь достаточно малый объем, чтобы не создавать неравномерности температуры в различных его точках, которая может привести к возникновению паразитной э. д. с. вследствие химической неоднородности металла в спае. Обычно используется один из трех методов изготовления спая: а) пайка оловом, если рабочая температура не очень высокая (термопары типа Т); б) автогенная сварка при помощи кислородно-ацетиленовой горелки (используется чаще всего); в) электросварка.

Проволоки могут быть скручены на небольшой длине около спая для увеличения механической прочности за счет уменьшения определенности местоположения спая и быстродействия.

Чтобы избежать какого-либо контакта за пределами измерительных спаев, проволоки пропускаются через керамические изоляторы. Изолятор должен быть химически инертным и иметь большое электрическое изолирующее сопротивление при высокой температуре. Вследствие хрупкости изоляторов обычно требуется дополнительная защита, которая обеспечивается герметичной оболочкой или трубкой, нечувствительной к тепловым ударам (она обычно изготавливается из керамики или стали). В последнем случае спай термопары может быть изолирован или соединен с корпусом, что уменьшает время запаздывания, но может привести к нежелательным электрическим наводкам (рис. 6.17).

Измерительные схемы. Обычно используемая измерительная схема представлена на рис. 6.18. При условии, что пары опорных спаев термопары (A/M_1 и B/M) и точек соединения

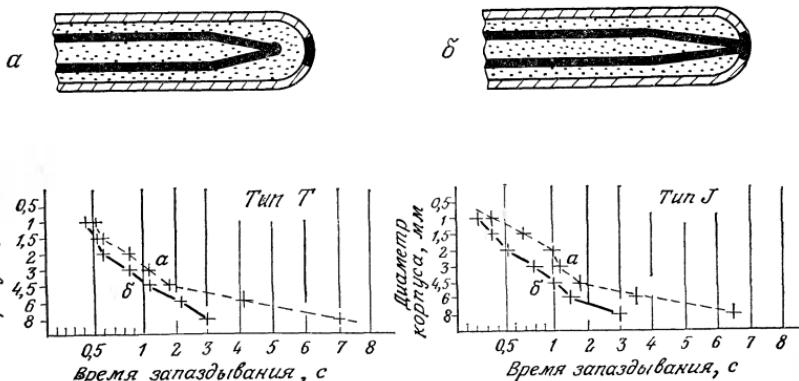


Рис. 6.17. Зависимость времени запаздывания термопары от диаметра ее стального защитного корпуса для случаев изолированного и неизолированного спая (данные фирмы Pyro-Contrôle).

a — изолированный спай; *b* — неизолированный спай.

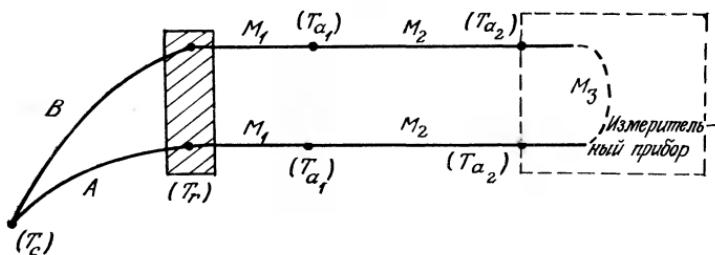


Рис. 6.18. Принципиальная схема соединения термопары с измерительным прибором.

промежуточных металлов, относящихся к соединительной линии и измерительному прибору (M_1/M_2 , M_2/M_3), имеют одинаковые температуры, в цепи возникает только э. д. с. Зеебека термопары. Действительно, сумма термо-э. д. с. равна

$$\begin{aligned} e = & P^{T_c}_{A/B} + \int_{T_c}^{T_r} h_B dT + P^{T_r}_{B/M_1} + \int_{T_r}^{T_{a_1}} h_{M_1} dT + \\ & + P^{T_{a_1}}_{M_1/M_2} + \int_{T_{a_1}}^{T_{a_2}} h_{M_2} dT + P^{T_{a_2}}_{M_2/M_3} + \\ & + \int_{T_{a_2}}^{T_{a_2}} h_{M_3} dT + P^{T_{a_2}}_{M_3/M_2} + \int_{T_{a_2}}^{T_{a_1}} h_{M_2} dT + \\ & + P^{T_{a_1}}_{M_2/M_1} + \int_{T_{a_1}}^{T_r} h_{M_1} dT + P^{T_r}_{M_1/A} + \int_{T_r}^{T_c} h_A dT. \end{aligned}$$

Отсюда

$$e = P^{T_c}_{A/B} - P^{T_r}_{A/B} + \int_{T_c}^{T_r} (h_B - h_A) dT = E_{A/B} T_c T_r.$$

Равенство температур пар соединений промежуточных проводников должно выполняться тем точнее, чем меньше э. д. с. Зеебека термопары и чем выше термоэлектрическая способность паразитных термопар.

Дифференциальная схема (рис. 6.19). Эта схема используется для измерения разности температур в двух точках, в которых располагаются оба спая A/B термопары. При условии, что каждая пара одинаковых соединений A/M_1 , M_1/M_2 и

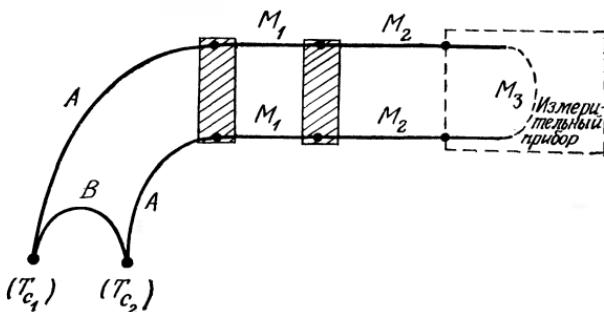


Рис. 6.19. Схема измерения разности температур.

M_2/M_3 находится при одной и той же температуре, э.д.с. источником которым является цепь, равна э.д.с. Зеебека $E_{A/B}^{T_{c1} T_{c2}}$. Если интервал температур от T_{c1} до T_{c2} мал, то термоэлектрическую способность термопары A/B можно считать постоянной. Следовательно,

$$E_{A/B}^{T_{c1} T_{c2}} = s(T_{c1} - T_{c2}).$$

Опорная температура. Э.д.с. термопары зависит одновременно от температуры T_c спая, расположенного в точке измерения, и от температуры T_r ее опорного спая с соединительным проводом. Что касается последней, то могут быть три случая: $T_r = 0^\circ\text{C}$; T_r — постоянная, но не равная 0°C ; T_r — переменная, обычно равная температуре окружающей среды.

Опорная температура равна 0°C . Это равновесная температура смеси воды со льдом при нормальном атмосферном давлении. В таком случае измеренная э.д.с. позволяет непосредственно определить температуру T_c по таблице э.д.с. для применяемой термопары. На рис. 6.20 показана конструкция, обеспечивающая выполнение этого условия.

При точных измерениях необходимо учитывать влияние давления на равновесную температуру $T_{\text{равн}}$ смеси воды со льдом

$$T_{\text{равн}} = 0,099(1 - p_a/p_n) - 0,7 \cdot 10^{-6}H,$$

где $T_{\text{равн}}$ выражается в $^\circ\text{C}$, H — в мм, p_a — атмосферное давление (101 325 Па). Член $0,7 \cdot 10^{-6} H$ (где H — глубина погружения зонда) учитывает гидростатическое давление на уровне спая. Температура, равная 0°C , может поддерживаться с довольно высокой точностью ($\pm 0,02^\circ\text{C}$) в термостате с охлаждением, основанным на использовании эффекта Пельтье. Такой термостат надежно работает в ограниченном диапазоне температур внешней среды, в пределах примерно от 0 до 50°C .

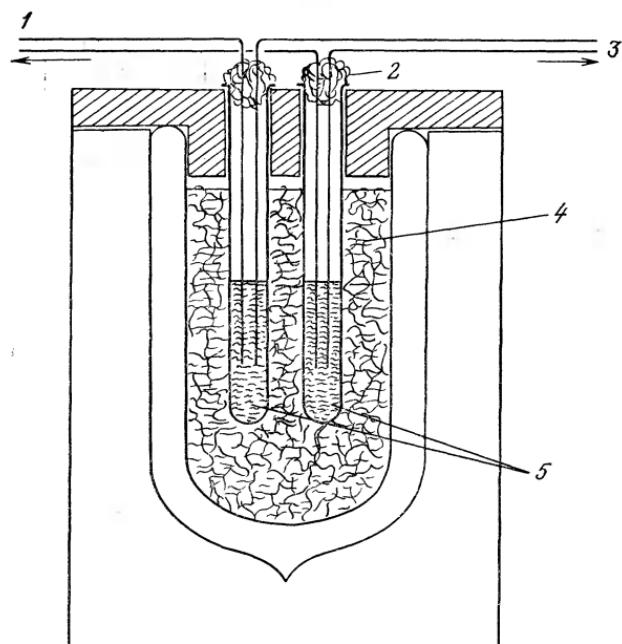


Рис. 6.20. Конструкция, обеспечивающая температуру опорного спая 0°C при помощи смеси воды со льдом.

1 — к измерительному спаю; 2 — вата; 3 — к измерительному прибору; 4 — смесь воды со льдом; 5 — ртуть.

Температура опорного спая постоянна, но не равна 0°C . В промышленности использование смеси воды со льдом обычно затруднительно. Использование термостата, поддерживавшего температуру, равную 0°C , посредством эффекта Пельтье, также может оказаться слишком дорогим или неприемлемым вследствие того, что температура окружающей среды выходит за пределы рабочего диапазона термостата. Тогда опорную температуру можно установить с помощью подогреваемого термостата, в котором требуемая температура поддерживается регулятором на уровне, превышающем температуру окружающей среды. Зная T_r , с помощью таблицы термо-э. д. с. можно определить $E_{A/B}^{T_r, 0^{\circ}\text{C}}$. Измеренная термопарой э. д. с. соответствует $E_{A/B}^{T_c T_r}$. Следовательно, э. д. с. термопары для опорной температуры, равной 0°C , была бы равна

$$E_{A/B}^{T_c, 0^{\circ}\text{C}} = E_{A/B}^{T_c T_r} + E_{A/B}^{T_r, 0^{\circ}\text{C}}.$$

Отсюда можно с помощью таблицы определить T_c . Например, платинородиевая (10% Rh) — платиновая термопара, опорный

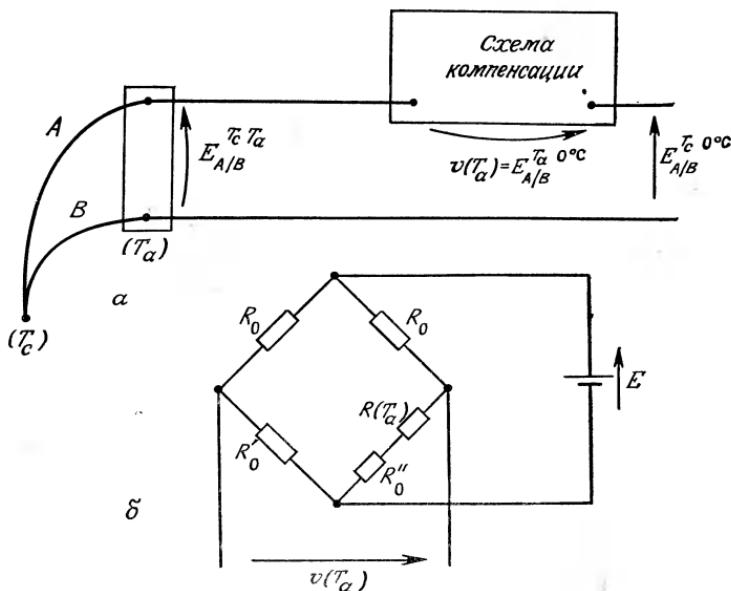


Рис. 6.21. Компенсация температуры опорного спая.

а — принципиальная схема; *б* — мост Уитстона, используемый в схеме компенсации температуры холодного спая.

спай которой находится при температуре 26 °С, дает на выходе 2,80 мВ; зная, что $E_{26^{\circ}\text{C} 0^{\circ}\text{C}} = 0,150 \text{ мВ}$, можно вычислить $E_{T_c 0^{\circ}\text{C}} = 2,95 \text{ мВ}$, откуда $T_c = 368^{\circ}\text{C}$.

Опорная температура переменна и равна температуре окружающей среды. Если известна температура окружающей среды T_a в момент измерения, то поступают так же, как и в предыдущем случае:

$$E_{A/B}^{T_c 0^{\circ}\text{C}} = E_{A/B}^{T_c T_a} + E_{A/B}^{T_a 0^{\circ}\text{C}}.$$

Однако существуют цепи, называемые компенсационными, автоматически создающие напряжение $v(T_a)$, равное $E_{A/B}^{T_a 0^{\circ}\text{C}}$, добавление которого к э.д.с. термопары $E_{A/B}^{T_c T_a}$ дает на выходе измерительной цепи э.д.с. $E_{A/B}^{T_c 0^{\circ}\text{C}}$ (рис. 6.21, а). Напряжение $v(T_a)$ получается с помощью термометрического сопротивления, находящегося при температуре окружающей среды. Величине этого сопротивления $R(T_a)$ соответствует напряжение в компенсационной цепи моста Уитстона с питанием от источника постоянного тока.

Мост Уитстона позволяет корректировать температуру опорного спая при отклонении температуры окружающей сре-

ды от 0 °C. Соответствующая схема представлена на рис. 6.21, б. Сопротивления R_0 , R'_0 и R''_0 не зависят от температуры, а термометрическое сопротивление $R(T_a)$ зависит от нее линейно с температурным коэффициентом α_R . Мост сбалансирован при температуре 0 °C. Нетрудно показать, что при температуре T_a напряжение разбаланса моста равно

$$v(T_a) = E \frac{R_0 (R'_0 - R''_0)}{(R_0 + R'_0)^2} \alpha_R T_a.$$

Численные значения сопротивления элементов моста подбираются таким образом, чтобы выполнялось соотношение

$$E \frac{R_0 (R'_0 - R''_0)}{(R_0 + R'_0)^2} \alpha_R T_a = E_{A/B}^{T_a 0^\circ C},$$

т. е. из условия постоянства термоэлектрической способности термопары в диапазоне изменения температуры T_a

$$E \frac{R_0 (R'_0 - R''_0)}{(R_0 + R'_0)^2} \alpha_R = s.$$

Интегральные датчики температуры позволяют получить сравнительно простые решения задачи компенсации температуры опорного спая (разд. 6.5.3).

Методы измерения. Информацию об измеряемой температуре несет э. д. с. Зеебека, которая возникает в термопаре. Она не может быть определена точно, если не обеспечивается малость падения напряжения в элементах термопары и соединительных проводах. В действительности их сопротивление точно неизвестно, так как оно зависит, с одной стороны, от температуры окружающей среды, а с другой — от измеряемой температуры. Обычно в термопарных измерениях используются два метода: а) прямое измерение э. д. с. с помощью милливольтметра, который позволяет сделать малым омическое падение напряжения, если его внутреннее сопротивление велико, и б) метод компенсации, который позволяет проводить точные измерения, поскольку в этом случае ток через термопару не течет.

Измерение с помощью милливольтметра (рис. 6.22). Если сопротивление термопары равно R_t , а сопротивление соединительных проводов равно R_l , то измеренное напряжение v_m на клеммах милливольтметра с внутренним сопротивлением R_v равно

$$v_m = E_{A/B}^{T_c T_r} R_v / (R_t + R_l + R_v),$$

или

$$E_{A/B}^{T_c T_r} = v_m [1 + (R_t + R_l)/R_v].$$

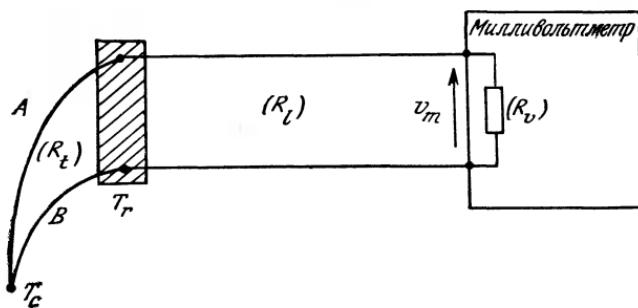


Рис. 6.22. Измерение э. д. с. термопары с помощью милливольтметра.

Вследствие неопределенности R_t и R_l необходимо сделать их влияние малым; для этого должно выполняться условие $R_v \gg R_t + R_l$.

Метод компенсации. Суть метода состоит в приложении противоположного и равного э. д. с. термопары напряжения V , точно известного и снимаемого с клемм резистора R , по которому течет ток I . Равенство э. д. с. $E_{A/B}^{T_c T_r}$ и напряжения V устанавливается с помощью гальванометра в аппаратуре с ручной регулировкой или электронным способом в автоматической аппаратуре. Могут использоваться различные схемы измерения, в которых величина R постоянна, а I изменяется, или наоборот.

Схема Линдека (рис. 6.23, а, б). Термопара и последовательно соединенный с ней гальванометр G присоединены к клеммам эталонного резистора с сопротивлением R_e , по которому течет ток I , регулируемый таким образом, чтобы ток через гальванометр G был бы равен нулю. В этом случае

$$E_{A/B}^{T_c T_r} = R_e I.$$

Регулирование тока I осуществляется реостатом R_h , последовательно соединенным с источником тока. Величина тока определяется из показаний миллиамперметра (рис. 6.23, а) при не очень точных измерениях или из сравнения с напряжением эталонного источника. В последнем случае с помощью гальванометра и переключателя устанавливается при нулевом токе через гальванометр равенство э. д. с. эталонного источника E_e напряжению V' на клеммах резистора переменного сопротивления R' , через который течет ток I :

$$E_e = R' I.$$

Отсюда

$$E_{A/B}^{T_c T_r} = (R_e / R') E_e.$$

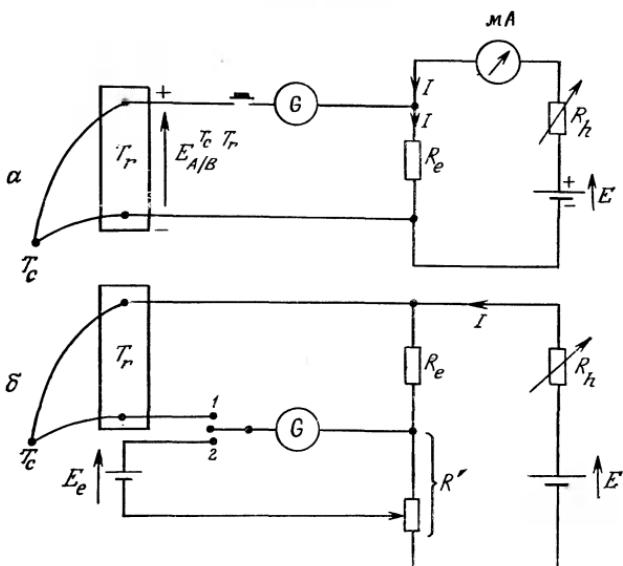


Рис. 6.23. Измерение э. д. с. термопары компенсационным методом (схема Линнека).

Схема Баути (рис. 6.24). Ток I , регулируемый реостатом, остается постоянным при измерениях. Его величина устанавливается во время балансировки, когда напряжение на клеммах резистора с эталонным сопротивлением R'_e равно E_e :

$$E_e = R'_e I.$$

Измерение $E_{A/B}^{T_c T_r}$ проводится посредством создания противоположного напряжения на клеммах прецизионного резистора с

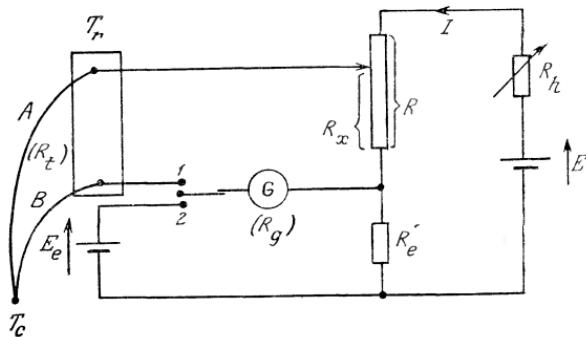


Рис. 6.24. Измерение э. д. с. термопары компенсационным методом (схема Баути).

переменным сопротивлением R_x , при котором

$$E_{A/B}^{T_c T_r} = R_x I.$$

В этом случае

$$E_{A/B}^{T_c T_r} = (R_x / R'_e) E_e.$$

Девиационный потенциометр. Предыдущая схема, сбалансированная при температуре T_{c1} , дает $E_{A/B}^{T_c T_r} = (R_{x1}/R'_e) E_e$; ее балансировка не изменяется. При изменении температуры э. д. с. Зеебека не компенсируется напряжением на клеммах резистора R_{x1} , и при этом через гальванометр протекает ток i_g , равный

$$i_g = \frac{E_{A/B}^{T_c T_r} - E_{A/B}^{T_{c1} T_r}}{R_t + R_g + R_{\text{равн}}},$$

где $R_{\text{равн}} = \frac{R_{x1}(R - R_{x1} + R_h + R'_e)}{R + R_h + R'_e}$.

Если термоэлектрическая способность s остается практически постоянной в интервале температур от T_c до T_{c1} , то

$$i_g = \frac{s(T_c - T_{c1})}{R_t + R_g + R_{\text{равн}}}.$$

Отклонение гальванометра от нуля пропорционально разности температур $T_c - T_{c1}$.

Линеаризация. Если из э. д. с., создаваемой термопарой, желательно получить напряжение, которое было бы пропорционально температуре или изменялось бы линейно в зависимости от нее, то к измеренной величине э. д. с. необходимо добавить нелинейные и зависящие от нее корректирующие члены. Для этого могут быть использованы методы, рассмотренные в разд. 4.2: линеаризация аналогового сигнала с помощью диода или более сложной цепи, а также линеаризация цифрового сигнала с помощью блока постоянной памяти или вычислительной программы.

Компенсационные провода. Может потребоваться, чтобы провода самой термопары были как можно короче. Это может быть продиктовано соображениями экономии, когда используется дорогая термопара, как, например, Pt—Rh—Pt, или соображениями прочности, когда по условиям измерений требуется термопара из очень тонких непрочных проводов. В этом случае между термопарой A/B и измерительным прибором вставляются провода A' и B', которые при любых условиях не

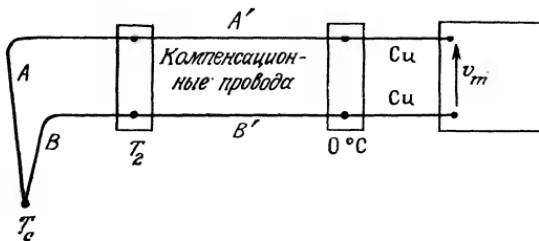


Рис. 6.25. Схема подсоединения компенсационных проводов.

должны искажать э. д. с. $E_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}}$, которую создает сама термопара A/B (рис. 6.25).

При недостаточной прочности проводов достаточно провода термопары сплести с другими проводами из того же материала, но большего диаметра. В этом случае контакт термопары с дополнительными проводами не имеет значения. Когда причиной является высокая стоимость термопары, ее можно присоединить другими проводами, но последние должны обладать совершенно определенными свойствами — это так называемые компенсационные провода.

Определение параметров компенсационных проводов. Если термопара A/B соединена непосредственно с измерительным прибором, то

$$v_m = E_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}} = P_{A/B}^{T_c} - P_{A/B}^{0^\circ\text{C}} + \int_0^{T_c} (h_A - h_B) dT.$$

При соединении термопары с прибором посредством компенсационных проводов

$$\begin{aligned} v'_m &= P_{\text{Cu}/A'}^{0^\circ\text{C}} + \int_{T_0}^{T_2} h_{A'} dT + P_{A'/A}^{T_2} + \\ &+ \int_{T_2}^{T_c} h_A dT + P_{A/B}^{T_c} + \int_{T_c}^{T_2} h_B dT + P_{B/B'}^{T_2} + \int_{T_2}^{0^\circ\text{C}} h_{B'} dT + P_{B'/\text{Cu}}^{0^\circ\text{C}}. \end{aligned}$$

При этом должны выполняться следующие соотношения:

$$P_{\text{Cu}/A'}^{0^\circ\text{C}} + P_{\text{Cu}/A'}^{0^\circ\text{C}} = P_{B'/A'}^{0^\circ\text{C}} = -P_{A'/B'}^{0^\circ\text{C}},$$

$$P_{A'/A}^{T_2} + P_{B/B'}^{T_2} = P_{A'/B'}^{T_2} + P_{B'/A'}^{T_2} + P_{B/B'}^{T_2} = P_{A'/B'}^{T_2} + P_{B/B'}^{T_2}.$$

Используя эти соотношения, выражение для напряжения v'_m можно привести к следующему виду:

$$v_m' = P^{T_{A/B}} - P^{0^\circ C_{A'/B'}} + \int_0^{T_2} (h_{A'} - h_{B'}) dT + \\ + \int_{T_2}^{T_c} (h_A - h_B) dT + P^{T_2 A'/B'} - P^{T_2 A/B}.$$

Величины v_m и v'_m равны при условии

$$P^{T_2 A/B} - P^{0^\circ C_{A/B}} + \int_{0^\circ C}^{T_2} (h_A - h_B) dT = \\ = P^{T_2 A'/B'} - P^{0^\circ C_{A'B'}} + \int_{0^\circ C}^{T_2} (h_{A'} - h_{B'}) dT.$$

Следовательно, $E_{A/B}^{T_2 0^\circ C} = E_{A'/B'}^{T_2 0^\circ C}$.

Таким образом, компенсационные провода A' и B' неискажают напряжение, создаваемое термопарой A/B , если выполняются условия: а) спаи A/A' и B/B' находятся при одинаковой температуре T ; б) термопары A'/B' и A/B дают одинаковую э. д. с. в интервале температур от T_2 до $0^\circ C$.

Для исключения компенсационных проводов необходимо и достаточно, чтобы температура T_2 соединений проводов с термопарой находилась в определенном диапазоне температур (обычно от 0 до $100^\circ C$). В случае термопары Pt, Rh (10%) — Pt компенсационные провода должны быть из меди и медно-никелевого сплава. Для термопары железо — константан в качестве компенсационных используют более дешевые, чем термопарные, провода из железа и константана, к которым предъявляются менее строгие требования — в действительности достаточно, чтобы компенсационные провода имели приемлемую э. д. с. в узком диапазоне температур, в котором находится T_2 , например от 0 до $100^\circ C$.

Когда в измерительной системе необходимо соединить значительное количество одинаковых термопар, использование компенсационных проводов для каждой из них может оказаться неприемлемым. В этом случае каждую из термопар в блоке опорных спаев, находящемся при температуре T_2 , соединяют двумя медными проводами с измерительным прибором (рис. 6.26). Каждая термопара создает э. д. с. $E_{A/B}^{T_{ck} T_a}$, где T_{ck} — температура k -го измерительного спая. Температура T_2 блока опорных спаев измеряется термопарой A'/B' , образуя-

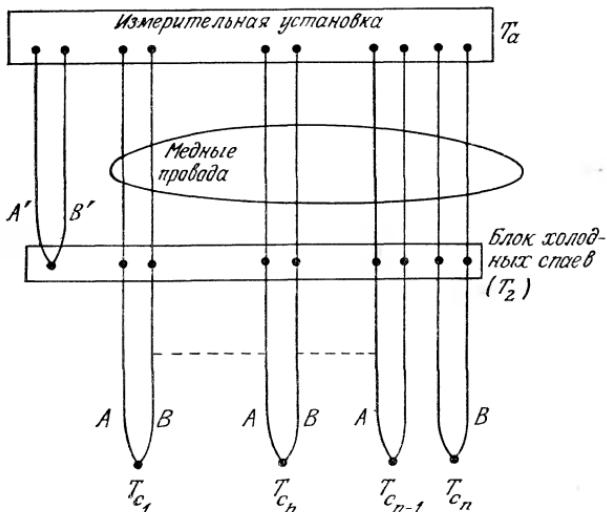


Рис. 6.26. Схема измерения с большим числом термопар и блоком холодных спаев.

мой компенсационными проводами, соответствующими измерительной термопаре A/B. Термопара из компенсационных проводов создает э. д. с. $E_{A'/B'}T_2T_a = E_{A/B}T_2T_a$, где T_a — температура окружающей среды. Если имеется устройство, корректирующее температуру опорного спая системы измерений, которое создает напряжение $E_{A/B}T_a 0^\circ\text{C}$, то тогда могут быть определены все члены, необходимые для определения э. д. с. Зебека каждой термопары A/B, и, следовательно, ее температура T_{ck} :

$$E_{A/B}T_{ck} 0^\circ\text{C} = E_{A/B}T_{ck}T_2 + E_{A/B}T_2T_a + E_{A/B}T_a 0^\circ\text{C}.$$

6.5. Измерение температуры с помощью диодов и транзисторов

6.5.1. Общие положения. Чувствительность к температуре

Используемые элементы — диоды или кремниевые транзисторы, включенные по схеме диода (коллектор замкнут на базу), — питаются постоянным током I в прямом направлении; напряжение v на выводах, зависящее от температуры, является выходной электрической величиной датчика температуры, который образуют указанные элементы (рис. 6.27, а, б).

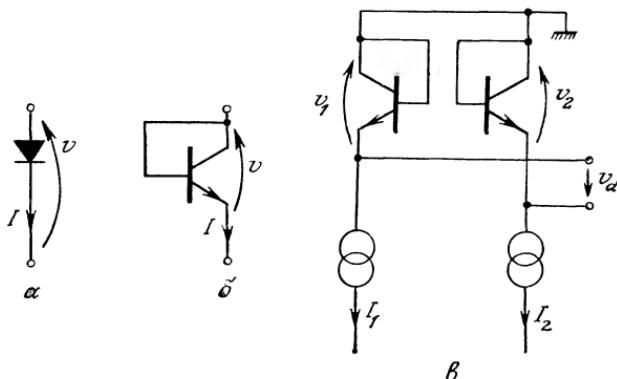


Рис. 6.27. Элементы, используемые в датчиках температуры.
а — диод; б — транзистор, включенный по схеме диода; в — пара транзисторов, включенных по схеме диода.

Чувствительность к температуре S диода или транзистора, включенного по схеме диода, определяется как $S = dv/dT$. Ее величина имеет порядок $-2,5 \text{ мВ/}^{\circ}\text{C}$, но она не является совершенно независимой от температуры. Кроме того, чувствительность, как и напряжение v , 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 v при одинаковом токе и одинаковые значения I_0).

Значительное улучшение линейности и взаимозаменяемости достигается посредством использования спаренных транзисторов, включенных по схеме диода и питаемых постоянными токами I_1 и I_2 , на которых измеряется разность напряжений между базой и эмиттером (рис. 6.27, в). Это позволяет исключить влияние тока I_0 . Чувствительность такой схемы выражается формулой

$$S = \frac{d(v_1 - v_2)}{dT},$$

или $S = 86,56 \lg(I_1/I_2)$, $\text{мкВ}\cdot\text{К}^{-1}$. Это обычно больше чувствительности термопар, и для измерения не требуется знать температуру опорного спая, но тем не менее указанное значение ниже чувствительности термометров сопротивления с устройством формирования сигнала. Изменение электрических параметров при высоких и низких температурах определяет рабочий диапазон измеряемых температур, который охватывает температуры от -50 до $+150^{\circ}\text{C}$. В этом диапазоне датчики отличаются очень высокой стабильностью.

6.5.2. Зависимость напряжения от температуры

Диод или транзистор, включенный по схеме диода (рис. 6.27, *a, б*). Ток I связан с напряжением v классическим соотношением

$$I = I_0 [\exp(qv/kT) - 1],$$

где T выражается в кельвинах. Это соотношение при прямом направлении тока ($I > I_0$) сводится к формуле

$$I = I_0 \exp(qv/kT),$$

где

$$I_0 = CT^m \exp(-qv_\Phi/kT).$$

Здесь v_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 предыдущих соотношений для напряжения v получаем следующее выражение:

$$v = v_\Phi + (kT/q) \lg I - (kT/q) m \lg T - (kT/q) \lg C.$$

Константу C и ток I можно исключить, если известно напряжение v_1 при том же токе I , но при температуре T_1 имеем:

$$v = v_1 (T/T_1) + v_\Phi (1 - T/T_1) + m (kT/q) \lg (T_1/T).$$

Это соотношение нелинейно относительно температуры, но тем не менее оно выявляет члены, определяющие взаимозаменяемость: напряжение v_1 при $T = T_1$ и величину m .

На рис. 6.28, *a* представлено отклонение от линейной зависимости в диапазоне от -20 до $+150$ °С 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:

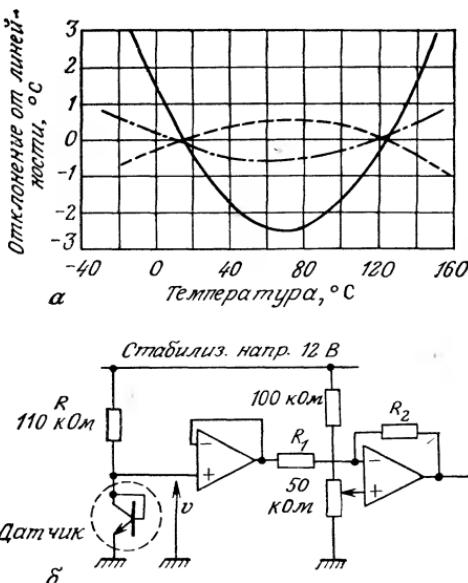
$$dv/dT = (v_1 - v_\Phi) (1/T_1) - (mk/q) [1 + \lg(T/T_1)],$$

или, в зависимости от v ,

$$dv/dT = -mk/q + (v - v_\Phi) (1/T).$$

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

$$dv/dT = -2,25 + 0,0033(v - 600), \text{ мВ/}^\circ\text{C}.$$



Напряжение $v(T)$ можно представить формулой

$$v(T) = v(25^\circ\text{C}) + (dv/dT)(T - 25^\circ\text{C}),$$

где T выражается в $^\circ\text{C}$. Эта формула позволяет определять температуру с погрешностью $<\pm 2^\circ\text{C}$ для транзисторов серии MTS 102, $<\pm 3^\circ\text{C}$ для транзисторов серии MTS 103 и $<\pm 5^\circ\text{C}$ для транзисторов серии MTS 105. Пример измерительной схемы представлен на рис. 6.28, б.

Разность напряжений на двух параллельных транзисторах (рис. 6.27, в). Два транзистора Q_1 и Q_2 (рис. 6.29, а) с одинаковым значением тока I_0 питаются параллельно постоянными токами I_1 и I_2 . Для этой схемы справедливы соотношения:

$$I_1 = I_0 \exp(qv_1/kT), \quad \text{или} \quad v_1 = (kT/q) \lg(I_1/I_0),$$

$$I_2 = I_0 \exp(qv_2/kT), \quad \text{или} \quad v_2 = (kT/q) \lg(I_2/I_0).$$

Измерение разности напряжений $v_d = v_1 - v_2$ позволяет исключить влияние I_0 :

$$v_d = (kT/q) \lg(I_1/I_2) = (kT/q) \lg n,$$

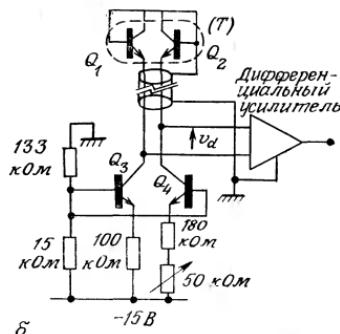
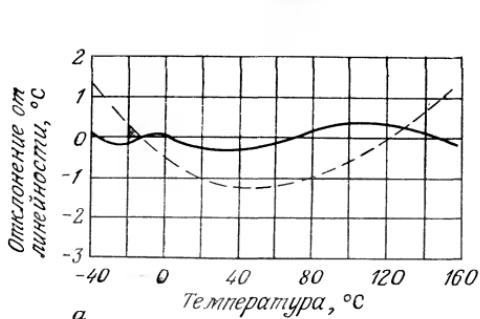


Рис. 6.29. Датчик температуры на спаренных транзисторах (материалы фирмы Р.М.И.).

а — сравнение нелинейностей; *б* — схема измерения. — пара транзисторов (ΔV_{BE}); —— одиничный транзистор (V_{BE}).

где n — отношение величин постоянных токов. С числовыми коэффициентами эта формула имеет следующий вид:

$$v_d = 86,56T \lg n,$$

где v_d выражается в мкВ, T — в кельвинах. Для $n=2$ разность напряжений $v_d=59,73 T$.

Чувствительность к температуре выражается формулой

$$S = dv_d/dT = (k/q) \lg n,$$

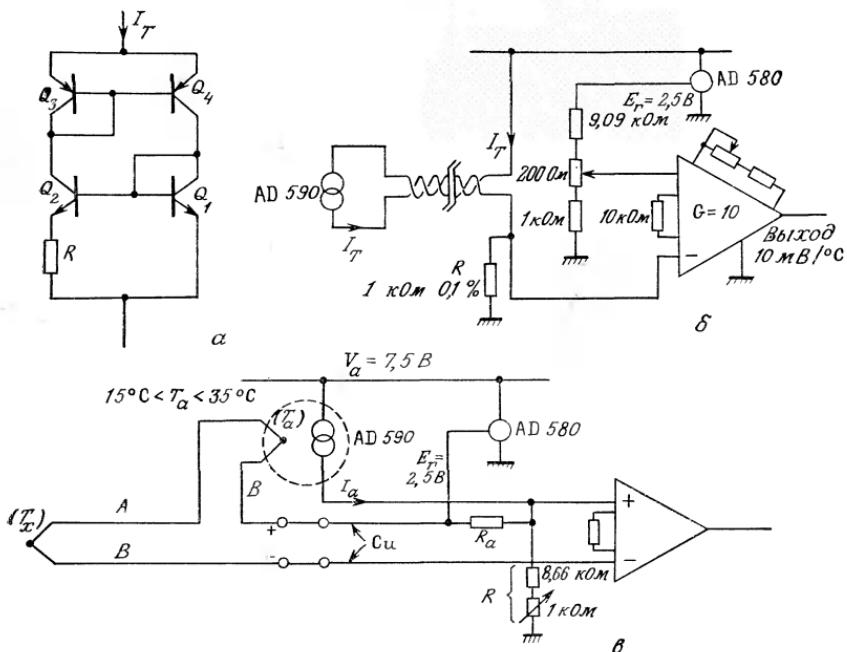
или численно:

$$S = 86,56 \lg n, \text{ мкВ} \cdot \text{К}^{-1}.$$

Чувствительность к температуре данной дифференциальной схемы меньше чувствительности схемы с одним диодом или транзистором, но она существенно меньше зависит от T . Линейность существенно улучшается, как это показано на рис. 6.29.

6.5.3. Интегральные датчики температуры

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 роста напряжений транзисторов V_{BE} в зависимости от температуры. 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 ограниченный рабочий диапазон — от —50 до 150 °C.



ис. 6.30. Интегральный датчик температуры типа AD 590 (документация фирмы Analog Devices).

а — упрощенная принципиальная схема; **б** — схема измерения температуры; **в** — схема коррекции температуры опорного спая.

Тип термопары	J	K	E	T	S, R
R_a , Ом	52,3	41,2	61,4	40,2	5,76

Примеры датчиков. Датчик AD590 (фирма Analog Devices). Этот датчик представляет собой источник тока, линейно изменяющегося в зависимости от температуры. Он особенно удобен для измерений на большом расстоянии, поскольку падение напряжения в соединительных проводах не влияет на сигнал датчика. Упрощенная схема датчика представлена на рис. 6.30, а. Дифференциально включенные транзисторы Q_3 и Q_4 имеют одинаковые напряжения V_{BE} и через них протекают одинаковые токи, равные $I_T/2$. Ток, проходящий через Q_4 , является также током эмиттера Q_1 и определяет напряжение между базой и эмиттером транзистора Q_1 :

$$V_{BE1} = (kT/q) \lg (I_T/2I_0).$$

Ток $I_T/2$ транзистора Q_3 проходит также через Q_2 , который в действительности представляет собой блок восьми параллельно соединенных транзисторов, идентичных Q_1 , через каждый

из которых проходит ток $I_T/16$. Для них общее напряжение между базой и эмиттером равно

$$V_{BE_2} = (kT/q) \lg (I_T/16I_0).$$

На клеммах резистора R , через который течет ток $I_T/2$, возникает напряжение, равное разности V_{BE_1} и V_{BE_2} , которое определяется как

$$V_{BE_1} - V_{BE_2} = (kT/q) \lg 8 \quad \text{и} \quad V_{BE_1} - V_{BE_2} = RT_T/2,$$

откуда $I_T = (2/R)(kT/q) \lg 8$, или $I_T/T = 1$ мкА/К при $R = 358$ Ом.

Схема измерения температуры (рис. 6.30, б). Ток I_T создает на клеммах резистора R (1 кОм) разность потенциалов (мВ), численно равную T , где T — величина абсолютной температуры датчика. Источник опорного напряжения (AD580L, $E_r = 2,5$ В) с помощью потенциометрического делителя позволяет получить необходимое напряжение смещения на другом входе усилителя, которое численно должно как можно точнее совпадать с величиной 273,15 мВ, соответствующей температуре 0 °C в кельвинах. Измерительный усилитель с усилением $G = 10$ дает на выходе напряжение V_0 , пропорциональное температуре датчика в °C:

$$V_0 = 10(T - 273,15) \text{ мВ} = 10(T, \text{ }^{\circ}\text{C}) \text{ мВ}.$$

Корректировка температуры опорного спая термопары (рис. 6.30, в). Термопара A/B , опорный спай которой находится при температуре T_a , создает э. д. с. $E_{A/B}^{T_x T_a}$. Напряжение v_i на входе в усилитель должно быть равно э. д. с., которую создавала бы термопара при температуре опорного спая, равной 0 °C:

$$v_i = E_{A/B}^{T_x 0^{\circ}\text{C}} = E_{A/B}^{T_x T_a} + E_{A/B}^{T_a 0^{\circ}\text{C}}.$$

Учитывая, с одной стороны, падение напряжения, соответствующее току I_a датчика AD590 через параллельно соединенные резисторы R_a и R , и, с другой стороны, напряжение на клеммах R_a , подведенное от источника опорного напряжения (AD580, $E_r = 2,5$ В), для напряжения v_i получим

$$v_i = E_{A/B}^{T_x T_a} + I_a R_a R / (R_a + R) - E_r R_a / (R_a + R).$$

Из двух предыдущих соотношений имеем

$$E_{A/B}^{T_a 0^{\circ}\text{C}} = I_a R_a R / (R_a + R) = E_r R_a / (R_a + R).$$

Поскольку $T_a = 0$ °C, $E_{A/B}^{T_a 0^{\circ}\text{C}} = 0$ и $I_a(0$ °C) = 273,2 мкА, для резистора R находим

$$R = E_r / I_a (0^{\circ}\text{C}) = 9157 \Omega.$$

Из предыдущих соотношений окончательно получаем

$$T_a \text{ [мКА]} \quad R_a R / (R_a + R) = E_{A/B} T_a \text{ } 0^\circ\text{C} \text{ [мкВ]},$$

когда температура T_a приводится к температуре 0°C . В диапазоне изменения T_a сопротивление $R_a R / (R_a + R)$ должно быть численно равно термоэлектрической способности s (мкВ/°C). Это позволяет при известной величине R определить для термопары любого типа соответствующее значение R_a .

Датчик LM 135 (фирма National Semiconductor). Датчик этого типа с электронной точки зрения эквивалентен диоду Ценера, напряжение пробоя которого пропорционально абсолютной температуре. Его чувствительность 10 мВ/К. Упрощенная принципиальная схема представлена на рис. 6.31, а. Через транзисторы Q_1 и Q_{10} проходят одинаковые токи. Транзистор Q_{10} в действительности представляет собой 10 одинаковых параллельно соединенных транзисторов, через каждый из которых проходит $1/10$ часть тока. Поэтому возникает разность на-

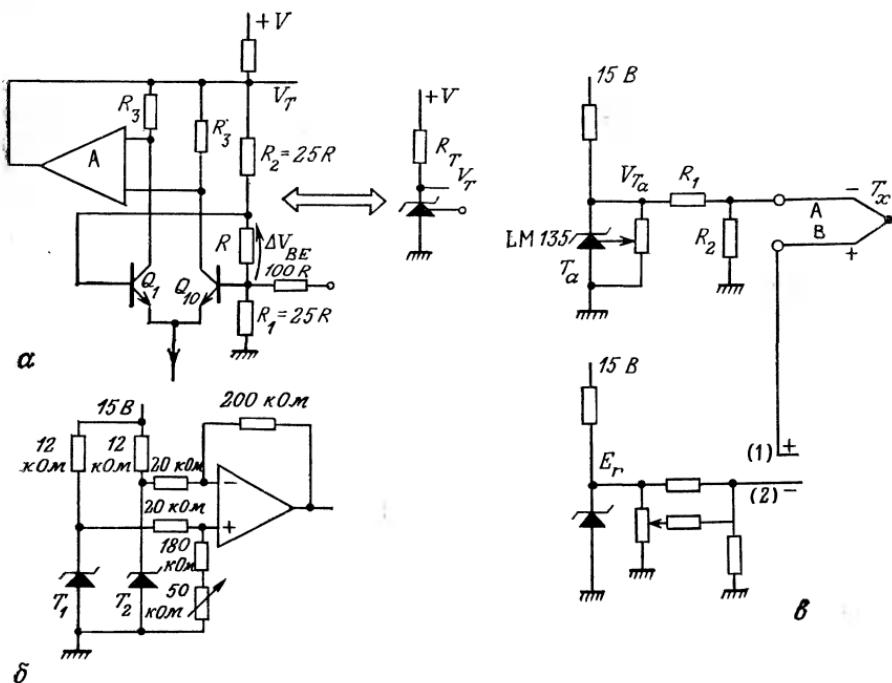


Рис. 6.31. Интегральный датчик температуры типа LM 135 (документация фирмы National Semiconductor).

а — упрощенная принципиальная схема; б — схема измерения разности температур; в — схема коррекции температуры опорного спая.

пряжений ΔV_{BE} между базой и эмиттером транзистора Q_1 и каждого из транзисторов, образующих Q_{10} :

$$\Delta V_{BE} = (kT/q) \lg 10,$$

$$\Delta V_{BE} [\text{мкВ}] = 200T [\text{К}].$$

Разность потенциалов ΔV_{BE} приложена к резистору R ; она определяет ток через мост R_1RR_2 , напряжение на клеммах которого V_T равно

$$V_T = (R_1 + R_2 + R) \Delta V_{BE}/R,$$

или, численно, V_T (мВ) = 10 T , где T выражается в кельвинах. Усилитель A поддерживает равенство коллекторных токов транзисторов Q_1 и Q_{10} , воздействуя на напряжения на базах этих транзисторов.

Измерение разности температур (рис. 6.31, б). Два датчика, находящиеся при различных температурах T_1 и T_2 , соединены с дифференциальным усилителем, который усиливает в 10 раз разность напряжений, подаваемых на его клеммы, равную 10 ($T_2 - T_1$) мВ.

Коррекция температуры опорного спая термопары (рис. 6.31, в). Разность потенциалов на выходе измерительной схемы (клеммы 1 и 2) должна быть равна $E_{A/B}^{T_x 0^\circ\text{C}}$, т. е.

$$V_1 - V_2 = E_{A/B}^{T_x 0^\circ\text{C}} = E_{A/B}^{T_a T_a} + E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}}.$$

Потенциалы V_1 и V_2 определяются следующим образом:

$$V_1 = E_{A/B}^{T_x T_a} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{T_a},$$

где V_{T_a} — напряжение на клеммах датчика, находящегося при температуре окружающей среды T_a , $^\circ\text{C}$, т. е. $V_{T_a} = (273,2 + T_a) \cdot 10^{-2}$;

$$V_2 = kE_r,$$

где величина k устанавливается с помощью потенциометра.

$$\text{Отсюда } E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (273,2 + T_a) 10^{-2} - kE_r.$$

Здесь $E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = 0$ при $T_a = 0^\circ\text{C}$, что приводит к уравнению

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} 273,2 \cdot 10^{-2} - kE_r = 0.$$

Для этого условия получаем

$$E_{A/B}^{T_a=0^\circ\text{C}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_a \cdot 10^{-2} \text{ В.}$$

Температура опорного спая корректируется правильно, когда сопротивления R_1 и R_2 выбраны таким образом, что отношение $R_2/(R_1+R_2)$ численно равно $10^2 s$, где s — термоэлектрическая способность используемой термопары в диапазоне изменения температуры T_a .

6.6. Измерение температуры по тепловому шуму

6.6.1. Принцип измерения

Тепловые движения носителей заряда создают в резисторе флюктуации напряжения или тока, которые зависят от температуры T и имеют мгновенные значения, соответственно, E_{bR} и I_{bR} . Эффективное значение шумового напряжения, равное корню квадратному из среднеквадратического значения E_{bR} , выражается формулой

$$\sqrt{E_{bR}^2} = \sqrt{4kTRB},$$

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

По схеме Тевенина этот источник напряжения включен последовательно с резистором R (рис. 6.32, а). По концепции Нортона источник тока включается параллельно резистору R (рис. 6.32, б), и эффективное значение тока выражается формулой

$$\sqrt{I_{bR}^2} = \sqrt{4kTB/R}.$$

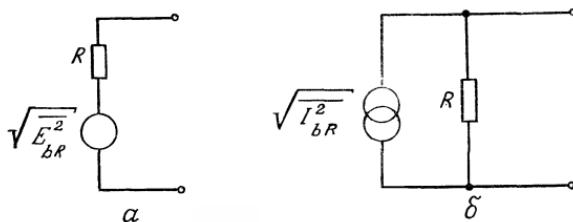


Рис. 6.32. Эквивалентная электрическая схема резистора с источником теплового шума.

а — схема Тевенина; б — схема Нортона.

Мощность шума в резисторе не зависит от величины сопротивления R :

$$P_b = \overline{E^2_{bR}}/R = \overline{I^2_{bR}}R = 4kTB = \sqrt{\overline{E^2_{bR}} \overline{I^2_{bR}}}.$$

Измерение $\sqrt{\overline{E^2_{bR}}}$ 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 .

6.6.2. Методы измерения

Определение шумового напряжения методом балансировки. Пусть изменяемое сопротивление R_c имеет неизвестную температуру T_c . Среднеквадратическое шумовое напряжение на этом резисторе равно

$$\overline{E^2_{bR}} = 4kT_c R_c B.$$

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, т. е.

$$4kT_c R_c B = 4kT_1 R_1 B,$$

или

$$T_c = (R_1/R_c) T_1.$$

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, учитывающее емкость C_1 , параллельную R_1 :

$$R_c C_c = R_1 C_1.$$

Определение мощности шума. Мощность шума определяется посредством последовательных измерений эффективного значения шумового напряжения разомкнутой цепи

$$\sqrt{\overline{E^2_{bR}}} = \sqrt{4kTRB}$$

и эффективного значения шумового тока короткозамкнутой цепи

$$\sqrt{\overline{I^2_{bR}}} = \sqrt{4kTB/R}.$$

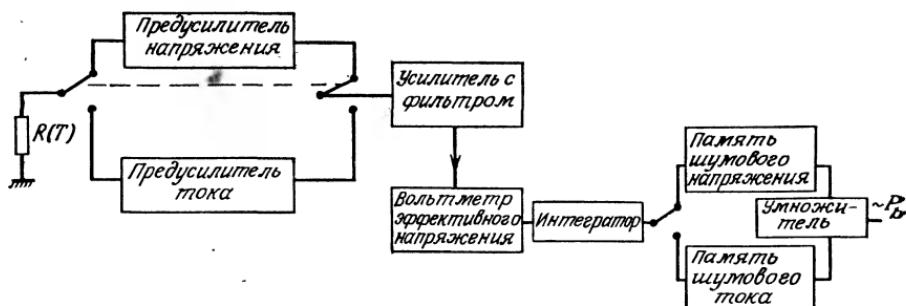


Рис. 6.33. Схема измерения мощности теплового шума сопротивления (по Борковскому и Блейлоку).

Затем производится умножение результатов этих измерений. На рис. 6.33 представлена схема измерений.

Необходимо соблюдать предосторожность, чтобы собственный шум приборов или внешних помех был значительно ниже уровня теплового шума измерительного резистора. Погрешность измерений температуры в такой схеме может быть меньше 1 %.

Этот метод интересен тем, что он не требует никаких предварительных измерений и, кроме того, измерение не зависит от величины сопротивления R_t . 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.

6.7. 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 квазилинейной функцией температуры кварцевой пластиинки. Изготовленный таким образом датчик обладает высокими точностью и чувствительностью. Дополнительными достоинствами кварцевого термометра являются высокая точность измерений, независимость от шума, который вносит передача информации, и простота преобразования частотной информации в цифровую.

6.7.1. Электромеханический резонанс кварца

Кристалл кварца SiO_2 имеет форму призмы с пирамидальными концами и гексагональным поперечным сечением (рис. 6.34, а). Его структура и анизотропия физических свойств характеризуется тремя системами осей: а) оптической осью, или осью Z , которая соединяет вершины кристалла, и ортогональными осями, расположенными в плоскости, перпендикулярной оси Z (рис. 6.34, б); б) тремя осями (называемыми электронными) X, X', X'' , которые соединяют каждые две противоположные вершины в поперечном шестиугольном сечении; в) тремя осями (называемыми механическими) Y, Y', Y'' , каждая из которых перпендикулярна противоположным сторонам поперечного сечения.

Из кристалла вырезаются квадратные, прямоугольные или круглые пластинки, свойства которых зависят от их формы, размеров и кристаллографической ориентации. Кварц получается пьезоэлектрическим (разд. 10.1.1), когда главные плоскости пластинки перпендикулярны электрической оси. В этом случае наблюдается появление зарядов противоположного знака на противоположных поверхностях пластинки приложении силы по нормали к ним. Это явление называется прямым пьезоэлектрическим эффектом. Приложении к противоположным поверхностям пластинки разности потенциалов происходит изменение толщины пластинки (растяжение или сжатие) в зависимости от знака разности потенциалов. Это явление называется обратным пьезоэлектрическим эффектом.

Пластинка может испытывать различные механические колебания, соответствующие различным типам деформации: растяжению, изгибу и сдвигу. Частоты колебаний, которые могут

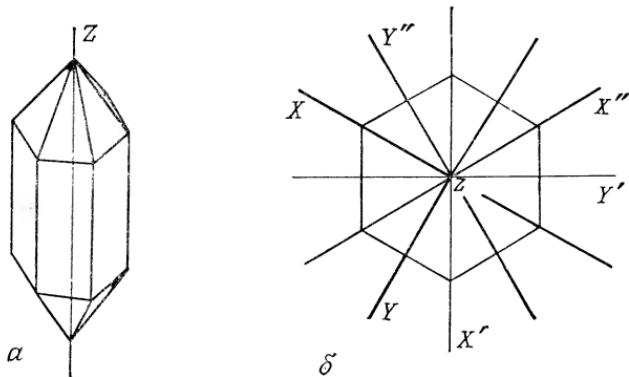


Рис. 6.34. Кристалл кварца.

а — форма кристалла; б — поперечное сечение, перпендикулярное оптической оси.

возникнуть, определяются формой, размерами и кристаллографической ориентацией пластинки. Они определяются общей формулой

$$f = (n/l) \sqrt{c/\rho},$$

где c — модуль упругости, зависящий от кристаллографической ориентации, ρ — плотность кварца, l — размер пластиинки в направлении распространения колебаний и n — целое число (обычно от 1 до 5).

Если к противоположным поверхностям пластиинки приложить переменную разность потенциалов, частота которой равна частоте пьезоэлектрического эффекта, пластиинка будет вибривать, и возникнет явление электромеханического резонанса, сопровождающееся периодическим превращением механической энергии в электрическую и обратно с очень малыми потерями. Добротность Q , характеризующая остроту резонанса, определяется соотношением

$$Q = 2\pi \frac{\text{Максимальная накопленная механическая или электрическая энергия}}{\text{Энергия, рассеиваемая за период}}.$$

Для кварцевой пластиинки величина Q имеет очень высокие значения — обычно $\sim 10^4 \div 10^5$.

Ориентация пластиинки относительно осей кристалла определяет ее срез. Так, например, в срезе X , называемом срезом Кюри, поверхности пластиинки перпендикулярны одной из осей X (рис. 6.35, а). Если приложить переменное напряжение к этим поверхностям, то пластиинка будет вибирать, растягиваясь и сжимаясь. Ее две основные резонансные частоты имеют значения

$$f_1 = 2860/e, \quad f_2 = 2860/l,$$

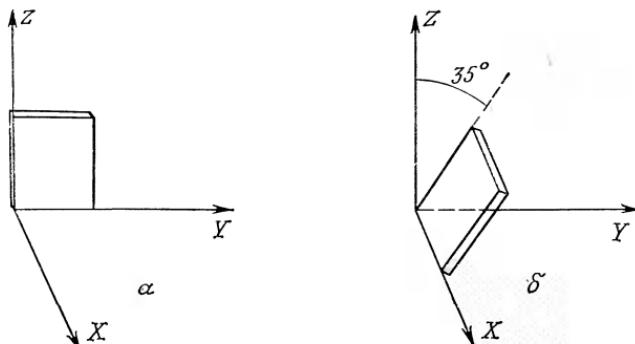


Рис. 6.35. Примеры срезов кристалла кварца.
а — срез X ; б — срез AT .

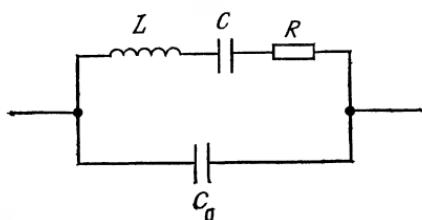


Рис. 6.36. Эквивалентная электрическая схема пластины кварца.

где f выражена в кГц, а e и l , соответственно, толщина и длина пластинки — в мм. В среде AT плоскости поверхности повернуты вокруг оси X и составляют угол приблизительно 35° с осью Z (рис. 6.35, б). Такая пластинка может совершать сдвиговые колебания с частотами

$$f = (1675/e) n,$$

где f выражается в кГц, e — толщина в мм и $n \leq 5$ — целое число. Используются и различные другие срезы; частоты механических колебаний таких пластинок всегда обратно пропорциональны одному из их размеров.

Электроды, с помощью которых подводится разность потенциалов к пластинке, могут быть напылены в вакууме или выполнены из двух прижатых к пластинке кусочков фольги.

Вблизи одной из этих резонансных частот механических колебаний пластинка кварца с электрической точки зрения представляет собой двухполюсник, состоящий из двух параллельных ветвей (рис. 6.36). Первая ветвь содержит L , C , R ; значения ее параметров определяются геометрическими, механическими и кристаллографическими характеристиками пластинки. Величина L имеет порядок от нескольких Гн до 10^4 Гн, C — от 10^{-2} до 10^{-1} пФ, R — от нескольких кОм до нескольких десятков кОм. Вторую ветвь образует емкость C_0 , обусловленная наличием металлических электродов. Величина этой емкости $1 \div 100$ пФ. Отношение C/C_0 обычно находится в пределах $10^{-2} \div 10^{-3}$.

Этот двухполюсник 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:

$$(f_p - f_s)/f_s = (1/2)(C/C_0).$$

Импеданс Z_q двухполюсника, эквивалентного пластинке кварца, можно представить в виде

$$Z_q = R_q + jX_q,$$

или

$$Z_q = \frac{\frac{\omega_p}{\omega} Q \left(\eta - \frac{1}{\eta} \right) - j \left\{ 1 + Q^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right] \left[\eta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 - 1 \right] \right\}}{\omega C_0 \left[1 + Q^2 \eta^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right]},$$

где $\eta = \omega_p / \omega_s$, $Q = L \omega_s / R$. Зависимости от частоты активного сопротивления R_q и реактивного сопротивления X_q представлены на рис. 6.37. Если учесть большую величину коэффициента Q , то практически получим: при $f = f_s$, $X_q = 0$; R_q имеет минимальное значение, равное R ; при $f = f_p$, $X_q = 0$; R_q имеет максимальное значение, равное LC / RC_0^2 .

6.7.2. Кварцевый генератор частоты

Генератор синусоидальных колебаний состоит из усилителя и цепи обратной связи (рис. 6.38, а).

Введем обозначения: 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. Согласно критерию Баркхаузена, для возникновения колебательного режима должны выполняться два условия:

$$|A\beta| \geq 1, \quad \varphi_a + \varphi_r = 2\pi.$$

В качестве примера рассмотрим простую схему, в которой усилителем является полевой транзистор, чтобы с ее помощью

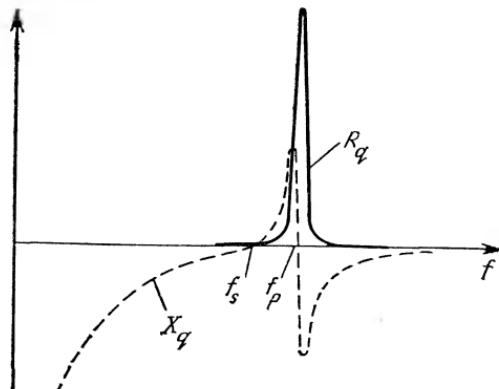


Рис. 6.37. Зависимость активного R_q и реактивного X_q сопротивлений пластиинки кварца от частоты.

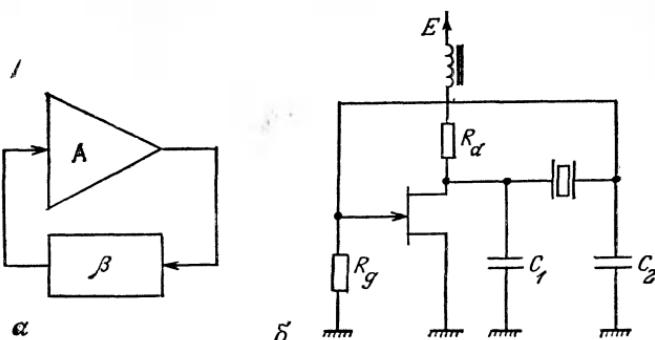


Рис. 6.38. Кварцевый генератор частоты.

а — принципиальная схема; *б* — пример простой схемы кварцевого генератора.

объяснить два условия существования колебательного режима (рис. 6.38, б).

Записав условие равенства напряжения возбуждения v_g на управляющем электроде напряжению на выходе цепи обратной связи, при условии, что R_g значительно больше $1/C_2\omega$, получаем

$$v_g = g_m v_g \frac{1}{C_1 C_2 \omega^2 R_q + j [C_1 C_2 \omega^2 X_q - (C_1 + C_2) \omega]}.$$

или

$$g_m \frac{1}{C_1 C_2 \omega^2 R_q + j [C_1 C_2 \omega^2 X_q - (C_1 + C_2) \omega]} = 1.$$

Отсюда находим условие $g_m = R_q C_1 C_2 \omega^2$, которое определяет активную динамическую проводимость, необходимую для поддержания колебаний. Соотношение для реактивного сопротивления кварцевой пластинки $X_q = (C_1 + C_2)/C_1 C_2 \omega$, которое должно быть индуктивным, определяет частоту колебаний, заключенную в диапазоне между величинами f_s и f_p .

Устойчивость колебаний кварцевого генератора обусловлена очень высокими значениями производных $dX_q/d\omega$ и $d\phi_q/d\omega$ в интервале значений от ω_s до ω_p ($\phi_q = \arctg(X_q/R_q)$). Поэтому при случайному отклонении одного из параметров, от которых зависит частота, но не относящихся к кварцу, достаточно незначительного изменения частоты, чтобы величины X_q и ϕ_q приобрели значения, необходимые для поддержания колебаний.

6.7.3. Чувствительность к температуре

С изменением температуры изменяются размеры пластиинки, ее плотность и модули упругости, что сопровождается изменени-

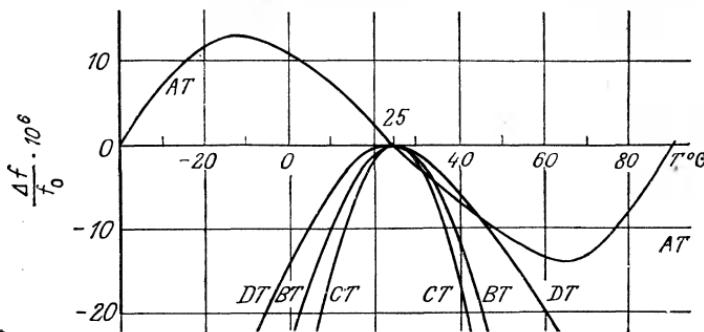


Рис. 6.39. Изменение резонансной частоты для различных срезов кварцевой пластиинки в зависимости от температуры.

ем частот механического резонанса $f = (n/l)\sqrt{c/\rho}$ и значений параметров L , C , R , являющихся электрическими характеристиками пластиинки.

В общем случае имеем

$$f(T) = f_0(1 + aT + bT^2 + dT^3),$$

где T выражается 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 пластиинки (рис. 6.39).

Для срезов BT , CT , DT доминирующим является коэффициент b , и тогда зависимость $\Delta f/f_0$ от температуры имеет вид параболы; чувствительность к температуре минимальна при температуре, соответствующей вершине параболы и зависящей от точной ориентации пластиинки.

Для среза AT определяющую роль играет коэффициент d , и кривая зависимости $\Delta f/f_0$ от температуры имеет точку перегиба, в окрестности которой (в пределах нескольких десятков градусов) чувствительность к температуре чрезвычайно мала.

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

Для кварцевой пластиинки, используемой в качестве датчика температуры, выбирают именно срез LC . На рис. 6.40 пред-

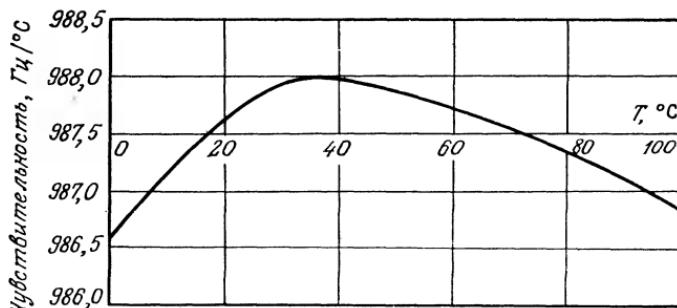


Рис. 6.40. Зависимость чувствительности пластиинки кварца на срезе LC от температуры (данные фирмы Hewlett — Packard).

ставлена зависимость чувствительности от температуры для пластиинки кварца (срез LC) в интервале температур $0 \div 100^{\circ}\text{C}$. Принимая в качестве среднего значения чувствительности в этом интервале температур величину $987,5 \text{ Гц/}^{\circ}\text{C}$, получим погрешность измерения температуры¹⁾ не более $\pm 5 \cdot 10^{-4}$.

6.7.4. Конструкция и метод измерения

Датчик температуры представляет собой пластиинку кварца, помещенную в стальной корпус, заполненный гелием для увеличения тепловой проводимости между кварцем и корпусом датчика. Кварцевая пластиинка, связанная проводами с активным элементом, образует в совокупности генератор, создающий измерительный сигнал e_m :

$$e_m = E_m \cos \Omega_m t,$$

где $\Omega_m = 2\pi f_m$, $f_m = f_0 + \Delta f$ и $\Delta f = S(T - T_0) = ST$, если $T_0 = 0^{\circ}\text{C}$.

Кварцевый генератор опорной частоты создает сигнал e_r с частотой f_0 , практически не зависящий от температуры окружающей среды:

$$e_r = E_r \cos \Omega_0 t \quad (\Omega_0 = 2\pi f_0).$$

Сигналы e_m и e_r поступают на вход преобразователя частоты, например умножителя, на выходе которого снимается напряжение v_0' :

$$v_0' = k e_m e_r = E'_0 [\cos(\Omega_m - \Omega_r)t + \cos(\Omega_m + \Omega_r)t].$$

¹⁾ Здесь автором приводится, по-видимому, усредненное по диапазону значение абсолютного отклонения результатов измерения температуры от ее действительных значений, поскольку максимальные отклонения в отдельных точках диапазона для датчика с характеристиками рис. 6.40 будут в $2 \div 3$ раза больше. — Прим. ред.

С помощью низкочастотного фильтра отсекаются верхние частоты, учитываемые членом $\cos(\Omega_m + \Omega_r)t$, и тогда

$$v_0 = E_0 \cos(\Omega_m - \Omega_r)t = E_0 \cos 2\pi\Delta f t.$$

Определив с помощью частотомера величину Δf и зная S , можно найти температуру $T = \Delta f/S$.

Пример. Кварцевый термометр фирмы Hewlett—Packard имеет следующие метрологические параметры: диапазон измерений $-80 \div +250^{\circ}\text{C}$; нелинейность $\pm 0,05\%$ в указанном выше диапазоне измерений (что в десять раз меньше соответствующей величины для платинового термометра сопротивления в том же интервале температур); чувствительность $1000 \text{ Гц}/^{\circ}\text{C}$; разрешающая способность $0,0001^{\circ}\text{C}$; погрешность, обусловленная гистерезисом, $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$; быстродействие (температура постоянной времени) 2,5 с в потоке воды со скоростью 22 м/с.

6.8. Измерение температуры на движущихся телах

При измерении температуры на внешней поверхности наиболее эффективен метод оптической пирометрии. Когда же нужно измерить температуру внутри движущегося тела, датчик размещают в точке измерения, и тогда основная трудность заключается в способе передачи информации к стационарной измерительной цепи. Можно предложить несколько решений этой проблемы.

1. *Скользящие контакты в случае врачающихся деталей.* Они создают опасность введения в измерительную цепь переменных сопротивлений контакта, паразитных э.д.с. термоэлектрической природы и шума.

2. *Вращающийся трансформатор.* Первичная обмотка — индуктор — размещается на вращающейся детали и соединена с термопарой; протекающий по ней ток зависит от температур измерительного и опорного спаев. Вторичная обмотка, которая неподвижна, представляет собой якорь, с клемм которого снимается напряжение, зависящее от э.д.с. Зеебека термопары с вращающейся обмоткой.

3. *Пассивная индуктивная связь.* Размещенная на движущейся детали цепь состоит из катушки индуктивности, соединенной последовательно с термометром сопротивления, например термистором. Эта катушка периодически проходит между двумя неподвижными катушками — передающей, питаемой генератором, и приемной, соединенной с измерительной установкой (рис. 6.41). Чем выше температура, тем меньше сопротивление термистора и тем больше затухание сигнала, воспринимаемого приемной катушкой. Достоинство этого спо-

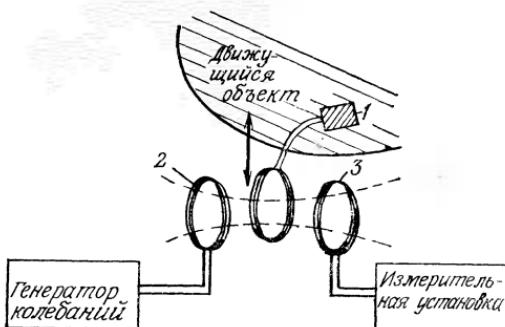


Рис. 6.41. Измерение температуры в движущемся объекте методом пассивной индуктивной связи (документация фирмы С.М.Р.).

1 — термистор; 2 — катушка возбуждения; 3 — приемная катушка.

соба состоит в простоте подвижных элементов, которая обеспечивает надежность и стабильность работы.

Пример метрологических характеристик. В качестве примера приведем устройство для измерения и визуальной регистрации температуры вкладыша шатунного подшипника методом пассивной индуктивной связи (фирма С. М. Р.). Оно имеет следующие метрологические характеристики: диапазон измерения температур $75 \div 125^{\circ}\text{C}$; угловая скорость вращения $60 \div 1200$ об/мин; направление вращения — любое; влияние изменения угловой скорости — незначительное; погрешность $\pm 2^{\circ}\text{C}$; время установления $20 \div 30$ с.

6.9. Оптическая пирометрия

Оптическая пирометрия — это метод измерения температуры, основанный на соотношении, существующем между температурой тела и оптическим излучением (инфракрасным или видимым), которое этим телом испускается. Датчики, воспринимающие это излучение, являются, следовательно, оптическими датчиками, фотоэлектрическими или тепловыми (гл. 5). Однако, учитывая важность оптической пирометрии для применений в промышленности, изложим здесь кратко физические принципы метода и используемые процедуры измерений. Преимуществом оптической пирометрии является то, что она позволяет определить температуру объекта без контакта с ним. Таким образом, методы оптической пирометрии являются особенно подходящими, когда условия эксперимента не позволяют использовать классические термометрические датчики. К таким условиям относятся:

- 60% от полной рабочей температуры ($>2000^{\circ}\text{C}$) и неизменна на
- очень агрессивная окружающая среда (химическая промышленность);
 - материалы, плохо проводящие тепло (пластмассы, стекла, дерево);
 - движущиеся тела (например, листовой материал в прокатном стане).

Когда температура исследуемого объекта неравномерна, оптическая пирометрия позволяет получить карту распределения температур (термография).

6.9.1. Физические принципы

Все тела спонтанно и непрерывно испускают электромагнитное излучение, распределение энергии в непрерывном спектре которого есть функция температуры — это тепловое излучение. Излучение является следствием вызванных тепловым возбуждением радиационных переходов в атомах и молекулах. Законы испускания этого излучения установлены для идеального излучателя — абсолютно черного тела, поглощающего все падающее на него излучение; тепловое излучение реального тела в зависимости от его коэффициента поглощения в большей или меньшей степени приближается к излучению абсолютно черного тела.

Законы теплового излучения абсолютно черного тела. Дадим некоторые определения. Спектральная плотность энергетической светимости $E_{\lambda,n}$ — это мощность, излучаемая в полусферу с единицы поверхности излучателя на длине волны λ в единичном интервале длин волн с центром в λ . Энергетическая светимость E_n — это полная мощность излучения, испускаемого в полусферу с единицы поверхности излучателя:

$$E_n = \int_0^{\infty} E_{\lambda,n} d\lambda.$$

Фундаментальный закон теплового излучения Планка определяет спектральную плотность энергетической светимости источника, являющегося абсолютно черным телом, в функции длины волны λ и абсолютной температуры T этого источника:

$$E_{\lambda,n}(\lambda, T) = \frac{c_1}{\lambda^5 (\exp(c_2/\lambda T) - 1)},$$

где $c_1 = 2\pi h c^2$ и $c_2 = hc/k$; $h = 6,6261 \cdot 10^{-34}$ Вт·с² — постоянная Планка; $c \approx 2,998 \cdot 10^8$ м·с⁻¹ — скорость света; $k = 1,38066 \cdot$

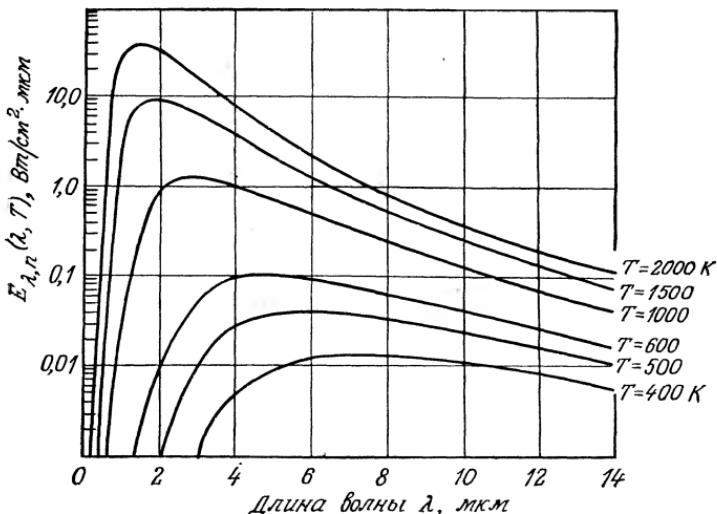


Рис. 6.42. Спектральная плотность энергетической светимости черного тела при различных температурах в функции длины волны.

$\cdot 10^{-23}$ Вт·с·К $^{-1}$ — постоянная Больцмана; величины c_1 и c_2 в системе СИ равны $c_1 = 3,7418 \cdot 10^{-16}$ Вт·м 2 , $c_2 = 1,4388 \cdot 10^{-2}$ м·К.

В прикладных задачах спектральную плотность энергетической светимости часто выражают в ватах на квадратный сантиметр и микрометр длины волны (Вт/см 2 ·мкм); в этом случае c_1 и c_2 численно равны $c_1 = 3,7418 \cdot 10^{-4}$ и $c_2 = 14388$.

На рис. 6.42 представлена зависимость спектральной плотности энергетической светимости от длины волны для различных температур. В часто встречающемся на практике случае, когда $c_2 \gg \lambda T$, закон Планка можно записать в виде

$$E_{\lambda, n}(\lambda, T) = \frac{c_1}{\lambda^5} \exp\left(-\frac{c_2}{\lambda T}\right).$$

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 :

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

Максимальная спектральная плотность энергетической светимости на длине волны λ_{\max} при температуре T выражается формулой

$$E_{\lambda, n}(\lambda_{\max}, T) = 1,286 \cdot 10^{-15} \cdot T^5,$$

здесь $E_{\lambda,n}$ выражена в ваттах на квадратный сантиметр и микрометр длины волны ($\text{Вт}/\text{см}^2 \cdot \text{мкм}$).

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

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

где σ — постоянная Стефана — Больцмана, которая выражается формулой $\sigma = 2\pi^5 k^4 / 15c^2 h^3$ и, следовательно, численно равна $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-12} \text{ Вт} \cdot \text{см}^{-2} \cdot \text{К}^{-4}$. Установлено, что более 90% полной энергии излучается в диапазоне между $\lambda_{\max}/2$ и $5\lambda_{\max}$.

Эти законы показывают (табл. 6.9), что с повышением температуры быстро увеличивается энергетическая светимость и происходит сдвиг спектра излучения в сторону коротких длин волн (от инфракрасной в видимую область спектра).

Заметим, что при температурах ниже 500 °C тепловое излучение почти полностью приходится на инфракрасную область спектра, а когда источником является Солнце ($T \approx 5500 \text{ К}$), λ_{\max} соответствует максимуму чувствительности глаза.

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

$$E_{\lambda}(T) = e(\lambda, T) E_{\lambda,n}(T),$$

где $e(\lambda, T)$ — 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

$$E(T) = e(T) \sigma T^4.$$

Незнание точного значения $e(\lambda, T)$ — 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. Ослаб-

Таблица 6.9. Зависимость теплового излучения от температуры источника

$T, ^\circ\text{C}$	-200	-100	0	100
$E_n, \text{Вт}/\text{см}^2$	$0,16 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$31,5 \cdot 10^{-3}$	$109 \cdot 10^{-3}$
$\lambda_{\text{макс}}, \text{мкм}$	39,7	16,7	10,6	7,76

ление 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 $0,75 \div 2,7$ мкм; окно в средней инфракрасной области $3 \div 5$ мкм; окно в дальней инфракрасной области $7 \div 14$ мкм.

Оптические элементы, связанные с оптическим пирометром (прозрачные окна, отражающие и преломляющие элементы), также обуславливают определенное поглощение излучения, которое можно уменьшить, выбирая соответствующий материал (фтористый кальций, сапфир, плавленый кварц).

6.9.2. Основные методы измерения температур

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

$$d\Phi = E_\lambda(T) d\lambda = e(\lambda, T) E_{\lambda, n}(T) d\lambda.$$

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

$$d\Phi_d = K(\lambda) e(\lambda, T) E_{\lambda, n}(T) d\lambda,$$

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 s_{el} (ток или напряжение), и, следовательно, для элементарного потока имеем:

$$ds_{el} = S_d(\lambda) K(\lambda) e(\lambda, T) E_{\lambda, n}(T) d\lambda.$$

Это соотношение с учетом закона Планка устанавливает связь между температурой T объекта и элементарным элект-

(для черного тела)

200	500	1000	2000	4000	5000
$284 \cdot 10^{-3}$ 6,13	2,02 3,75	14,9 2,27	150,8 1,27	1871 0,68	5183 0,53

рическим сигналом на выходе приемника излучения:

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

Из последнего выражения видны трудности такого типа измерений, которые, в частности, требуют знания коэффициента $e(\lambda, T)$ 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 (разд. 5.11).

Электрический сигнал, выдаваемый приемником, определяется выражением

$$s_{el} = \int_0^{\infty} S_d(\lambda) K(\lambda) e(\lambda, T) E_{\lambda, n}(T) d\lambda.$$

Если принять, что S_d , K , e не зависят от λ , то по закону Стефана — Больцмана получим:

$$s_{el} = S_d K e(T) \int_0^{\infty} E_{\lambda, n}(T) d\lambda = S_d K e(T) \sigma T^4.$$

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

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

Узкополосный (монохроматический) пирометр. Некоторая часть теплового спектра излучения объекта, центрированная

Таблица 6.10. Области применения фотоэлектрических датчиков в оптической пирометрии

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

на длине волны λ_0 и имеющая ширину $\Delta\lambda$, выделяется с помощью оптического фильтра и принимается фотоэлектрическим датчиком со спектральной чувствительностью, согласованной с этой длиной волны λ_0 (датчиком может быть фоторезистор — см. разд. 5.6, фотодиод — см. разд. 5.7, фотоумножитель — см. разд. 5.10.5, табл. 6.10). Электрический сигнал s_{el} , выдаваемый приемником, описывается выражением

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

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

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

откуда с учетом закона Планка

$$s_{el} = S_d(\lambda_0) K(\lambda_0) e(\lambda_0, T) \frac{c_1 \Delta\lambda}{[\lambda_0^5 \{ \exp(c_2/\lambda_0 T) - 1 \}]}.$$

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

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

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

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

Пирометр с исчезающей нитью, или монохроматический пирометр ($\lambda_0=0,65$ мкм). Изображение вольфрамовой нити лампы накаливания накладывается на изображение объекта. Ток I_f , нагревающий нить, устанавливается таким, чтобы ее яркость была равна яркости объекта; при этом оба изображения сливаются.

Предварительная градуировка с помощью модели черного тела ($I_f=\bar{f}(T)$) позволяет определить коэффициент излучения e объекта и получить значение температуры из предыдущего соотношения.

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, центрированного в λ_1 :

$$s_{el1} = S_d(\lambda_1) K(\lambda_1) e(\lambda_1, T) c_1 \exp(-c_2/\lambda_1 T) (\Delta\lambda/\lambda_1^5),$$

и для диапазона, центрированного в λ_2 :

$$s_{el2} = S_d(\lambda_2) K(\lambda_2) e(\lambda_2, T) c_1 \exp(-c_2/\lambda_2 T) (\Delta\lambda/\lambda_2^5).$$

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

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

отношение сигналов, выдаваемых приемником излучения, равно

$$r = \frac{s_{el1}}{s_{el2}} = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)^5 \exp \left\{ \frac{c_2}{T} \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) \right\}.$$

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.

Приложение

Таблица П.6.1. Зависимость сопротивления платинового зонда от температуры (стандарт DIN 43760)

T, °C	R, Ом						
-220	10,41	+50	119,40	+320	219,13	+590	310,43
210	14,36	60	123,24	330	222,66		
		70	127,07	340	226,18	+600	313,65
-200	18,53	80	130,89			610	316,86
190	22,78	90	134,70	+350	229,69	620	320,05
180	27,05			360	233,19	630	323,24
170	31,28	+100	138,50	370	236,67	640	326,41
160	35,48	110	142,28	380	240,15		
		120	146,06	390	243,61	+650	329,57
150	39,65	130	149,82			660	332,72
140	43,80	140	153,57	+400	247,06	670	335,86
130	47,93			410	250,50	680	338,99
120	52,04	+150	157,32	420	253,93	690	342,10
110	56,18	160	161,05	430	257,34		
		170	164,76	440	260,75	+700	345,21
-100	60,20	180	168,47			710	348,30
90	64,25	190	172,16	+450	254,14	720	351,38
80	68,28			460	267,52	730	354,45
70	72,29	+200	175,84	470	270,89	740	357,51
60	76,28	210	179,51	480	274,25		
		220	183,17	490	277,60	+750	360,55
-50	80,25	230	186,82			760	363,59
40	84,21	240	190,46	+500	280,93	770	366,61
30	88,17			510	284,25	780	369,62
20	92,13	+250	194,08	520	287,57	790	372,62
		260	197,70	530	290,87		
-10	96,07	270	201,30	540	294,16	+800	375,61
±0	100,00	280	204,88			810	378,59
+10	103,90	290	208,48	+550	297,43	820	381,55
20	107,79			560	300,70	830	384,50
30	111,67	+300	212,03	570	303,95	840	387,45
40	115,54	310	215,58	580	307,20	850	390,38

Таблица П.6.2. Допустимые отклонения Δ от номинальных значений

T, °C	-220	-200	-100	0	100	200
R, ±Ом	0,7	0,5	0,3	0,1	0,25	0,45
T, ±°C	1,8	1,2	0,7	0,3	0,6	1,2
метрологических характеристик платинового зонда						
300	400	500	600	700	800	850
0,65 1,8	0,85 2,4	1,0 3,0	1,2 3,6	1,35 4,2	1,45 4,8	1,5 5,1

Таблица II.6.3. Термопара типа R. Платинородий (13% Rh) — платина*

<i>T, °C</i>	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-0	0	-51	-100	-145	-188	-226	363	431	501	573	647
+0	0	52	111	171	232	296	1124	1208	1294	1380	1468
100	647	723	800	879	959	1041	1923	2017	2111	2207	2303
200	1468	1557	1647	1738	1830	1923	2896	2997	3099	3201	3204
300	2400	2498	2596	2695	2795	3826	3933	4039	4146	4254	4362
400	3407	3511	3616	3721							
500	4471	4580	4689	4799	4910	5021	5132	5244	5356	5469	5582
600	5582	5696	5810	5925	6040	6155	6272	6388	6505	6623	6741
700	6741	6860	6979	7098	7218	7339	7460	7582	7703	7826	7949
800	7949	8072	8196	8320	8445	8570	8696	8822	8949	9076	9203
900	9203	9331	9460	9589	9718	9848	9978	10109	10240	10371	10503
1000	10 503	10 636	10 768	10 902	11 035	11 170	11 304	11 439	11 574	11 710	11 846
1100	11 846	11 983	12 119	12 257	12 394	12 532	12 669	12 808	12 946	13 085	13 224
1200	13 224	13 363	13 502	13 642	13 782	13 922	14 062	14 202	14 343	14 483	14 624
1300	14 624	14 765	14 906	15 047	15 138	15 329	15 470	15 611	15 752	15 893	16 035
1400	16 035	16 176	16 317	16 458	16 599	16 741	16 882	17 022	17 163	17 304	17 445
1500	17 445	17 585	17 726	17 866	18 006	18 146	18 286	18 425	18 564	18 703	18 842
1600	18 842	18 981	19 119	19 257	19 395	19 533	19 670	19 807	19 944	20 080	20 215
1700		20 350	20 483	20 616	20 748	20 878	21 006				

* В табл. 3—9 э. д. с. выражена в мкВ, температура — в °С (МПШТ-68), опорный спай при 0 °С, стандарт NFC 42-321.

Таблица П.6.4. Термопара типа S. Платинородий (10% Rh) — платина

<i>T, °C</i>	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-0	0	-53	-103	-150	-194	-236	365	432	502	573	645
+0	0	55	113	173	235	299	1029	1109	1190	1273	1356
100	645	719	795	872	950	1029	1173	1252	1340	1440	1540
200	1440	1525	1611	1698	1785	1873	1962	2051	2141	2232	2323
300	2323	2414	2506	2599	2692	2786	2880	2974	3069	3164	3260
400	3260	3356	3452	3549	3645	3743	3840	3938	4036	4135	4234
500	4234	4333	4432	4532	4632	4732	4832	4933	5034	5136	5237
600	5237	5339	5442	5544	5648	5751	5855	5960	6064	6169	6274
700	6274	6380	6486	6592	6699	6805	6913	7020	7128	7236	7345
800	7345	7454	7563	7672	7782	7892	8003	8114	8225	8336	8448
900	8448	8560	8673	8786	8899	9012	9126	9240	9355	9470	9585
1000	9585	9700	9816	9932	10 048	10 165	10 282	10 400	10 517	10 635	10 754
1100	10 754	10 872	10 991	11 110	11 229	11 348	11 467	11 587	11 707	11 827	11 947
1200	11 947	12 067	12 188	12 308	12 429	12 550	12 671	12 792	12 913	13 034	13 155
1300	13 155	13 276	13 397	13 519	13 640	13 761	13 883	14 004	14 125	14 247	14 368
1400	14 368	14 489	14 610	14 731	14 852	14 973	15 094	15 215	15 336	15 456	15 576
1500	15 576	15 697	15 817	15 937	16 057	16 176	16 296	16 415	16 534	16 653	16 771
1600	16 771	16 890	17 008	17 125	17 243	17 360	17 477	17 594	17 711	17 826	17 942
1700	17 942	18 056	18 170	18 282	18 394	18 504	18 612				

Таблица П.6.5. Термопара типа В. Платинородий (80% Rh) — платинородий (6% Rh)

<i>T, °C</i>	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
0	0	-2	-3	-2	0	2	6	11	17	25	33
100	33	43	53	65	78	92	107	123	140	159	178
200	178	199	220	243	266	291	317	344	372	401	431
300	431	462	494	527	561	596	632	669	707	746	786
400	786	827	870	913	957	1002	1048	1095	1143	1192	1241
500	1241	1292	1344	1397	1450	1505	1560	1617	1674	1732	1701
600	1791	1851	1912	1974	2036	2100	2164	2230	2296	2363	2430
700	2430	2499	2569	2639	2710	2782	2855	2928	3003	3078	3154
800	3154	3231	3308	3387	3466	3546	3626	3708	3790	3873	3957
900	3957	4041	4126	4212	4298	4386	4474	4562	4652	4742	4833
1000	4833	4924	5016	5109	5202	5297	5391	5487	5583	5680	5777
1100	5777	5875	5973	6073	6172	6273	6374	6475	6577	6680	6783
1200	6783	6887	6991	7096	7202	7308	7414	7521	7628	7736	7845
1300	7845	7953	8063	8172	8283	8393	8504	8616	8727	8839	8952
1400	8952	9065	9178	9291	9405	9519	9634	9748	9863	9979	10 094
1500	10 094	10 210	10 325	10 441	10 558	10 674	10 790	10 907	11 024	11 141	11 257
1600	11 257	11 374	11 491	11 608	11 715	11 842	11 959	12 076	12 193	12 310	12 426
1700	12 426	12 543	12 659	12 776	12 892	13 008	13 124	13 239	13 354	13 470	13 585

Таблица П.6.6. Термопара типа J. Железо — медь, никель

$t, ^\circ\text{C}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-7890	-8096	-5426	-5801	-6159	-6499	-6821	-7122	-7402	-7659	-7890
-100	-4632	-5036	-995	-1481	-1960	-2431	-2892	-3344	-3785	-4215	-4632
-0	0	-501	507	1019	1536	2058	2585	3115	3649	4186	4725
+0	0	5268	5812	6359	6907	7457	8008	8560	9113	9667	5268
100	10 777	11 332	11 887	12 442	12 998	13 553	14 108	14 663	15 217	15 771	10 777
200	16 325	16 879	17 432	17 984	18 537	19 089	19 640	20 192	20 743	21 295	16 325
300	21 846	22 397	22 949	23 501	24 054	24 607	25 161	25 716	26 272	26 829	27 388
400	27 388	27 949	28 511	29 075	29 642	30 210	30 782	31 356	31 933	32 513	33 096
500	33 096	33 683	34 273	34 867	35 464	36 066	36 671	37 280	37 893	38 510	39 130
600	39 130	39 754	40 382	41 013	41 647	42 283	43 563	44 207	44 852	45 498	45 496
700	45 498	46 144	46 790	47 434	48 076	48 716	49 354	49 989	50 621	51 249	51 875
800	51 875	52 496	53 115	53 729	54 341	54 948	55 553	56 155	56 753	57 349	57 942
900	57 942	58 533	59 121	59 708	60 293	60 876	61 459	62 039	62 619	63 199	63 777
1000	63 777	64 355	64 933	65 510	66 087	66 664	67 240	67 815	68 290	68 964	69 536

22

Таблица П.6.7. Термопара типа Т. Медь — медь, никель

$T, ^\circ\text{C}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-5603	-5753	-5889	-6007	-6105	-6181	-6232	-6258	-6258	-5439	-5603
-100	-3378	-3656	-3883	-4177	-4419	-4648	-4865	-5069	-5261	-5439	-5603
-0	0	-3883	-757	-1121	-1475	-1819	-2152	-2475	-2788	-3089	-3378
+0	0	391	789	1196	1621	2035	2467	2908	3357	3813	4277
100	4277	4749	5227	5712	6204	6702	7207	7718	8235	8757	9286
200	9286	9820	10360	10905	11456	12011	12572	13137	13707	14281	14860
300	14860	15443	16030	16621	17217	17816	18420	19027	19638	20952	20869

Таблица П.6.8. Термопара типа Е. Никель, хром — медь, никель

$T, {}^{\circ}\text{C}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-8824	-9063	-9274	-9455	-9604	-9719	-9797	-9835	-9873	-9561	-8824
-100	-5237	-5680	-6107	-6516	-6907	-7279	-7631	-7963	-8211	-4301	-5237
-0	0	-581	-1151	-1709	-2254	-2787	-3306	-3811	-4301	-4777	-5237
+0	6317	6996	7591	1192	1801	2419	3047	3683	4329	4983	5646
100	13 419	14 161	14 909	15 661	16 417	17 178	17 942	18 710	19 481	20 256	21 033
200	21 033	21 814	22 597	23 383	24 171	24 961	25 754	26 549	27 345	28 143	18 943
300	28 943	29 744	30 546	31 350	32 155	32 960	33 767	34 574	35 382	36 290	36 999
400	36 999	37 808	38 617	39 426	40 236	41 045	41 853	42 662	43 470	44 278	45 085
500	45 085	45 891	46 697	47 502	48 306	49 109	49 911	50 713	51 513	52 312	53 110
600	53 110	53 907	54 703	55 498	56 291	57 083	57 873	58 663	59 451	60 237	61 022
700	61 022	61 806	62 583	63 368	64 147	64 924	65 700	66 473	67 245	68 015	68 783
800	68 783	69 549	70 313	71 075	72 835	72 593	73 350	74 104	74 857	75 608	76 358

Таблица П.6.9. Термопара типа К. Никель, хром — никель, алюминий⁶

$T, ^\circ\text{C}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-5891	-6035	-6158	-6262	-6344	-6404	-6441	-6458	-5550	-5730	-5891
-100	-3553	-3852	-4138	-4410	-4669	-4912	-5141	-5354	-2920	-3242	-3553
-0	0	-392	-777	-1156	-1527	-1889	-2243	-2586			
+0	0	397	798	1203	1611	2022	2436	2850	3266	3681	4095
100	4095	4508	4919	5327	5733	6137	6539	6939	7338	7737	8137
200	8137	8537	8938	9341	9745	10151	10560	10969	11381	11793	12207
300	12207	12623	13039	13456	13874	14292	14712	15132	15552	15974	16395
400	16395	16818	17241	17664	18088	18513	18938	19363	19788	20214	20640
500	20640	21066	21493	21919	22346	22772	23198	23624	24050	24476	24902
600	24902	25327	25751	26176	26599	27022	27445	27867	28288	28709	29128
700	29128	29547	29965	30383	30799	31214	31629	32042	32455	32866	33277
800	33277	33686	34095	34502	34909	35314	35718	36121	36524	36925	37325
900	37325	37724	38122	38519	38915	39310	39703	40096	40488	40879	41269
1000	41269	41657	42045	42432	42817	43202	43585	43968	44349	44729	45109
1100	45108	45486	45863	46238	46612	46985	47356	47726	48095	48462	48828
1200	48828	49192	49555	49916	50276	50633	50990	51344	51697	52049	52398
1300	52398	52747	53093	53439	53782	54125	54466	54807			

Библиография

Монографии

1. A. S. T. M. (American Society for Testing and Materials), Manual of the use of thermocouples in temperature measurement, Philadelphia, A. S. T. M., 1974.
2. Baker D. H., Ryder E. A., Baker N. H., Temperature measurement in engineering, Stanford, Omega Press, 1975.
3. Eckert R. G., Goldstein R. J., Measurements in heat transfer, N. Y., McGraw, 1976.
4. Nieto A., Paul F., Mesure des températures, Paris, Editions, Radio, 1975.

Периодические издания

5. Benson B., Krause D., Use of the quartz crystal thermometer for absolute temperature measurements, *Rev. Sci. Instrum.*, 45, 1499 (1974).
6. Borkowski C. J., Blalock T. V., A new method of Johnson noise thermometry, *Rev. Sci. Instrum.*, 45, 151 (1974).
7. Diamond J. W., Linearization of resistance thermometers and other transducers, *Rev. Sci. Instrum.*, 41, 53 (1970).
8. Dutt M., On the measurement of average temperature in circular ducts, *I. S. A. Transact.*, 8, 98 (1969).
9. Dutt M., Stickney T., Conduction error in temperature sensors, *I. S. A. Transact.*, 9, 81 (1970).
10. Goldatt E., Yeshurum Y., Greenfield A. J., Effect of heat leaks in platinum resistance thermometry, *Rev. Sci. Instrum.*, 51, 361 (1980).
11. Hoge H. J., Comparison of circuits for linearizing the temperature indications of thermistors, *Rev. Sci. Instrum.*, 50, 316 (1979).
12. Horton B. M., Sliding contacts to transmit small signals, *Rev. Sci. Instrum.*, 20, 930 (1949).
13. Huetz J., Temps de réponse des détecteurs de température. Méthodes de mesure, *Bulletin B. N. M.*, 32—33, 34 (1978).
14. Kerlin T. W., Hashemian H. M., Petersen K. M., Time response of temperature sensors, *I. S. A. Transact.*, 20, 65 (1981).
15. Moffat R. J., Gas temperature measurement: direct design of radiation shielding, *I. S. A. Transact.*, 8, 91 (1969).
16. Moser A., Evolution des échelles de température, *Bulletin B. N. M.*, 20, 25 (1975).
17. Praul S. H., Hmrcik L. V., Instantaneous temperature measurement, *Rev. Sci. Instrum.*, 44, 1363 (1973).
18. Sclar N., Pollock D. B., On diode thermometers, *Solid State Electronics*, 15, 473 (1972).

Литература основного списка, имеющаяся на русском языке

5. Приборы для научных исследований, № 12, с. 3 (1974).
6. Приборы для научных исследований, № 2, с. 3 (1974).
7. Приборы для научных исследований, № 1, с. 55 (1970).
10. Приборы для научных исследований, № 3, с. 104 (1980).
11. Приборы для научных исследований, № 3, с. 46 (1979).
17. Приборы для научных исследований, № 9, с. 219 (1973).

Дополнительная литература

1. Брамсон М. А. Инфракрасное излучение нагретых тел. — М.: Наука, 1964.
2. Сосновский А. Г., Столярова Н. И. Измерение температур. — М.: Изд-во стандартов, 1970.

7. ДАТЧИКИ ПОЛОЖЕНИЯ И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Эти датчики находят очень широкое применение, поскольку контроль положений и перемещений является важным элементом правильного функционирования большого числа разнообразных машин, например станков. В то же время многие физические величины измеряются с помощью их первичного преобразования в перемещения, которые они вызывают в образцах; это относится к измерению сил, давлений, ускорений, температур и т. д.

Существует два основных метода определения положения и измерения перемещений.

В первом методе, наиболее употребительном, датчик вырабатывает сигнал, являющийся функцией положения одной из его частей, связанных с подвижным объектом, а изменения этого сигнала отражают перемещение; в важной группе таких датчиков используется зависимость электрического импеданса от положения подвижного элемента — потенциометра, индуктивности с подвижным сердечником, конденсатора с подвижными обкладками, трансформатора с переменным числом подключаемых витков.

К этой категории датчиков относятся также кодовые датчики абсолютных значений, с помощью которых положение и перемещения определяются посредством оптического или магнитного считывания с двоичной шкалы, нанесенной на рейку или диск и соединенной с подвижной частью.

Во втором методе, менее употребительном, датчик генерирует единичный импульс на каждом элементарном перемещении; положение и перемещение определяются подсчетом суммы или разности испущенных импульсов в зависимости от направления перемещения, т. е. речь идет о датчиках последовательных приращений.

Датчики, называемые бесконтактными, характеризуются отсутствием механической связи с объектом, расстояние до которого или перемещения которого они измеряют, поэтому они мало влияют на измеряемую величину. Связь между подвижным объектом и датчиком осуществляется в этом случае посредством магнитного, электромагнитного или электростатиче-

ского поля, а интенсивность этой связи, являющаяся функцией относительного расположения объекта и датчика, определяет электрический сигнал датчика.

7.1. Резисторные потенциометры

Датчик этого типа основан на простом принципе действия, что приводит к конструкциям умеренной стоимости; измеряемый сигнал, который он позволяет получать, может иметь весьма высокий уровень и не требовать специальной электрической схемы обработки. Однако такой датчик обладает внутренним трением, которое влияет на его точность, являясь источником шумов и причиной износа, что влечет за собой ухудшение характеристик (линейности, точности) и устанавливает предел количества измерений, которые датчик может выдержать. Кроме того, на его функционирование может заметно влиять окружающая атмосфера (влажность, пыль).

7.1.1. Устройство потенциометра

Различные формы. Потенциометр представляет собой резистор постоянного сопротивления R_n , по которому перемещается скользящий электрический контакт. Этот контакт механически соединяется с деталью, перемещения которой он должен передавать; скользящий контакт потенциометра электрически изолируется от контролируемой детали.

Величина сопротивления R между скользящим контактом и одним из концов резистора является функцией, с одной стороны, положения скользящего контакта и, следовательно, по движной детали, положение которой измеряется, и, с другой стороны, конструкции резистора. Если резистор имеет однородную конструкцию, то потенциометр линеен, так как существует соотношение прямой пропорциональности между величиной R и положением скользящего контакта.

В зависимости от формы данного резистора и, следовательно, от траектории перемещения скользящего контакта, различают:

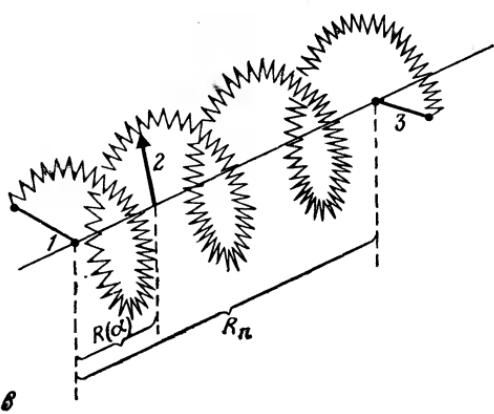
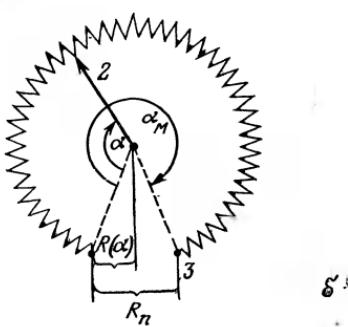
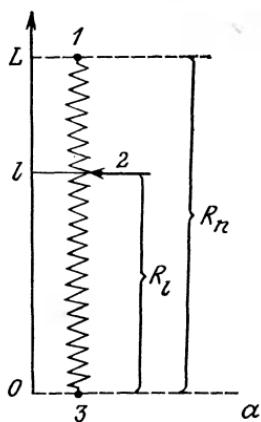
- потенциометр линейного перемещения (рис. 7.1, а)

$$R(l) = (l/L) R_n,$$

- потенциометр углового перемещения

$$R(\alpha) = (\alpha/\alpha_m) R_n,$$

а точнее, круговой потенциометр ($\alpha_m < 360^\circ$, рис. 7.1, б), многооборотный геликоидальный потенциометр ($\alpha_m > 360^\circ$, рис. 7.1, в).



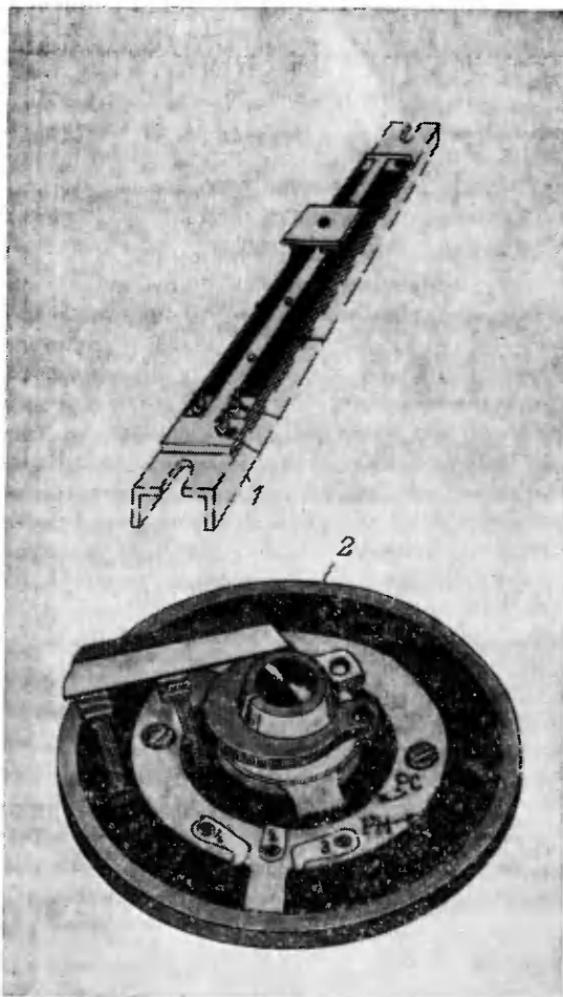


Рис. 7.1. Потенциометры различных форм: электрические схемы и конструкции (документация фирмы MCB).

a — линейный потенциометр; *b* — круговой потенциометр; *c* — многооборотный потенциометр. 1 — контактная полоса; 2 — измерительная полоса.

Далее мы будем обозначать через x перемещение скользящего контакта — линейное ($x=l$) или угловое ($x=\alpha$), а его максимальное значение — через X (L либо α_m).

Резистор. Он может быть образован либо намотанной проволокой, либо проводящей полоской.

Проволока должна обладать малым температурным коэффициентом сопротивления и малой термо-Э.Д.С. (при использо-

вании меди), стабильностью кристаллического строения и коррозионной стойкостью. Обычно для изготовления такой проволоки применяют сплавы типа Ni—Cr, NiCu, Ni—Cr—Fe, Ag—Pb. Проволока, намотанная на изолирующий стержень (из стекла, керамики или пластика), сама изолируется эмалью или поверхностным окислом; она открыта в той части, которая соприкасается со скользящим контактом.

Проводящие полосы, выполненные на пластиковой основе, покрываются проводящим порошком углерода или металла с размером зерен порядка 10^{-2} мм. Из-за зернистого строения полоса электрически неоднородна, что ограничивает разрешающую способность.

Значение сопротивления R_n чаще всего заключено между 1 и 100 кОм, но может достигать нескольких МОм.

Допуск на номинал сопротивления. Для стандартных потенциометров допуск на номинал R_n колеблется от $\pm 20\%$ до $\pm 10\%$ в зависимости от типа; он может быть снижен до $\pm 5\%$. В действительности обычно не возникает необходимости в высокой точности абсолютной величины контролируемого сопротивления в измерительных схемах, где сигнал зависит от отношения сопротивлений $R(x)/R_n$.

Температурный коэффициент сопротивления. Он обычно более высокий для полосковых сопротивлений (порядка $3 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$); температурный коэффициент сопротивления не имеет первостепенной важности, если температура потенциометра однородна, а сигнал является функцией только $R(x)/R_n$.

Собственная линейность. Некоторые неоднородности в структуре или составе материалов, небольшие отклонения размеров могут повлечь нарушения линейности характеристики потенциометра, которые проявляются в изменении, по мере перемещения, величины $dR(x)/dx$. Порядок величины расхождения между действительной кривой $R(x)$ и прямой в зависимости от типа потенциометра лежит в пределах от 0,01% до 1% R_n .

Скользящий контакт. Скользящий контакт должен обеспечивать хорошее электрическое соединение, что требует отсутствия термо-Э.д.с., а также малого и стабильного сопротивления контакта в процессе эксплуатации (износ) и в условиях вибраций или при повышенных скоростях перемещения контакта.

Переходное сопротивление контакта зависит от давления на скользящий контакт, а также от характера и состояния его поверхности. Оно существенно больше для потенциометров с проводящей полосой и может достигать нескольких процентов сопротивления полосы. Кроме того, случайные изменения этого сопротивления во время перемещения являются источником

шума; это одно из неудобств полосковых потенциометров, но оно существенно только в том случае, когда ток через скользящий контакт относительно велик (включение в режиме реостата).

7.1.2. Метрологические характеристики

Рабочий диапазон. Значения отношения $R(x)/R_n$ на концах резистора R_n обычно нарушаются либо концевыми ограничителями, либо контактом с проводом питания. Рабочий диапазон потенциометра — это область изменения x , в которой $R(x)$ является линейной функцией перемещения (рис. 7.2).

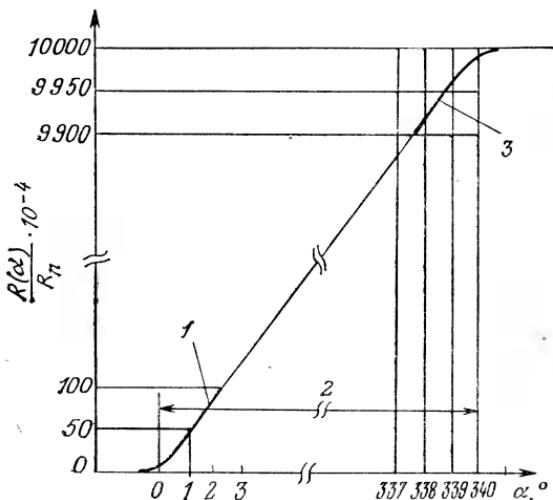


Рис. 7.2. Изменение потенциометрического отношения в зависимости от положения скользящего контакта (круговой потенциометр Н 22, фирма-изготовитель МСВ).

1 — начало полосы; 2 — используемый участок характеристики; 3 — конец полосы.

Разрешение. Лучшее разрешение обеспечивают полосковые потенциометры; оно ограничено зернистой структурой полос, что порождает ошибку разрешения порядка 0,1 мкм.

В случае намотанного потенциометра, состоящего из n витков, скользящий контакт может занимать $2n - 2$ электрически различных положений: n положений, в которых контакт находится на одном витке (рис. 7.3, а), и $n - 2$ положений, в которых контакт находится на двух витках (рис. 7.3, б).

Измеряемое напряжение изменяется дискретным образом при каждом переходе скользящего контакта с одного положения на другое (рис. 7.3, в).

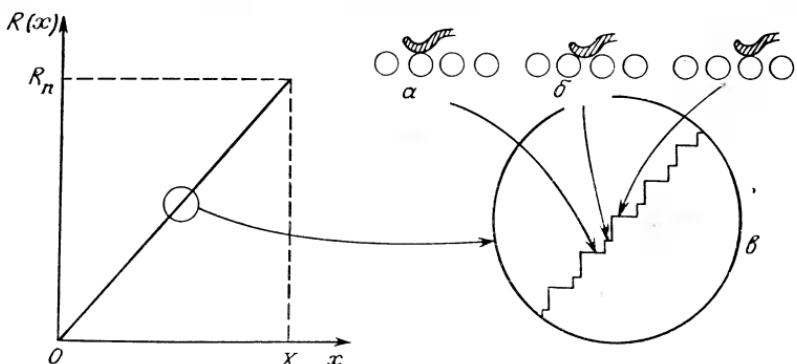


Рис. 7.3. Разрешение намотанного потенциометра.

a, б — характерные положения скользящего контакта; *в* — изменение сопротивления.

Разрешение определяется максимальным перемещением, необходимым для перехода скользящего контакта из своего положения в ближайшее соседнее; оно зависит от формы и размеров проволоки и скользящего контакта и может меняться по мере их износа. Поскольку разрешающая способность определяется расстоянием между двумя витками, получается удручающий результат. Для того чтобы улучшить разрешающую способность, приходится увеличивать количество витков на единицу длины стержня и, следовательно, уменьшать диаметр проволоки. Это влечет за собой более быстрый износ из-за трения скользящего контакта и увеличивает риск обрыва проволоки. Лучшие конструкции намотанных потенциометров обеспечивают разрешение ~ 10 мкм, что равно минимальному диаметру используемой проволоки.

Разрешение датчика можно улучшить по сравнению с разрешением потенциометра, если посредством некоторого механизма — рычага, зубчатой передачи — увеличить масштаб перемещения скользящего контакта по сравнению с перемещением точки касания датчика

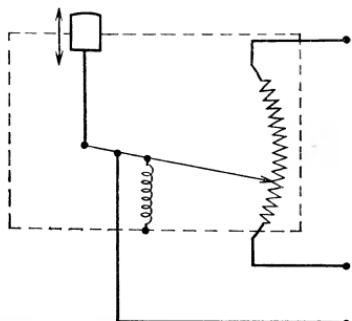


Рис. 7.4. Схема потенциометра с рычажным усилителем перемещения датчика (документация фирмы SFIM).

Датчик М 412 (фирма SFIM) состоит из потенциометра и рычажного «усилителя перемещения» точки касания (рис. 7.4).

Потенциометр образован 214 витками, расположенным

на отрезке 15 мм; следовательно, ошибка разрешения потенциометра составляет 70 мкм. При отношении плеч рычага, равном 3,75 диапазон перемещений датчика сокращается до 4 мм, а ошибка разрешения уменьшается до 19 мкм.

Максимальная скорость перемещения скользящего контакта. Для обеспечения надлежащего качества соединения конструктор обычно устанавливает предел u_{\max} максимальной скорости перемещения скользящего контакта.

Если, например, скользящий контакт прямолинейного потенциометра совершают в окрестности положения l_0 синусоидальное движение амплитуды l_1 ,

$$l = l_0 + l_1 \sin \omega t \quad (\omega = 2\pi f),$$

то его максимальная скорость, равная

$$\left. \frac{dl}{dt} \right|_{\max} = \omega l_1,$$

должна быть ниже точно заданного максимума u_{\max} . При этом условии получаем $f < u_{\max} / 2\pi l_1$.

При $u_{\max} = 1,25$ м/с и $l_1 = 0,1$ мм имеем $f < 2 \cdot 10^3$ Гц¹⁾. Для случая кругового движения вида

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1 \sin \omega t$$

аналогичным образом находим:

$$f < N_{\max} \frac{360}{2\pi\alpha_1},$$

где N_{\max} — максимальная скорость, об/с, и α_1 — амплитуда перемещений, выраженная в градусах.

Для $N_{\max} = 10$ об/с и $\alpha_1 = 1^\circ$ получаем $f < 6 \cdot 10^2$ Гц.

Максимально допустимая скорость движения скользящего контакта определяет максимальную частоту перемещений, при которой еще допустимы измерения с помощью потенциометра; эта частота обратно пропорциональна амплитуде перемещений и имеет порядок килогерц.

Шум потенциометров. Во время движения скользящего контакта измеряемое напряжение $v_m(x)$ включает, кроме учитываемых изменений $V_m(x)$, произвольные отклонения Δv_m , возникающие, в частности, из-за изменения сопротивления контакта

$$v_m(x) = V_m(x) + \Delta v_m.$$

¹⁾ При расчете максимальной частоты в ряде случаев следует учитывать и нежелательный разогрев в месте контакта вследствие трения, растущий пропорционально квадрату частоты. — Прим. ред.

В случае намотанных потенциометров шумовое сопротивление R_b определяется соотношением

$$R_b = \frac{\Delta v_m}{i} \Big|_{i=1 \text{ mA}},$$

где i — сила тока, проходящего через скользящий контакт потенциометра в реостатном включении; обычно R_b не превосходит 20 Ом.

Шумовое сопротивление полосковых потенциометров существенно больше, чем для намотанных; тем не менее оно обычно не превосходит 1% R_n . В случае полоскового потенциометра, предназначенного главным образом для деления напряжения, шум на его выходе принято регламентировать с помощью коэффициента регулярности напряжения выхода (Р.Н.В.). Этот коэффициент определяется по максимальному размаху отклонения (от пика до пика) Δv_{cc} , выраженному в процентах от напряжения источника E_s , при перемещении скользящего контакта между двумя точками на расстояние, составляющее 1% от длины всего рабочего диапазона. В зависимости от качества потенциометра Р.Н.В. изменяется от 0,01% до 2%.

Напряжение шума, как и коэффициент Р.Н.В., устанавливается для определенной скорости перемещения скользящего контакта.

Срок службы. Трение скользящего контакта о проволоку или токопроводящую дорожку вызывает их износ и ограничивает срок службы потенциометра. Неравномерный износ потенциометра в связи с частыми колебательными движениями скользящего контакта вблизи одного положения влечет за собой ухудшение линейности и может привести к разрыву проволоки намотанного потенциометра; накопление под скользящим контактом отделившихся частиц проводящей дорожки увеличивает сопротивление контакта и шум, характеризуемый коэффициентом Р.Н.В.

Условия эксплуатации влияют на срок службы; он тем более ограничен, особенно для потенциометров с пластмассовой дорожкой, чем больше ток, проходящий через скользящий контакт, и чем выше рабочая температура. Порядок величины срока службы для намотанного потенциометра составляет 10^6 перемещений, а для потенциометра с пластиковой дорожкой — от $5 \cdot 10^7$ до 10^8 перемещений.

7.1.3. Потенциометры без механического скользящего контакта

Существенные трудности, связанные с трением механического скользящего контакта о дорожку (износ, шум, тормозящий момент), могут быть устранены заменой механического соедине-

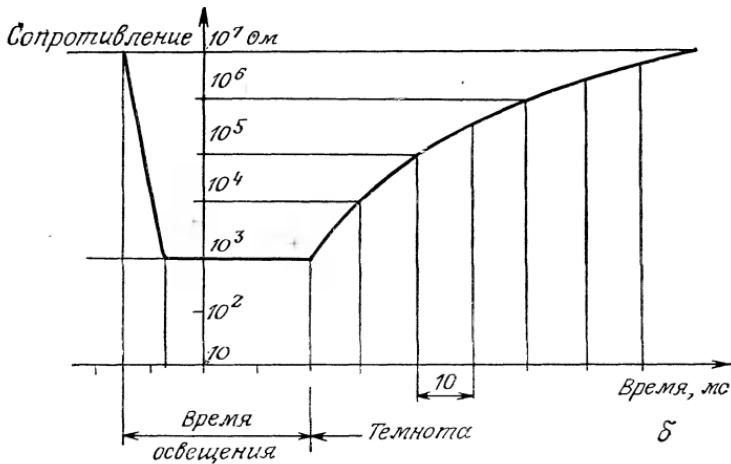
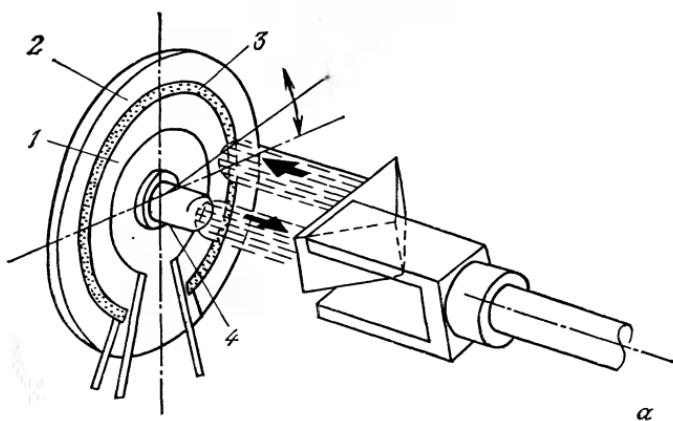


Рис. 7.5. Угловой потенциометр с оптической связью (документация фирмы Segor).

a — принципиальная схема; *б* — зависимость сопротивления в фотопроводящей зоне от времени освещения. 1 — измерительная полоса; 2 — контактная полоса; 3 — фотопроводящая полоса; 4 — электролюминесцентный диод.

ния между подвижной осью и полосой сопротивления оптической либо магнитной связью.

В угловом потенциометре с оптической связью измерительная полоса сопротивления отделена от контактной узкой полосой фотопроводника (CdSe), по которой во время поворота оси потенциометра перемещается световое пятно (рис. 7.5, а). Сопротивление фотопроводящей зоны на освещенной части существенно уменьшается, обеспечивая связь между измерительной и контактной полосами.

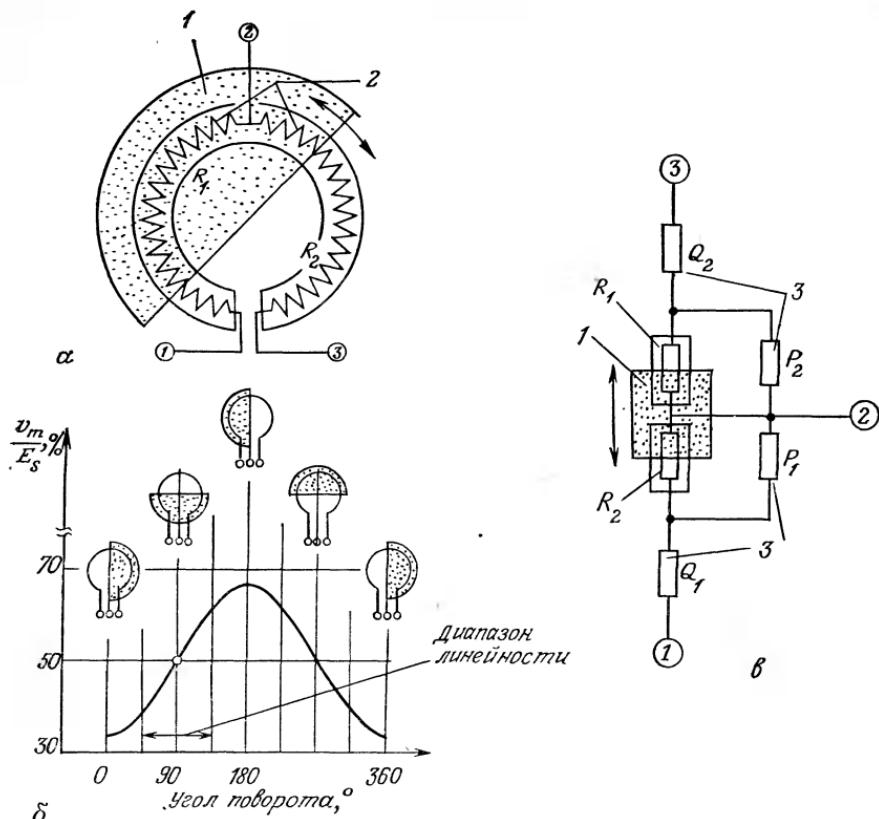


Рис. 7.6. Угловой магнитный потенциометр (документация фирмы Midori Precisions).

а — принципиальная схема; *б* — зависимость электрического сигнала от угла вращения; *в* — схема тепловой компенсации, 1 — магнит; 2 — магнитозависящие резисторы; 3 — балластный резистор с постоянным сопротивлением.

Максимальная частота перемещений оптического контакта ограничивается довольно значительным временем запаздывания фотопроводника — порядка сотых долей секунды (рис. 7.5, б).

Магнитный потенциометр состоит из двух магнитозависимых резисторов (разд. 7.6.4) R_1 и R_2 , включенных последовательно (рис. 7.6, а). Поле магнита, прикрепленного к оси вращения, охватывает область, покрывающую часть резисторов R_1 и R_2 и меняющуюся в зависимости от углового положения оси. Магнитное поле вызывает значительное увеличение удельного сопротивления на частях резисторов R_1 и R_2 , подверженных его воздействию.

Напряжение питания приложено к выходным клеммам 1 и 3, а измеряемое напряжение берется на участке от общей

точки 2 (соединения резисторов) до одной из выходных клемм, например 1. Измеряемое напряжение определяется выражением

$$v_m = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_s = \frac{R_1}{R} E_s,$$

где сопротивление R_1 является функцией углового положения оси, определяющей часть резистора R_1 , находящуюся под воздействием магнитного поля; сопротивление $R=R_1+R_2$ постоянно. Измеряемое напряжение меняется почти линейно на интервалах приблизительно 90° для угловых (рис. 7.6, б) и несколько миллиметров для прямолинейных потенциометров.

Температурная чувствительность самого потенциометра существенна, но она может быть снижена с помощью схемы тепловой компенсации, состоящей из резисторов, соединенных последовательно и параллельно (рис. 7.6, в).

7.1.4. Влияние различных элементов измерительной цепи

Основная схема (рис. 7.7, а). Потенциометр питается от источника э.д.с. E_s с собственным сопротивлением R_s . Напряжение v_m на клеммах резистора переменного сопротивления $R(x)$ измеряется прибором с входным сопротивлением R_i . Таким образом, напряжение v_m определяется формулой

$$v_m = E_s \frac{R(x)}{R_s + R_n} \frac{1}{1 + \frac{R(x)}{R_i} \left[1 - \frac{R(x)}{R_s + R_n} \right]}.$$

В идеальном случае измеряемое напряжение равно

$$v_m = E_s \frac{R(x)}{R_n} = E_s \frac{x}{X},$$

т. е. для линейного потенциометра $v_m = E_s(l/L)$, а для кругового $v_m = E_s(\alpha/\alpha_m)$.

Этот идеальный случай соответствует двум предельным условиям $R_s=0$ и $R_i=\infty$.

Влияние источника. Предполагая в данном рассмотрении $R_i \gg R_n$, получаем

$$v_m = E_s \frac{R(x)}{R_s + R_n} = E_s \frac{x}{X} \frac{1}{1 + R_s/R}.$$

Чувствительность схемы в этом случае равна

$$S = \frac{\Delta v_m}{\Delta x} = \frac{E_s}{X} \frac{1}{1 + R_s/R},$$

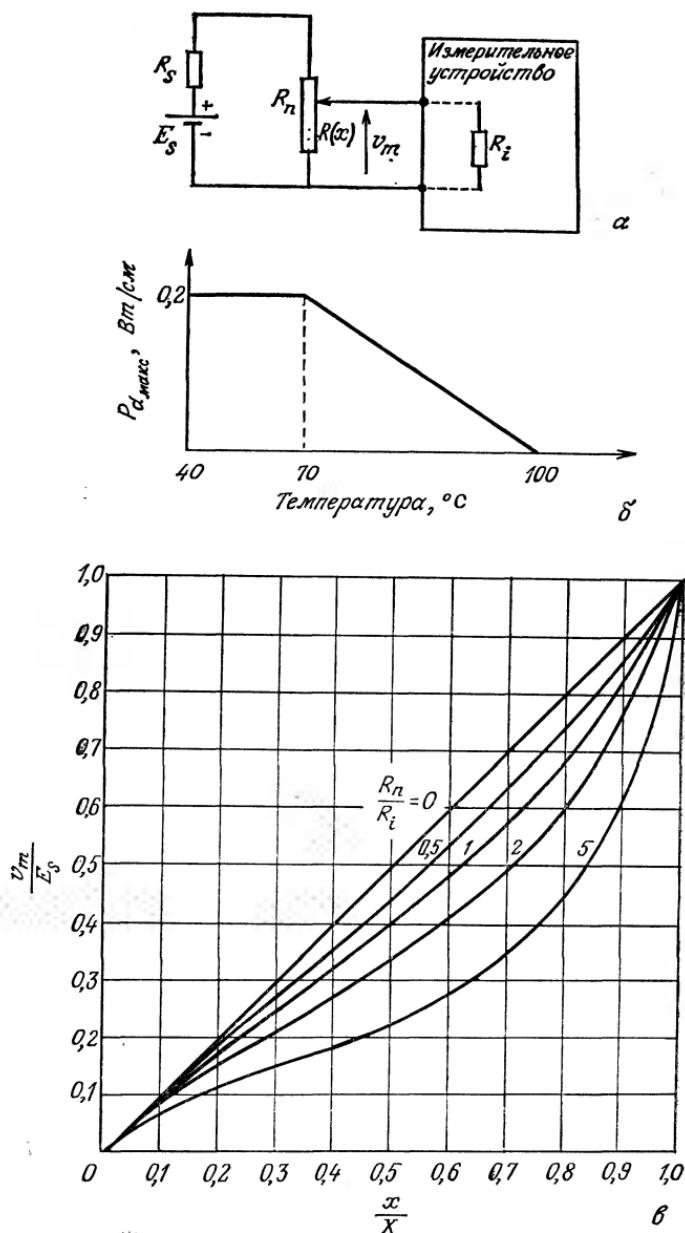


Рис. 7.7. Схема потенциометра (потенциометр с пластиковой дорожкой типа Н12, материалы МСВ).

а — основная схема; **б** — максимальная мощность, рассеиваемая на сантиметр длины в зависимости от внешней температуры; **в** — влияние входного сопротивления измерительного прибора на линейность.

где X — весь диапазон измерений. Чувствительность S не зависит от x ; сопротивление R_s снижает чувствительность, но не ухудшает линейности, если $R_i \gg R_n$.

Повышенная чувствительность достигается подбором источника с малым внутренним сопротивлением $R_s \ll R_n$ и значительной э.д.с. E_s .

В действительности увеличение E_s ограничено максимальной мощностью рассеяния $P_{d_{\max}}$ потенциометра:

$$E_{s_{\max}} = \sqrt{R_n P_{d_{\max}}}.$$

Следует заметить, что максимальная мощность рассеяния $P_{d_{\max}}$ уменьшается по мере повышения температуры эксплуатации (рис. 7.7, б). Примером может служить линейный потенциометр Recti H 12 (фирма-изготовитель MCB) с $L=25$ мм и $R_n=5$ кОм при 25°C . Мощность рассеяния этого потенциометра при 25°C $P_{d_{\max}}=0,5$ Вт, откуда $E_{s_{\max}}=50$ В и $S_{\max}=2$ В/мм. При 100°C $P_{d_{\max}}=0,25$ Вт, $E_{s_{\max}}=36$ В и $S_{\max}=1,4$ В/мм.

При больших R_n величина э.д.с. источника $E_{s_{\max}}$, вычисленная по $P_{d_{\max}}$, может оказаться больше предельно допустимого для потенциометра напряжения U_m ; очевидно, в этом случае надо принимать

$$E_{s_{\max}} < U_m.$$

Стабильность источника. Дрейф ΔE_s э.д.с. источника при неподвижном контакте приводит к изменению Δv_m измеряемого напряжения:

$$\Delta v_m = \Delta E_s (x/X).$$

Это изменение Δv_m невозможно отличить от изменения, возникающего из-за перемещения контакта:

$$\Delta v_m = E_s (\Delta x/X).$$

Дрейф Δv_m из-за нестабильности источника, приводящей к ошибке Δx , очевидно, максимальен на конце участка, когда $x=X$.

Погрешность из-за нестабильности источника должна быть гораздо меньше заданного, минимально определимого перемещения Δx_{\min} ; отсюда следует требуемая минимальная стабильность источника:

$$\Delta E_s / E_s \ll \Delta x_{\min} / X.$$

Питание от источника синусоидального напряжения. Использование источника синусоидального напряжения позволяет ис-

ключить при измерении паразитные постоянные напряжения (контактные и термо-э.д.с.) так же, как и изменение коэффициента усиления и дрейф нуля измерительных усилителей. Но при этом возникает опасность появления новых помех: паразитных индуктивностей и емкостей, которые плохо поддаются точному подсчету. Поэтому для того, чтобы придать помехам пренебрежимо малые значения, частоту источника ограничивают, самое большое, несколькими сотнями герц.

Влияние входного сопротивления измерительного прибора. Если сопротивление источника выбрано в соответствии с условием $R_s \ll R_n$, то выражение для измеряемого напряжения приобретает вид

$$v_m = E_S \frac{R(x)}{R_n} \frac{1}{1 + \frac{R(x)}{R_i} \left[1 - \frac{R(x)}{R_n} \right]} ,$$

или, как функция положения x ,

$$v_m = E_S \frac{x}{X} \frac{1}{1 + \frac{x}{X} \left[1 - \frac{x}{X} \right] \frac{R_n}{R_i}} .$$

Чувствительность схемы $S = \Delta v_m / \Delta x$ является функцией x , т. е. прибор становится нелинейным и отклонение от линейности тем значительнее, чем больше отношение R_n/R_i (рис. 7.7, б).

При $R_n/R_i \ll 1$ выражение для v_m можно записать следующим образом:

$$v_m = E_S \frac{x}{X} \left[1 - \frac{x}{X} \left(1 - \frac{x}{X} \right) \frac{R_n}{R_i} \right].$$

Наибольшее отклонение реальной кривой от идеальной имеет место при $x/X = 2/3$; сравнив эти кривые, определим максимальную ошибку Δx :

$$\Delta x = -\frac{4}{27} \frac{R_n}{R_i} x .$$

При $R_n/R_i = 10^{-1}$ имеем $\Delta x = 1,5 \cdot 10^{-2} X$, но при $R_n/R_i < 10^{-8}$ уже получаем $\Delta x < 1,5 \cdot 10^{-4} X$; в большинстве случаев эта последняя ошибка пренебрежима по сравнению с ошибкой собственной линейности.

Влияние выходного тока. Когда сопротивление прибора, подключенного к скользящему контакту, достаточно мало, так что ток, проходящий через контакт, становится весьма значительным, появляются новые источники возмущений:

— падение напряжения на сопротивлении контакта,

- искривление линий тока в проводящей дорожке вблизи скользящего контакта и ухудшение собственной линейности;
- опасность повреждения из-за локального нагрева дорожки или скользящего контакта.

Таким образом, ограничение тока через контакт необходимо, и оно гораздо существеннее для потенциометров с дорожкой, чем для намотанных потенциометров.

7.1.5. Измерительные схемы

Определение положения. Информация выдается в виде напряжения v_m между скользящим контактом и одним из концов потенциометра. Оно должно быть измерено или зарегистрировано прибором с большим входным сопротивлением, таким, как:

- вольтметр;
- усилитель в следящей схеме — рис. 7.8, а (синфазное напряжение смещения, максимально допустимое для усилителя, должно быть выше напряжения питания потенциометра);
- усилитель в схеме инвертора — рис. 7.8, б (входное сопротивление R_1 схемы должно быть гораздо выше R_n).

Использование аналого-цифрового преобразователя с опорным напряжением, равным напряжению питания E_s потенциометра (рис. 7.8, в), позволяет исключить погрешность, связанную с вариациями этого напряжения, например, из-за его дрейфа; в самом деле, если число N на выходе преобразователя имеет величину

$$N = v_m/E_r,$$

то в данном случае имеем $v_m = (x/X)E_s$, $E_r = E_s$, откуда $N = x/X$.

Определение перемещения. В этом случае измерительная информация связана с изменением Δv_m напряжения на скользящем контакте вследствие его перемещения Δx от начального положения x_0 :

$$v_m(x_0 + \Delta x) = v_{m0} + \Delta v_m,$$

где $v_{m0} = (x_0/X)E_s$ и $\Delta v_m = (\Delta x/X)E_s$.

Для точного определения Δx постоянная составляющая v_m исключается с помощью дифференциального метода измерения, для чего используется компенсирующий потенциометр, идентичный измерительному, с тем же источником питания, но с постоянным и равным v_{m0} напряжением на его скользящем контакте, зафиксированном в положении x_0 (рис. 7.8, б).

При быстрых перемещениях Δx с минимальной частотой f_m постоянная составляющая v_m может быть исключена подсо-

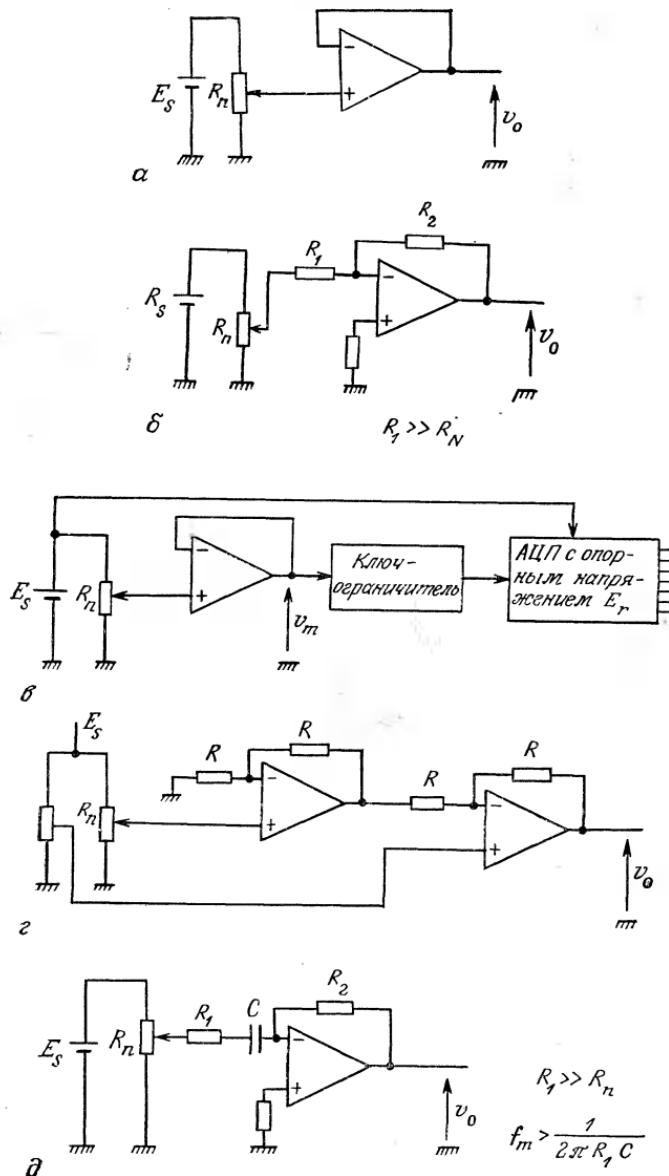


Рис. 7.8. Измерительные схемы (документация Analog Devices).

a — следящий усилитель; *б* — инвертирующий усилитель; *в* — схема измерения отношений, исключающая влияние измеряемого напряжения; *г* — схема дифференциального включения для измерения перемещения относительно заданного положения; *д* — усилитель переменной составляющей с RC-фильтром верхних частот.

единением емкости, образующей фильтр, срезающей частоты ниже f_m (рис. 7.8, в).

7.2. Индуктивные датчики

7.2.1. Принцип действия и основные характеристики

В перемещение, которое предполагается измерить, вовлекается один из элементов магнитного контура, который вызывает тем самым изменение потока через измерительную обмотку и соответствующий электрический сигнал.

Если подвижным элементом является ферромагнитный сердечник, то его перемещение при поступательном движении или вращении проявляется а) в изменении коэффициента самоиндукции катушки (переменная индуктивность) или б) в изменении коэффициента связи между первичной и вторичной обмотками трансформатора (дифференциальный трансформатор), что приводит к изменению вторичного напряжения.

В трансформаторе с переменной связью одна обмотка может вращаться относительно другой, закрепленной (одна из них играет роль источника, а другая — приемника). Первичная обмотка образует индуктор, а вторичная обмотка с наведенным током дает напряжение в функции угла вращения (индуктивный потенциометр, резольвер).

Зависимость коэффициента самоиндукции L или взаимной индукции M от перемещения обмотки обычно обладает посредственной линейностью; ее линейность может быть значительно улучшена дифференциальным включением двух дополнительных катушек с коэффициентами M и L , меняющимися, при данном перемещении, в противоположных направлениях, чем обеспечивается частичная компенсация нелинейности.

Индуктивный датчик подключается в цепь, питаемую источником синусоидального напряжения, частота которого обычно ограничена несколькими десятками килогерц с тем, чтобы уменьшить как помехи, так и магнитные потери и потери из-за токов Фуко. Измеряемое напряжение v_m получается путем модуляции амплитуды напряжения питания $E_s \cos \omega_s t$ перемещением $x(t)$:

$$v_m = kx(t) E_s \cos(\omega_s t + \Phi).$$

Иногда изменения индуктивного элемента могут служить для модуляции частоты колебаний пропорционально перемещению. Во всяком случае, каков бы ни был тип модуляции, частота f должна быть гораздо ниже несущей частоты с тем, чтобы облегчить детектирование ($f < f_s/10$).

По самой своей природе индуктивные датчики, с одной стороны, чувствительны к внешним электромагнитным полям, а с другой, — способны сами их индуцировать. Поэтому индуктивные датчики необходимо помещать внутри кожуха, служащего магнитным экраном.

7.2.2. Датчики переменной индуктивности

Коэффициент самоиндукции L катушки из N витков проволоки зависит от магнитного сопротивления связанного с ней магнитного контура:

$$L = N^2/R, \quad \text{где} \quad R = \oint_{\text{(по контуру)}} \frac{dl}{\mu s}.$$

Здесь μ — магнитная проницаемость и s — площадь сечения контура.

Если площадь сечения различных отрезков магнитного контура постоянна,

$$R = \frac{l_f}{\mu_0 \mu_f s_f} + \frac{l_0}{\mu_0 s_0},$$

где l_f и l_0 — длина силовых линий в ферромагнитном материале и в воздухе соответственно, s_f и s_0 — площади поперечных сечений магнитного контура и зазора, μ_f — относительная магнитная проницаемость ферромагнитного материала (порядка $10^3 \div 10^4$) и $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (в системе СИ).

Магнитный контур с изменяемым зазором (рис. 7.9). Исходя из общей формулы, легко установить выражение для коэффициента самоиндукции:

$$L = \mu_0 N^2 s \frac{1}{l_0 + l_f/\mu_f}.$$

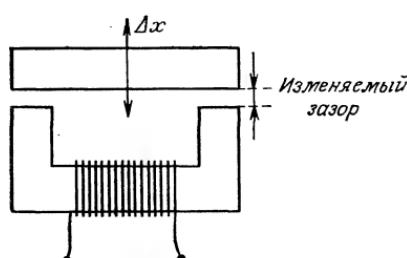


Рис. 7.9. Принципиальная схема датчика с изменяемым зазором.

Поскольку индуктивность должна быть чувствительна к изменению зазора, нужно выбрать $l_0 \gg l_f/\mu_f$; отсюда получаем выражение для L :

$$L = \mu_0 N^2 s / l_0.$$

Перемещение Δx обкладки приводит к изменению $\Delta l_0 = -2\Delta x$ зазора, и индуктивность получает новое значение:

$$L + \Delta L = \frac{\mu_0 N^2 s}{l_0} \frac{1}{1 + 2\Delta x/l_0},$$

$$\text{откуда } \Delta L = -\frac{2\mu_0 N^2 s}{l_0^2} \frac{\Delta x}{1 + 2\Delta x/l_0}. \quad \text{и } \frac{\Delta L}{L} = -2 \frac{\Delta x}{l_0} \frac{1}{1 + 2\Delta x/l_0}.$$

При $\Delta x \ll l_0$ практически имеем

$$\Delta L = -\frac{2\mu_0 N^2 s}{l_0^2} \Delta x \left[1 - \frac{2\Delta x}{l_0} + \left(\frac{2\Delta x}{l_0} \right)^2 + \dots \right],$$

и чувствительность S можно записать в виде

$$S = \frac{\Delta L}{\Delta x} = -\frac{2\mu_0 N^2 s}{l_0^2} \left[1 - \frac{2\Delta x}{l_0} + \left(\frac{2\Delta x}{l_0} \right)^2 + \dots \right].$$

Чувствительность зависит от начального положения l_0 обкладки: она тем выше, чем меньше l_0 ; при этом чувствительность может рассматриваться как постоянная только в случае, когда перемещения очень малы по сравнению с l_0 . Это ограничивает применение датчиков такого типа деформациями порядка миллиметра.

Чувствительность и линейность удается улучшить путем дифференциального включения двух одинаковых обмоток и сердечников, расположенных симметрично относительно подвижной обкладки (рис. 7.10).

Изменение коэффициента самоиндукции L' второй обмотки определяется выражением

$$\Delta L' = -\frac{2\mu_0 N^2 s}{l_0^2} \frac{\Delta x}{1 - 2\Delta x/l_0};$$

для $x \ll l_0$ имеем:

$$\Delta L' = -\frac{2\mu_0 N^2 s}{l_0^2} \Delta x \left[1 + \frac{2\Delta x}{l_0} + \left(\frac{2\Delta x}{l_0} \right)^2 + \dots \right].$$

Обе индуктивности L и L' включены в два смежных плеча моста (разд. 3.3.2), поэтому его напряжение разбаланса пропорционально $\Delta L' - \Delta L$:

$$\Delta L' - \Delta L = \frac{4\mu_0 N^2 s}{l_0^2} \Delta x \left[1 + \left(\frac{2\Delta x}{l_0} \right)^2 + \dots \right].$$

Чувствительность такого устройства, очевидно, удваивается, но, главное, нелинейность уменьшается до членов второго порядка малости вследствие компенсации нелинейностей первого и вообще всех нечетных порядков.

Катушка с подвижным сердечником. Ферромагнитный сердечник связывают с деталью, положение или перемещение которой желают измерить. Этот сердечник погружен на переменную

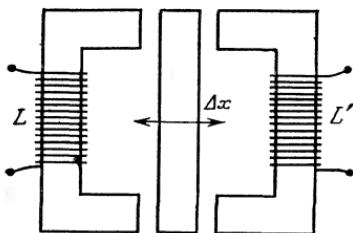


Рис. 7.10. Объединение двух магнитных цепей с противоположными изменениями зазоров.

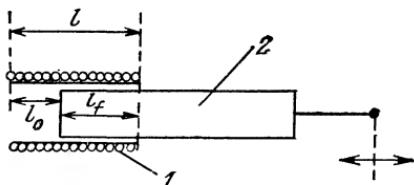


Рис. 7.11. Принципиальная схема катушки с подвижным сердечником.
1 — катушка; 2 — магнитный сердечник.

глубину l_f в обмотку, содержащую N равномерно размещенных на длине l витков проволоки (рис. 7.11).

Коэффициент самоиндукции L обмотки зависит от глубины погружения сердечника. При вычислении L индуктивность рассматривается как последовательное объединение заполненной воздухом индуктивности длины l_0 с коэффициентом самоиндукции L_0 и индуктивности железного сердечника длиной l_f с коэффициентом самоиндукции L_f ; коэффициент взаимной индукции равен M . Для такой схемы имеем

$$L = L_0 + L_f + 2M,$$

$$M = k \sqrt{L_0 L_f},$$

где k — коэффициент связи, предполагаемый постоянным ($0 \leq k \leq 1$). В зависимости от параметров контура можно записать выражения

$$L_0 = \mu_0 (N^2/l^2) s_0 l_0 = \mu_0 (N^2/l^2) s_0 (l - l_f),$$

$$L_f = \mu_0 (N^2/l^2) \{s_0 + (\mu_f - 1) s_f\} l_f,$$

откуда получаем выражение для L :

$$L = \mu_0 (N^2/l^2) [s_0 l + (\mu_f - 1) s_f l_f +$$

$$+ 2k \sqrt{s_0 \{s_0 + (\mu_f - 1) s_f\}} \sqrt{(l - l_f) l_f}].$$

Перемещение Δl_f сердечника вызывает изменение ΔL индуктивности, которое зависит от l_f и является нелинейной функцией Δl_f . Как и в случае индуктивности с переменным зазором,

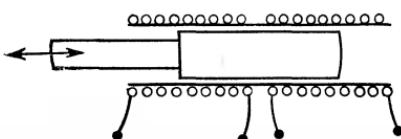


Рис. 7.12. Дифференциальное включение двух катушек с подвижным сердечником.

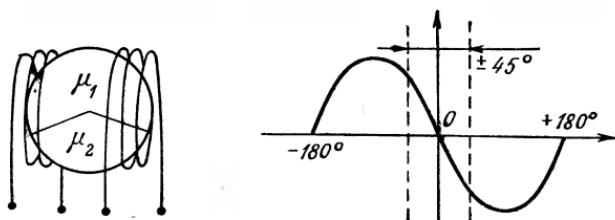


Рис. 7.13. Датчик угловых перемещений дифференциальной схемы с вращающимся сердечником (документация фирмы MCB).

эта нелинейность может быть уменьшена путем дифференциального включения в смежные плечи моста двух одинаковых катушек с общим сердечником, перемещения которого относительно равновесного положения вызывают одинаковые по величине, но противоположные по знаку изменения индуктивностей катушек (рис. 7.12 и 7.16).

В этом случае, кроме того, нужно учитывать возникновение взаимной индукции M' между двумя катушками, которая, однако, может быть значительно уменьшена путем использования подхода, рассмотренного для случая магнитного контура.

Датчик угловых перемещений можно построить по такому же принципу; в качестве сердечника такого датчика используется диск, образованный двумя металлическими секторами разной магнитной проницаемости. Этот сердечник, связанный с подвижной осью, вращается между двумя дифференциально включенными катушками, вызывая противоположные изменения их коэффициентов самоиндукции (рис. 7.13).

Схема дифференциального включения дает измеряемое напряжение, сохраняющее значительную линейность для ограниченных угловых перемещений ($\pm 45^\circ$) с той и другой стороны нуля:

Вращение	$\pm 10^\circ$	$\pm 30^\circ$	$\pm 45^\circ$
Отклонение от линейности	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,5\%$	$\pm 2,0\%$

Измерение индуктивностей и их вариаций. Применяемые для этого методы описаны в разд. 3.3.2; они включают использование различных балансируемых мостовых схем. Для улучшения линейности всегда имеет смысл включить дифференциально в смежные плечи моста две катушки. Однако для лучшего определения условий измерения важно отметить, что реальная обмотка никогда не представляет собой идеальную индуктивность и нужно учитывать влияние, которое оказывают на результат измерения распределенная емкость и эквивалентные сопротивления потерь энергии различного происхождения.

Распределенная емкость. Она возникает из-за электростатического взаимодействия витков между собой, витков и сердечника, витков и всей массы. Емкость между витками можно схематически заменить одним конденсатором C_p , расположенным между концами катушки; C_p имеет порядок сотен пикофарад.

Если датчик соединен с измерительной установкой проводом, то нужно учитывать дополнительную емкость C_l , подключенную параллельно к C_p ; при этом общая емкость составит $C = C_p + C_l$.

Потери энергии и эквивалентные сопротивления. *Омические потери в проводе обмотки.* Они определяются сопротивлением проволоки:

$$R_b = \rho (l_b / \pi r^2).$$

Здесь l_b — длина проволоки, r — ее радиус и ρ — удельное сопротивление металла, чаще всего меди, $\rho = 1,6 \cdot 10^{-8}$ Ом/м.

Предыдущее выражение для R_b справедливо в диапазоне частот, для которых толщина скин-слоя δ больше r ; при возрастании частоты δ уменьшается; ее величина определяется выражением

$$\delta = \sqrt{\rho / \pi \mu_r \mu_0 f}.$$

Для меди ($\mu_r = 1$) при 10 кГц $\delta = 0,6$ мм. Когда δ становится порядка радиуса r , сопротивление R_b с увеличением частоты возрастает.

Потери из-за токов Фуко в сердечнике. Переменная индукция, вызывающая ток в катушке, наводит в сердечнике токи Фуко, рассеивающие энергию вследствие эффекта Джоуля. Сопротивление R_F , соответствующее этим потерям, описывается выражением

$$R_F = (K_F / \rho_N) L f^2,$$

где ρ_N — удельное сопротивление сердечника, подвергающегося воздействию переменной индукции частоты f ; L — индуктивность катушки; коэффициент K_F зависит от структуры сердечника (листовая, зернистая или сплошной материал) и от его магнитной проницаемости.

Магнитные потери в сердечнике. Их вызывают две причины: неполная обратимость явлений намагничивания (гистерезис) и отставание колебаний намагничивания от колебаний поля (запаздывание намагничивания).

Потери из-за гистерезиса. В области слабых магнитных полей ($H < H_C$, наведенное поле) магнитный материал описывает цикл Рэлея (рис. 7.14) согласно уравнению

$$B - B' = \mu_i (H - H') \pm \frac{\alpha}{2} (H - H')^2,$$

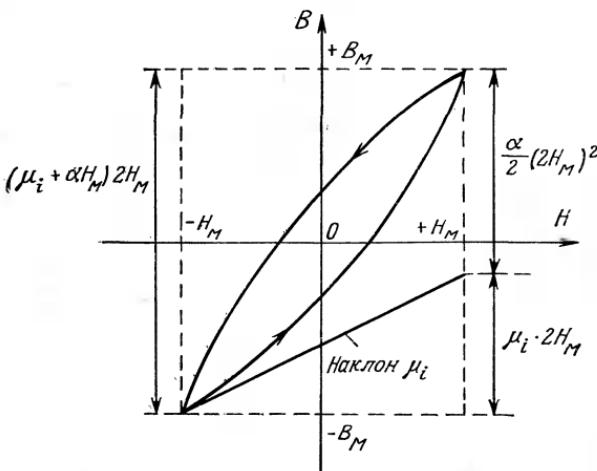


Рис. 7.14. Цикл гистерезиса Рэлея.

где $B - B'$ — изменение индукции, вызванное изменением $H - H'$ поля; μ_i — начальная магнитная проницаемость, зависящая, как и α , от материала (знак «+» или «-» соответствует неравенствам $H > H'$ и $H < H'$).

Нелинейность связи между индукцией и полем объясняет появление гармоник в контуре. Энергия рассеяния гистерезисной петли пропорциональна ее площади A_H ; сопротивление R_H , соответствующее этим потерям, описывается выражением

$$R_H = K_H B_{\max} L f.$$

Коэффициент K_H зависит от свойств материала μ_i и α .

Потери из-за запаздывания намагничивания. Схематически их можно заменить сопротивлением R_T :

$$R_T = K_T L \omega,$$

где K_T — характеристика материала.

Из предыдущих рассуждений следует, что совокупность потерь в сердечнике соответствует сопротивлению R_N , которое пропорционально $L \omega$:

$$R_N = R_F + R_H + R_T = K_N L \omega,$$

где K_N — функция частоты и индукции в сердечнике; ее величина обычно порядка 10^{-2} .

Потери в сердечнике значительно уменьшаются при применении ферритов. Речь идет о смеси оксидов с общей формулой MFe_2O_4 , где M — двухвалентный металл: Mn, Fe, Ni, Co, Zn.

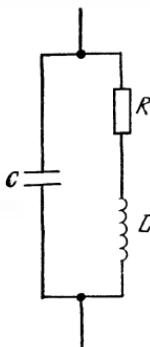


Рис. 7.15. Эквивалентная электрическая схема катушки с соединительным проводом.

как правило, строго меньше R_b .

В соответствии с предыдущими рассуждениями на рис. 7.15 построена эквивалентная схема катушки и ее связи с измерительной установкой. Использованы следующие обозначения: L — собственная индуктивность катушки; C — общая емкость, $C = C_p + C_t$; R — совокупность потерь, $R = R_b + R_N$. Импеданс Z этого двухполюсника легко вычисляется:

$$Z = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2 + R^2C^2\omega^2} + j \frac{L\omega(1 - LC\omega^2) + R^2C\omega}{(1 - LC\omega^2)^2 + R^2C^2\omega^2}.$$

Для случая высокой добротности $Q = L\omega/R$ ($Q \gg 1$) это выражение упрощается:

$$Z = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2} + j \frac{L\omega}{1 - LC\omega^2}.$$

Из-за емкости C измеряемые индуктивность и активное сопротивление отличны от индуктивности L и сопротивления R собственно катушки:

$$R_{изм} = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2} \quad \text{и} \quad L_{изм} = \frac{L}{1 - LC\omega^2}.$$

Если и отклонения из-за емкостей пренебрежимы, $1/C\omega \gg L\omega$, то получаем упрощенное выражение для импеданса:

$$Z = R + jL\omega.$$

Перемещение сердечника приводит к изменению ΔZ импеданса:

$$\Delta Z = \Delta R + j\omega \Delta L.$$

Ферриты отличаются от других металлов или сплавов примерно в 10^6 раз более высоким удельным сопротивлением. Таким образом, потерями из-за токов Фуко, обратно пропорциональными ρ_L , можно пренебречь. Магнитная проницаемость ферритов, будучи весьма высокой (от 10^3 до 10^4), все же меньше проницаемости некоторых ферромагнитных сплавов, у которых она может достигать 10^5 .

В обычно применяемых датчиках сопротивление R_N ,

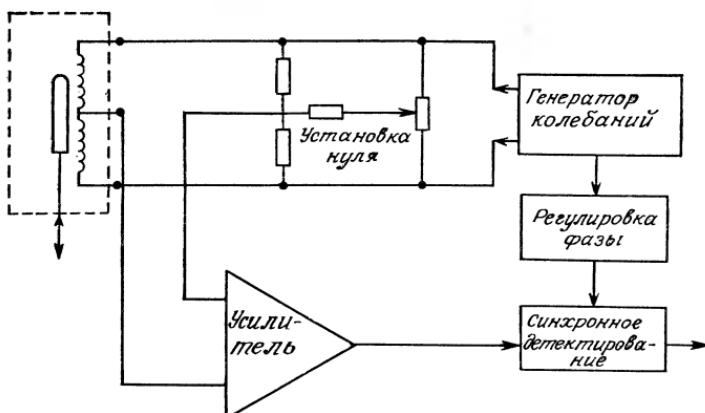


Рис. 7.16. Пример схемы измерений перемещения индуктивным датчиком.

Омические потери в проводе не зависят от положения сердечника:

$$\Delta R_b = 0, \quad \Delta R_N = K_N \omega \Delta L \quad \text{и} \quad \Delta Z = (K_N + j\omega) \Delta L.$$

Изменение импеданса пропорционально ΔL .

Уравновешенный мост Максвелла (разд. 3.3.2) позволяет довольно точно определить ΔR и ΔL и, исходя из градуировочной характеристики, измерить перемещение Δx сердечника относительно положения x_0 равновесия моста. Однако измеряют чаще всего отклонение от положения равновесия, а в целях линеаризации включают дифференциально две одинаковые индуктивности (см. разд. 3.3.2). Синхронное детектирование позволяет измерять только ту часть напряжения разбаланса, которая возникает из-за $j\omega \Delta L$ (разд. 4.4.2) (рис. 7.16). Примерные технические параметры датчиков с дифференциальным включением индуктивностей: диапазон измерения — от $\pm 0,1$ до ± 200 мм; чувствительность — от 10 до 100 мВ на 1 В и на 1 мм; отклонение от линейности — от 0,5 до 2% диапазона измерения.

7.2.3. Дифференциальные трансформаторы

Речь идет о датчике с великоделными линейностью, разрешением и чувствительностью; кроме того, этот датчик пригоден к использованию в условиях чрезвычайно агрессивной среды.

Он имеет ряд преимуществ перед схожей с ним системой дифференциального включения двух индуктивных датчиков с подвижным сердечником, такие, как:

— значительное упрощение схемы, поскольку не требуются составление и балансировка моста;

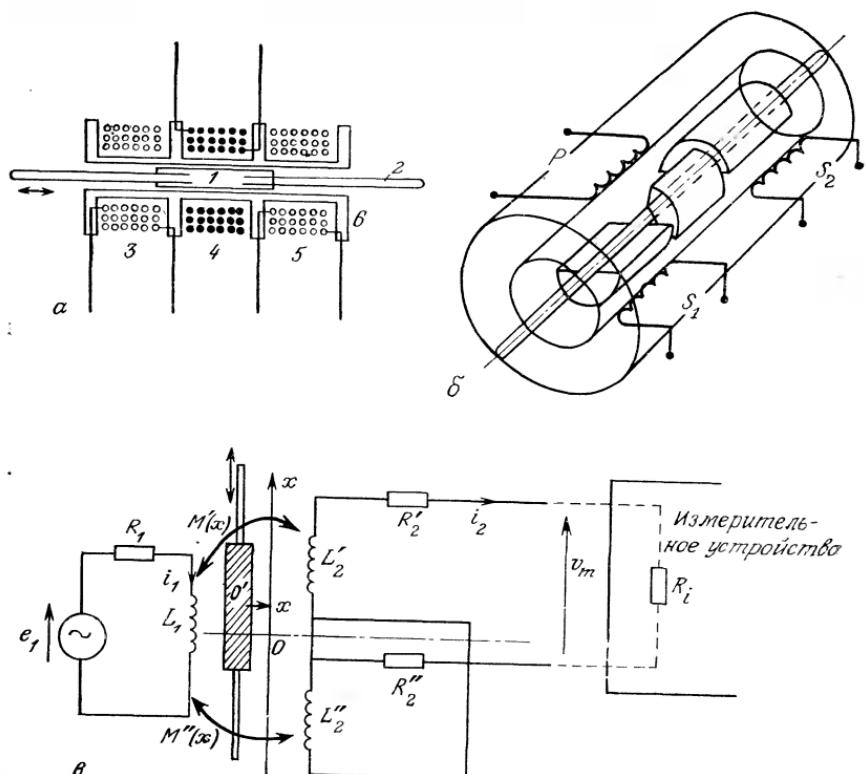


Рис. 7.17. Дифференциальный трансформатор.

a — для прямолинейных перемещений; *б* — для угловых перемещений; *в* — упрощенная эквивалентная электрическая схема. 1 — сердечник; 2 — тяга; 3 — вторичная обмотка 1; 4 — первичная обмотка; 5 — вторичная обмотка 2; 6 — стеатитовая оправка.

— независимость контура возбуждения от измерительного контура с появлением между ними гальванической изоляции, облегчающей устранение влияния разности статических потенциалов между ними и позволяющей обойтись в некоторых случаях без использования усилителей с гальванической развязкой.

Принцип действия. Дифференциальный трансформатор состоит из первичной и двух вторичных обмоток, расположенных симметрично относительно первичной; первичную обмотку питает синусоидальная э.д.с. $e_1 = E_1 \cos \omega t$. Перемещение ферромагнитного сердечника изменяет связь первичной обмотки с каждой из вторичных (рис. 7.17, *a* и *б*). Вторичные обмотки соединены дифференциально таким образом, чтобы получалась разность э.д.с., которые в каждой из них возникают вследствие взаимной индукции с первичной обмоткой. Упрощенная элек-

рическая схема, в которой опущены паразитная индуктивность и паразитные емкости (между витками обмотки и между обмотками), представлена на рис. 7.17, в.

Уравнения для первичной и вторичных обмоток имеют вид соответственно:

$$e_1 = (R_1 + jL_1\omega) i_1 + j \{M'(x) - M''(x)\} \omega i_2,$$

$$\{R'_2 + R''_2 + R_i + j\omega(L'_2 + L''_2)\} i_2 + j\omega \{M'(x) - M''(x)\} i_1 = 0.$$

Они позволяют определить в зависимости от e_1 напряжение $v_m = R_i i_2$ на клеммах измерительного прибора, подключенного к вторичной обмотке:

$$v_m = \frac{j\omega R_1 \{M''(x) - M'(x)\} e_1}{R_1(R_2 + R_i) + j\omega \{L_2 R_1 + L_1(R_2 + R_i)\} - \omega^2 \{L_1 L_2 + (M'(x) - M''(x))^2\}}.$$

Здесь $L_2 = L_2' + L_2''$ и $R_2 = R_2' + R_2''$.

В принципе, напряжение v_m должно обращаться в нуль, когда сердечник находится в среднем положении, одинаковом для обеих вторичных обмоток: это начальное положение $x=0$, где $M'(0) = M''(0)$.

На практике чаще всего напряжение v_m достигает минимума, не обращаясь в нуль; этому есть две причины:

1) гармоники, возникающие из-за нелинейности кривой намагничивания сердечника;

2) емкостная связь между первичной и вторичными обмотками.

Вклад гармоник можно уменьшить, если не воздействовать на сердечник значительными индуктивными потоками.

Емкостная связь порождает напряжение, которое соотносится квадратичным образом с напряжением, возникающим от перемещения сердечника; его можно свести к минимуму тщательно выполненным заземлением. Хороший результат дает симметричное питание первичной обмотки (если это возможно) относительно массы, с которой соединена вторичная обмотка.

Использование повышенного сопротивления R_i ($R_i > 50$ кОм) позволяет получить линейную зависимость v_m от $M''(x) - M'(x)$ при отсутствии зависимости от величины R_i :

$$v_m = \frac{j\omega \{M''(x) - M'(x)\}}{R_1 + jL_1\omega} e_1.$$

Дифференциальное включение катушек с противоположным изменением коэффициентов взаимной индукции обеспечивает хорошую компенсацию нелинейности вблизи $x=0$; в самом деле, если имеем

$$M'(x) = M(0) + ax + bx^2 \dots$$

$$\text{и} \quad M''(x) = M(0) - ax + bx^2 \dots,$$

$$\text{то} \quad M''(x) - M'(x) = -2ax \quad \text{и} \quad v_m = \frac{-2j\omega a e_1}{R_1 + jL_1} x.$$

Таким образом, напряжение на выходе v_m изменяется линейно по обе стороны от начального положения $x=0$.

Метрологические характеристики. Из предыдущего выражения для измеряемого напряжения находим чувствительность:

$$S = \frac{\Delta V_m}{\Delta x} = \frac{2\omega a E_1}{\sqrt{R^2_1 + L^2_1 \omega^2}},$$

где V_m — амплитуда v_m .

Для низких частот возбуждения ($f < R_1/2\pi L_1$) имеем:

$$S = 2\omega a E_1 / R_1.$$

В этом случае чувствительность пропорциональна частоте напряжения в первичной обмотке: на нее могут оказывать влияние температурные изменения R_1 . Однако они могут неплохо компенсироваться либо последовательно соединенным сопротивлением r_1' , температурные изменения которого противоположны изменениям R_1 , либо питанием первичной обмотки от источника тока.

Для высоких частот возбуждения ($f > R_1/2\pi L_1$) справедливо выражение

$$S = 2aE_1 / L_1.$$

В этом случае чувствительность не зависит от частоты напряжения питания, и влияние температуры значительно меньше; в самом деле, зависимость чувствительности от частоты после прохождения максимума убывает вследствие влияния паразитных емкостей.

Чувствительность пропорциональна амплитуде напряжения в первичной обмотке, но нагрев и насыщение сердечника не позволяют увеличивать E_1 выше предела, указанного конструктором.

В случае, когда первичная обмотка заключена между двумя вторичными (рис. 7.17), возникают два неудобства:

- неоднородность магнитного поля вдоль оси на концах первичной обмотки, вызывающая уменьшение линейности;

- ограниченность диапазона измерения перемещением сердечника от центрального положения до выхода из одной либо другой вторичной обмотки; вследствие такой конструкции отношение диапазона измерений к совокупной длине обмоток не превышает 0,3.

Эти неудобства можно значительно уменьшить с помощью устройства, представленного на рис. 7.18. Здесь все три обмотки имеют одну и ту же длину и намотаны одна поверх другой; первичная обмотка однородна, а у вторичных обмоток число

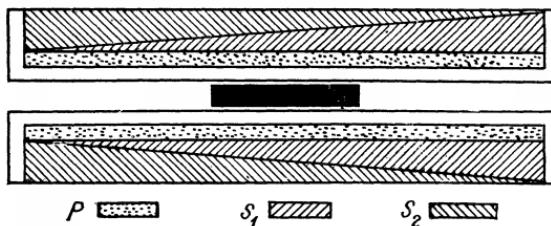


Рис. 7.18. Форма и расположение обмоток, улучшающие линейность и увеличивающие диапазон измерения (конструкция фирмы Schaevitz).

витков на единицу длины линейно возрастает от одного конца к другому в противоположных направлениях; отношение диапазона измерений к длине датчика для такого устройства близко к 0,8.

Порядок величин параметров для такого дифференциального трансформатора следующий: линейные перемещения — от ± 1 до ± 500 мм; угловые перемещения $\pm 45^\circ$; чувствительность — от 1 до 500 мВ на 1 В и на 1 мм — для линейных перемещений, от 1 до 10 мВ на 1 В и на 1° — для угловых перемещений; отклонение от линейности — от 0,05 до 1% диапазона измерения (Д. И.); порог чувствительности — от 0,0024 до 0,05% Д. И.; погрешность из-за гистерезиса 0,002% Д. И. Параметры взаимозависимости с измеряемой величиной определяются подвижной массой от 0,5 до нескольких десятков грамм; напряжение питания — от 1 до 50 В; частота питания — от 50 до 25 000 Гц.

Важно отметить, что можно сконструировать дифференциальный трансформатор для использования в чрезвычайно жестких условиях: при высоких (600°C) или низких (-250°C) температурах, высоком давлении (200 бар), повышенной радиоактивности, в коррозионной среде.

Вспомогательные электрические схемы. Первичная обмотка возбуждается от генератора со стабилизированными частотой и амплитудой.

Измеряемое напряжение, при необходимости усиленное, выпрямляется в фазочувствительной схеме, т. е. применяется синхронное детектирование (рис. 7.19). Последняя операция может быть также выполнена выпрямлением по отдельности напряжений каждой вторичной обмотки и дифференциальным включением выпрямленных напряжений.

7.2.4. Микросин

Этот небольшой механизм состоит из ферромагнитных статора с четырьмя полюсами и ротора. Каждый полюс оббит дву-

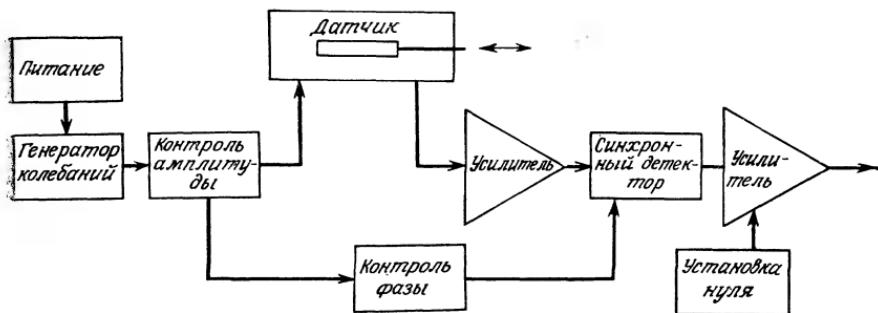


Рис. 7.19. Блок-схема измерительной цепи с использованием синхронного детектирования сигнала дифференциального трансформатора (документация фирмы Schaevitz).

мя обмотками, первичной и вторичной; ротор не обмотан и совершает вращение, которое нужно преобразовать (рис. 7.20).

Первичные обмотки соединены последовательно, и их питает синусоидальное напряжение, самое большое в несколько десятков вольт, частотой, обычно меньшей 10 кГц. Поток индукции в каждой вторичной обмотке и э.д.с. в ней определяются выражениями

$$\Phi_i = \Phi_i \cos \omega t, \quad e_i = -\frac{d\Phi_i}{dt} = \omega \Phi_i \sin \omega t.$$

Вторичные обмотки соединены последовательно и включены дифференциально с первичными, так что напряжения e_1 и e_3 противоположны e_2 и e_4 ; таким образом, вторичное напряжение равно

$$v_m = e_1 + e_3 - e_2 - e_4,$$

или

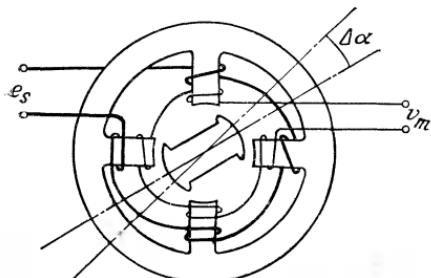
$$v_m = \omega (\Phi_1 + \Phi_3 - \Phi_2 - \Phi_4) \sin \omega t.$$

Угловое положение ротора определяет магнитное сопротивление магнитных контуров и, следовательно, максимальный по-

ток в обмотках; когда ротор расположен симметрично относительно двух пар полюсов, потоки в четырех вторичных обмотках равны и составляют Φ_0 , так что и напряжение v_m отсутствует: это нуль датчика.

При повороте ротора относительно этого положения происходит изменение магнитного сопротивления и, следовательно, потока во вторичных об-

Рис. 7.20. Устройство микросина.



мотках:

$$\Phi_i = \Phi_0 + \Delta\Phi_i.$$

Эти изменения одинаковы во вторичных обмотках S_1 и S_3 :

$$\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_3 = \Delta\Phi$$

и во вторичных обмотках S_2 и S_4 :

$$\Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_4 = \Delta\Phi'.$$

Результирующая э.д.с. имеет выражение

$$v_m = 2\omega (\Delta\Phi - \Delta\Phi') \sin \omega t.$$

Изменения $\Delta\Phi$ и $\Delta\Phi'$ имеют противоположный знак; для малых вращений $\Delta\alpha$ можно записать:

$$\Delta\Phi = a\Delta\alpha + b(\Delta\alpha)^2,$$

$$\Delta\Phi' = -a\Delta\alpha + b(\Delta\alpha)^2.$$

Дифференциальная схема включения обеспечивает компенсацию нелинейности изменения потока:

$$v_m = 4a\omega \Delta\alpha \sin \omega t.$$

Амплитуда вторичного напряжения в ограниченной области вблизи нуля пропорциональна угловым перемещениям $\Delta\alpha$.

Остаточное напряжение v_m для нулевого положения (возникшее из-за гармоник, паразитных емкостей и несимметричности конструкции) может быть значительно снижено, если принять соответствующие меры при изготовлении. При этом появляется возможность измерять вблизи нуля очень малые, порядка $1'$, угловые перемещения. Отсутствие скользящих контактов ротора, не подключаемого к питанию, является элементом, способствующим снижению шумов и увеличению продолжительности срока службы.

Порядок метрологических параметров микросина следующий: диапазон измерений — $\pm 10^\circ$; чувствительность — 0,1 В на 1 В и 1° ; отклонение от линейности — от 0,5 до 1% диапазона измерений.

7.2.5. Индуктивный потенциометр

Такой потенциометр состоит из ферромагнитных статора и ротора; каждый из них имеет обмотку, которую можно уподобить плоской катушке (рис. 7.21).

Ротор, связанный с осью, вращение которой желательно передать, образует первичную обмотку и питается синусоидальным напряжением $E_1 \cos \omega t$. Первичный ток $I_1 \cos(\omega t + \Psi)$ вызывает пропорциональную ему индукцию, перпендикулярную

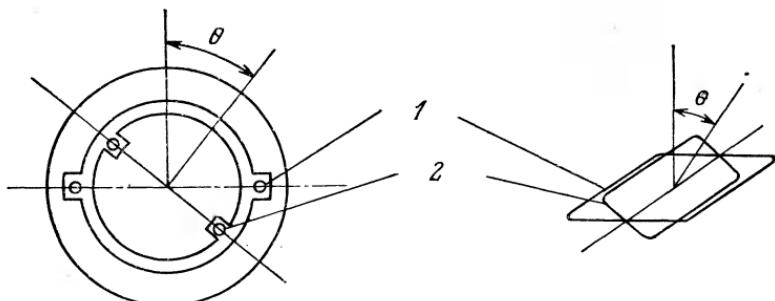


Рис. 7.21. Устройство индуктивного потенциометра.

1 — статор (вторичная обмотка); 2 — ротор (первичная обмотка).

плоскости витков первичной обмотки. Обмотка статора, образующая вторичную обмотку, пересекается потоком первичной индукции, и в ней возникает э.д.с. амплитуды $E_2 = M(\theta) \omega I_1$, где $M(\theta)$ — коэффициент взаимной индукции между двумя обмотками. С достаточно хорошим приближением можно положить $M(\theta) \approx M_0 \cos \theta$, где θ — угол между нормалью к плоскостям катушек; в этих условиях

$$E_2 = M_0 \omega I_1 \cos \theta.$$

Амплитуда E_2 обращается в нуль при $\theta = \pi/2$; для отклонений в противоположные стороны от этого положения, принятого за начало отсчета поворотов, можно записать, полагая $\theta = \alpha + \pi/2$:

$$E_2 = M_0 \omega I_1 \sin \alpha,$$

т. е. $E_2 = M_0 \omega I_1 \alpha$ для малых α .

Удачное расположение обмоток позволяет расширить область линейности до максимального угла поворота α_M , близкого к $\pi/2$. Порядок значений метрологических параметров индуктивных потенциометров следующий: диапазон измерений — от 120 до 180°; чувствительность — от 0,5 до 20 мВ на 1 В и 1°; отклонение от линейности — от 0,1 до 0,5% диапазона измерений.

7.2.6. Сельсин

Речь идет о системе двух механизмов: передатчика и приемника; каждый состоит из однофазного ротора и трехфазного статора, обмотки которого расположены под углом 120° буквой Y . Статорные обмотки передатчика и приемника попарно соединены между собой (рис. 7.22).

Ротор приемника питается синусоидальным напряжением $E \cos \omega t$; оно вызывает индукцию b , поток которой индуцирует

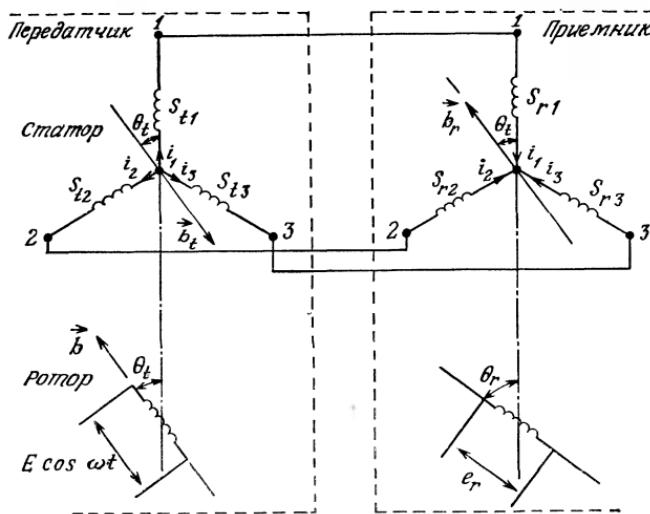


Рис. 7.22. Принцип работы сельсина.

в статорных обмотках S_{t_1} , S_{t_2} и S_{t_3} , соответствующие э.д.с. e_1 , e_2 и e_3 . Если θ_t — угол между осями обмоток ротора и статора S_1 , то э.д.с., индуцируемые в статорных обмотках S_{t_1} , S_{t_2} и S_{t_3} определяются, соответственно, выражениями

$$e_{t_1} = \omega k E \cos \theta_t \cos (\omega t - \Psi),$$

$$e_{t_2} = \omega k E \cos (\theta_t + 2\pi/3) \cos (\omega t - \Psi),$$

$$e_{t_3} = \omega k E \cos (\theta_t - 2\pi/3) \cos (\omega t - \Psi),$$

где k и Ψ зависят от геометрических и электрических характеристик обмоток. Токи i_1 , i_2 , i_3 , индуцируемые в статорных обмотках S_{t_1} , S_{t_2} , S_{t_3} , вызывают индукцию b_t , направление которой противоположно индукции ротора (закон Ленца). Эти токи проходят по обмоткам статора приемника S_{r_1} , S_{r_2} , S_{r_3} в направлении, противоположном направлению, которое они имели в передатчике, и вызывают в приемнике индукцию b_r , противонаправленную b_t и сонаправленную b (напомним, что b — индукция, создаваемая ротором передатчика). Пусть угол между осями обмоток ротора и статора приемника S_{r_1} есть θ_r ; тогда поток, индуцируемый в роторе, пропорционален $\cos(\theta_t - \theta_r)$, а э.д.с. на его клеммах, с частотой ω , имеет амплитуду

$$E_r = k'E \cos(\theta_t - \theta_r),$$

где k' для данного прибора зависит от его устройства и от ω .

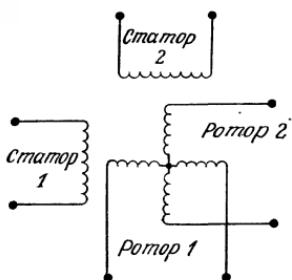


Рис. 7.23. Принцип работы резольвера.

Если $\theta_r = \pi/2$, то $E_r = k'E \sin \theta_t$, и в этом случае для θ_t , близких к 0, имеем $E_r = k'E \theta_t$. Однако остаточное напряжение для $\theta_t = 0$ может создавать ограничение на точность прибора.

Порядок значений метрологических параметров сельсина следующий: диапазон измерений — 360° ; чувствительность (вблизи нуля) — от 10 до 100 мВ на 1 В и 1° ; точность — от 5 до $30'$.

Сельсины используются в приводах для фиксированных угловых поворотов; сельсин определяет напряжение, амплитуда которого является функцией отклонения положения оси привода, связанной с ротором передатчика, от некоторого исходного положения, фиксированного ротором приемника.

Замечание. Если ротор приемника, соединенный параллельно с ротором передатчика, питается тем же напряжением, то его магнитный момент M , параллельный оси катушки, вызывает действие пары сил $M \times b_r$, которая заставляет его принять ту же ориентацию относительно статора, что имеет ротор передатчика; эта схема называется следящей.

7.2.7. Резольвер

Этот прибор состоит из двух обмоток ротора, расположенных под прямым углом, и двух обмоток статора, расположенных также под прямым углом (рис. 7.23). Возможны различные схемы его функционирования.

Схема 1. Одна из обмоток ротора питается напряжением $E \cos \omega t$, вторая короткозамкнута; в обмотках статора S_1 и S_2 возникают э.д.с. e_{s_1} и e_{s_2} частотой ω и амплитудой $E_{s_1} = \omega k E \cos \theta$, $E_{s_2} = \omega k E \sin \theta$ соответственно. Здесь θ — угол между осями обмоток 1 индуктора и статора, k — постоянная прибора.

Схема 1'. Это случай, когда одна обмотка статора питается напряжением $E \cos \omega t$, вторая короткозамкнута; в двух обмотках ротора возникают э.д.с. e_{r_1} и e_{r_2} с амплитудами $E_{r_1} = \omega k' E \cos \theta$, $E_{r_2} = \omega k' E \sin \theta$ соответственно, где θ — угол между осями обмоток 1 индуктора и ротора, k' — постоянная прибора.

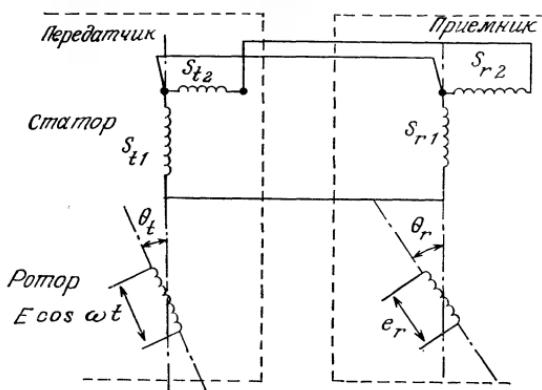


Рис. 7.24. Сельсинное соединение двух резольверов.

Схема 2. Обмотки статора питаются синфазными напряжениями различной амплитуды, т. е.

$$e_{S1} = E_1 \cos \omega t, \quad e_{S2} = E_2 \cos \omega t.$$

Полагая $\operatorname{tg} \theta_0 = E_2/E_1$, можно записать

$$e_{S1} = E \cos \theta_0 \cos \omega t, \quad e_{S2} = E \sin \theta_0 \cos \omega t.$$

При этом в обмотках статора возникает индукция, которая синусоидально меняется с частотой ω ; ее направление образует постоянный угол θ_0 с осью статора S_1 . Эта индукция вызывает в обмотке ротора R_1 э.д.с. амплитуды

$$E_r = \omega k E \cos (\theta_r - \theta_0),$$

где θ_r — угол, образованный осью ротора R_1 с осью статора S_1 , k — постоянная прибора.

Амплитуда E_r максимальна при $\theta_r = \theta_0$ и обращается в нуль при $\theta_r = \theta_0 \pm \pi/2$.

Схема 3. Два напряжения, сдвинутые по фазе на 90° , приложены к статорам:

$$e_{S1} = E \cos \omega t, \quad e_{S2} = E \sin \omega t.$$

Это приводит к возникновению врачающейся индукции постоянной амплитуды, которая образует угол $\theta(t) = \omega t$ с осью статора S_1 . Эта индукция вызывает в обмотке ротора R_1 э.д.с., сдвиг фаз которой меняется как угол θ_r между осями ротора и статора S_1 :

$$e_r = \omega k E \sin(\omega t - \theta_r),$$

где k — постоянная прибора.

Схема 4. Используя два резольвера — передатчик и приемник, — можно составить двухфазный сельсин (рис. 7.24). Одна из обмоток ротора передатчика, ось которой образует угол θ_t с осью обмотки статора S_t , питается напряжением $E \cos \omega t$.

В каждой обмотке статора передатчика индуцируются э.д.с.

$$e_{t1} = \omega k E \cos \theta_t \cos(\omega t - \Psi),$$

$$e_{t2} = \omega k E \sin \theta_t \cos(\omega t - \Psi)$$

соответственно; k и Ψ зависят от геометрических и электрических параметров прибора.

Каждая обмотка статора передатчика связана с одной из обмоток статора приемника; они находятся под таким же напряжением, что и в схеме 2. Это приводит к возникновению в обмотке ротора приемника э.д.с., амплитуда которой $E_r = k' E \cos(\theta_r - \theta_t)$, где θ_r — угол, образованный осями ротора и статора S_r приемника, k' — постоянная прибора. При $\theta_r = \pi/2$ имеем $E_r = k' \sin \theta_t$, а при θ_t , близких 0, получаем $E_r \approx k' E \theta_t$.

Различные схемы, рассмотренные выше, находят применение главным образом в таких установках, в которых контроль и управление требуют точного знания скорее тригонометрических функций угла, чем самого угла. Остаточное напряжение вблизи нуля очень мало (меньше милливольт), и отклонение напряжений от теоретических значений меньше 0,01%.

Резольвер, работающий по схеме 3 (фирма-изготовитель SAGEM), имеет следующие параметры: разрешение $40''$; отклонение от линейности 0,006%, или $1' 20''$; ошибка из-за гистерезиса не обнаруживается.

7.2.8. Индуктосин

Известны два вида индуктосина: а) линейный индуктосин для измерения прямолинейных перемещений; б) круговой индуктосин для измерения угловых перемещений.

По своему принципу действия индуктосин может рассматриваться как резольвер с увеличенным числом полюсов, статорные и роторные обмотки которых расположены в одной плоскости. Таким образом, индуктосин состоит из двух плоских частей, одна из которых подвижна относительно другой: линейки и скользящего нониуса в случае линейного индуктосина (рис. 7.25, а), ротора и статора в случае кругового индуктосина (рис. 7.25, б).

Линейка (ротор) образуется из $2N$ последовательно связанных проводников, которые расположены параллельно в первом случае и радиально во втором. Каждый проводник соответствует полюсу, а совокупность двух дифференциально включенных проводников устанавливает линейный или угловой шаг p . Ротор, состоящий из 720 проводников, имеет угловой шаг в 1° .

Скользящий нониус (статор) также состоит из последовательных проводников, имеющих ту же форму и тот же шаг, что и линейка либо ротор, но их проводники образуют две независимые системы, причем одна смещена относительно другой на $(n+1/4)p$, где n — общее число проводников.

Проводники индуктосина изготовлены техникой печатных плат на изолирующей подложке, которая обычно закреплена на металлической рейке или диске. Относительное перемещение двух частей индуктосина изменяет электромагнитное взаимодействие контуров, расположенных на них.

Далее рассмотрим только случай линейного индуктосина, но полученные результаты могут быть отнесены и к случаю кругового индуктосина. Различные схемы, рассмотренные для случая резольвера, могут использоваться и для индуктосина; в последующем их нумерация сохранена.

Схема 1. Схема питается напряжением $E \cos \omega t$; ток, проходящий по проводникам, индуцирует в каждом из двух контуров скользящего нониуса (курсора) э.д.с. e_{C_1} и e_{C_2} , амплитуды которых являются периодическими функциями положения x нониуса с пространственным периодом, равным шагу p . Соответствующим образом подобранные размеры проводников и зазоров между линейкой и нониусом (ротором и статором) позволяют сделать e_{C_1} и e_{C_2} почти синусоидальными функциями положения x , причем содержание гармоник обычно ниже 10^{-3} .

Из-за сдвига между двумя контурами нониуса, равного $1/4$ пространственного периода, э.д.с., возникающие в них, равны

$$e_{C_1} = kE \cos 2\pi(x/p) \cos \omega t,$$

$$e_{C_2} = kE \cos 2\pi(x/p - 1/4) \cos \omega t = kE \sin 2\pi(x/p) \cos \omega t.$$

По измерениям амплитуд $E_{C_1} = kE \cos 2\pi(x/p)$ и $E_{C_2} = kE \sin 2\pi(x/p)$ можно получить x/p с точностью до mp , где m определяется, например, счетом нулей E_{C_1} и E_{C_2} или их обратным счетом в зависимости от направления перемещения.

Высокая точность измерений индуктосина обусловлена, в частности, значительным количеством полюсов, что компенсирует (посредством усреднения) неточности, связанные с каждым отдельным полюсом.

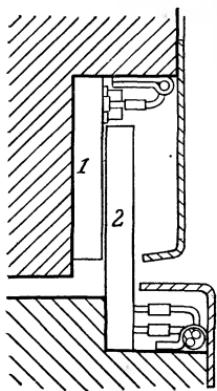
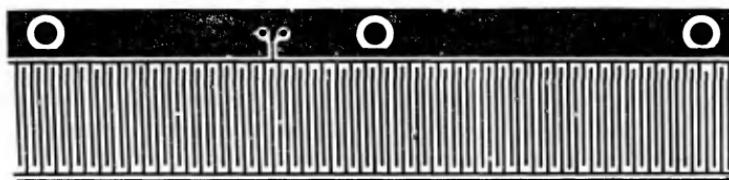
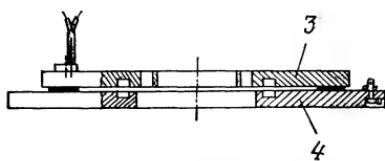
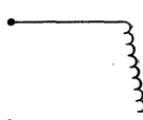
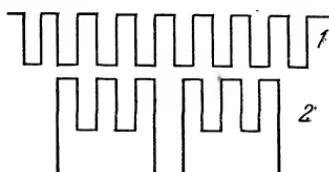
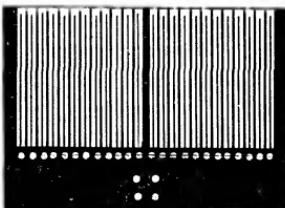
 α  δ

Рис. 7.25. Реализация и принципиальная схема индуктосина.

вверху — линейный индуктосин; справа и внизу — круговой индуктосин. 1 — линейка;
2 — нониус; 3 — ротор; 4 — статор.

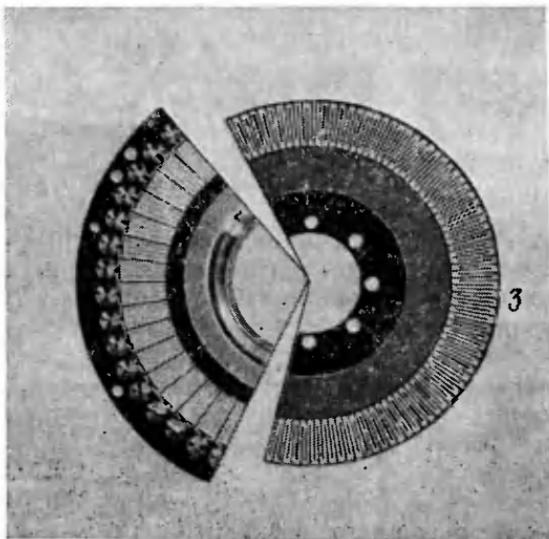


Схема 2. Обе цепи скользящего нониуса питаются напряжением одной фазы, но разной амплитуды:

$$e_{C_1} = E_{C_1} \cos \omega t \quad \text{и} \quad e_{C_2} = E_{C_2} \cos \omega t.$$

Полагая $\operatorname{tg} \theta_0 = E_{C_2}/E_{C_1}$ и $\theta_0 = 2\pi x_0/p$, получим

$$e_{C_1} = E_C \cos \theta_0 \cos \omega t = E_C \cos 2\pi (x_0/p) \cos \omega t,$$

$$e_{C_2} = E_C \sin \theta_0 \cos \omega t = E_C \sin 2\pi (x_0/p) \cos \omega t.$$

Э. д. с., индуцируемая в схеме, является суммой э. д. с., индуцируемых в каждой из цепей нониуса:

$$e = k \left(e_{C_1} \cos 2\pi \frac{x}{p} + e_{C_2} \sin 2\pi \frac{x}{p} \right) = k E_C \cos 2\pi \frac{x_0 - x}{p} \cos \omega t,$$

где k зависит от конструкции индуктосина и от частоты ω .

Эта э.д.с. является синусоидальной функцией перемещения x и имеет внутри каждого шага максимум при $x = x_0 + mp$, где x_0 определяется отношением амплитуд напряжений, приложенных к цепям скользящего нониуса напряжений, а m — целое число, положительное или отрицательное.

Схема 3. К цепям нониуса приложены напряжения равной амплитуды, но сдвинутые по фазе на 90° :

$$e_{C_1} = E \cos \omega t, \quad e_{C_2} = E \sin \omega t.$$

Общая индуцируемая э.д.с. (сумма э.д.с. каждой цепи нониуса) определяется выражением

$$e = k \left(e_{C_1} \cos 2\pi \frac{x}{p} + e_{C_2} \sin 2\pi \frac{x}{p} \right) = kE_C \cos \left(\omega t - 2\pi \frac{x}{p} \right).$$

Фаза e в данном случае является линейной функцией перемещения.

Схема 4. Эта схема включает в себя два индуктосина: передатчик и приемник. Передатчик питается напряжением $E \cos \omega t$, что ведет (схема 1) к появлению в обмотках нониуса следующих напряжений:

$$\begin{aligned} e_{C_1} &= kE \cos 2\pi (x_t/p) \cos \omega t = E_{C_1} \cos \omega t, \\ e_{C_2} &= kE \sin 2\pi (x_t/p) \cos \omega t = E_{C_2} \cos \omega t, \end{aligned}$$

где x_t соответствует относительному смещению, в пределах одного шага, линейки и нониуса передатчика.

Эти напряжения e_{C_1} и e_{C_2} приложены к двум обмоткам нониуса приемника (схема 2); они индуцируют в линейке приемника э. д. с., которая определяется выражением

$$e = k' \left(e_{C_1} \cos 2\pi \frac{x_r}{p} + e_{C_2} \sin 2\pi \frac{x_r}{p} \right),$$

где x_r — относительное смещение, в пределах одного шага, линейки и нониуса приемника. Учитывая выражения для e_{C_1} и e_{C_2} , в итоге получаем:

$$e = kE \cos 2\pi \frac{x_t - x_r}{p} \cos \omega t,$$

где k — постоянная прибора для данной частоты ω . Амплитуда этой э.д.с. максимальна внутри шага при $x_t = x_r$.

Порядок величин по метрологическим параметрам индуктосинов следующий.

Линейный индуктосин: диапазон измерений — до нескольких метров; шаг 0,1 и 0,2 дюйма, 1 и 2 мм (1 дюйм = 2,54 см); разрешение $\pm 0,1$ мкм; воспроизводимость $\pm 0,25$ мкм; точность ± 2 мкм.

Круговой индуктосин: диапазон измерений 360° ; шаг 2° и 1° ; разрешение $\pm 0,05''$; воспроизводимость $\pm 0,1''$; точность $\pm 1''$.

Таким образом, важнейшими качествами индуктосина являются точность, разрешение, воспроизводимость; он находит при-

менение при контроле за перемещениями в стенках, а также при управлении положением, например, в навигационных системах, антennaх, телескопах.

7.3. Емкостные датчики

7.3.1. Принцип действия и основные характеристики

Емкостный датчик представляет собой плоский или цилиндрический конденсатор, одна из обкладок которого испытывает подвергаемое контролю перемещение, вызывая изменение емкости. Пренебрегая краевыми эффектами, можно выразить емкость для плоского конденсатора следующим образом:

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 A / D.$$

Здесь ϵ_r — относительная проницаемость среды, заключенной между обкладками, A и D — площадь поверхности рассматриваемых обкладок и расстояние между ними соответственно.

Для цилиндрического конденсатора емкость определяется выражением

$$C = \frac{2\pi \epsilon_r \epsilon_0 l}{\ln(r_2/r_1)},$$

где l — глубина погружения внутреннего цилиндра (радиуса r_1) во внешний (радиуса r_2). В системе СИ длина выражается в метрах, емкость — в фарадах, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$.

Краевой эффект становится значительным, когда расстояние между обкладками сравнимо с линейными размерами рассматриваемых поверхностей. Этот эффект в некоторой степени можно устранить, используя защитное кольцо, позволяющее вынести его влияние за границы поверхности обкладок, реально используемой при измерении.

В случае плоского конденсатора перемещение обкладки может происходить либо в собственной плоскости (A — переменная, D — постоянная), либо перпендикулярно своей плоскости (A — постоянная, D — переменная).

В случае цилиндрического конденсатора обкладка перемещается только параллельно оси (l — переменная).

Емкостные датчики замечательны своей простотой, что позволяет создавать прочные и надежные конструкции. Диэлектриком обычно служит воздух, так что параметры конденсатора зависят только от геометрических характеристик и не зависят от свойств используемых материалов, если эти материалы правильно подобраны. Следовательно, можно сделать пренебрежи-

мым влияние температуры на изменения площади поверхности и расстояния между обкладками, правильно подбирая марку металла для обкладок и изоляцию для их крепления. С другой стороны, необходимо защищать датчик от тех факторов окружающей среды, которые могут ухудшить изоляцию между обкладками,— от пыли, коррозии, влажности, ионизирующей радиации.

Желательно использовать такой способ измерения, который обеспечивает лучшую линейность взаимосвязи между перемещением и измеряемым сигналом. В зависимости от схемы формирования сигнала датчика этот сигнал может быть линейной функцией изменения емкости ΔC , изменения полного сопротивления ΔZ , или, наконец, относительного изменения $\Delta Z/Z$ ($\Delta Z/Z = -\Delta C/C$).

Для того чтобы обеспечить использование наиболее подходящего измерительного прибора, нужно для каждого типа емкостного датчика определить его различные чувствительности к перемещению x , а именно:

- чувствительность емкости $S_c = \Delta C/\Delta x$,
- чувствительность импеданса $S_z = \Delta Z/\Delta x$,
- относительную чувствительность $S_r = \frac{1}{C} \frac{\Delta C}{\Delta x} = \frac{1}{Z} \frac{\Delta Z}{\Delta x}$.

Таким образом, если, например, чувствительность емкости S_c постоянна, предпочтительнее выбрать конденсатор, у которого напряжение на выходе v_m изменяется как ΔC , т. е. $v_m = k\Delta C = kS_c\Delta x$, где k — постоянная используемого конденсатора; наоборот, если S_z постоянна, используют датчик со схемой, в которой $v_m = k\Delta Z = kS_z\Delta x$; в каждом из этих случаев получаем сигнал, пропорциональный перемещению Δx .

7.3.2. Конденсатор с переменной площадью обкладок

Одиночный конденсатор. Это обычно либо плоский конденсатор с вращающейся обкладкой (рис. 7.26, *а*), либо цилиндрический конденсатор с одной из обкладок, перемещающейся вдоль оси (рис. 7.26, *б*). В обоих случаях емкость меняется линейно в зависимости от перемещения x :

$$C(x) = Kx,$$

где для плоского конденсатора $K = \epsilon_0 \pi r^2 / 360 D$, $x = \alpha^\circ$; для цилиндрического конденсатора $K = 2\pi \epsilon_0 / \lg(r_2/r_1)$, $x = l$, м.

Чувствительность S_c постоянна ($S_c = K$), а импеданс является нелинейной функцией x и $S_z = (-1/K\omega)(1/x^2)$. Относительная чувствительность равна $S_r = 1/x$. Чувствительности S_z и S_r тем больше, чем меньше x , но в этом случае для тех же переме-

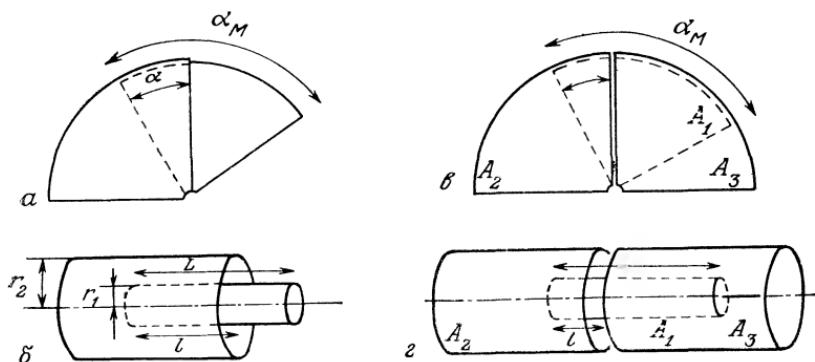


Рис. 7.26. Принципиальная схема емкостных датчиков с переменной площадью обкладок.

а, в — вращательные; *б, г* — с прямолинейными перемещениями.

щений dx нелинейность выражена сильнее. Использование второго конденсатора, включенного дифференциально, позволяет компенсировать этот эффект.

Двойной дифференциальный конденсатор. Подвижная обкладка A_1 в таком конденсаторе помещена между двумя закрепленными A_2 и A_3 , образуя два конденсатора, емкости которых C_{21} и C_{31} изменяются в противоположных направлениях в функции перемещения x (рис. 7.26, *в* и *г*). За начало отсчета перемещений принимается положение, когда подвижная обкладка расположена симметрично относительно неподвижных, и емкости C_{21} и C_{31} равны. В зависимости от ранее определенных K и x и максимального перемещения R имеем

$$C_{21} = K(X + x) = KX(1 + x/X) = C_0(1 + x/X),$$

$$C_{31} = K(X - x) = KX(1 - x/X) = C_0(1 - x/X),$$

полагая $KX = C_0$ и $X = L/2$ (где L — длина подвижной обкладки в случае цилиндрического конденсатора), $X = \alpha_m/2$ (где α_m — угловой размер подвижной обкладки в случае вращающегося конденсатора).

Очевидно, что при использовании конденсаторов C_{21} и C_{31} особый интерес представляет их включение по дифференциальной схеме; поэтому для правильного выбора метода измерений отметим, что следующие потенциометрические соотношения являются линейными функциями перемещения:

$$\frac{Z_{31}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{21}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{x}{X} \right),$$

$$\frac{Z_{21}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{31}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{x}{X} \right).$$

7.3.3. Конденсатор с переменным зазором между обкладками

Речь идет о плоском конденсаторе, предназначенном для определения прямолинейных перемещений (рис. 7.27).

Одиночный конденсатор (рис. 7.27, а). Обозначая d перемещение относительно начального зазора D_0 , имеем:

$$C(d) = \epsilon_0 A / (D_0 + d),$$

$$S_C = -\epsilon_0 A / (D_0 + d)^2, \quad S_Z = 1/\epsilon_0 A \omega, \quad S_r = -1/(D_0 + d).$$

В данном случае изменение импеданса является линейной функцией перемещения. Чувствительность S_C и относительная чувствительность тем выше, чем меньше D_0 ; при $d \ll D_0$ они могут рассматриваться как постоянные.

Чувствительность S_C конденсатора с переменным зазором между обкладками гораздо выше, чем у конденсатора с переменной площадью обкладок; например, в случае конденсатора, состоящего из двух квадратных пластин со стороной a , расположенных параллельно на расстоянии D_0 ($D_0 \ll a$), имеем:

$$S_C(\parallel) = \epsilon_0 a / D_0$$

для перемещения, параллельного одной из сторон, и

$$S_C(\perp) = \epsilon_0 a^2 / D_0^2$$

для малых перемещений, перпендикулярных пластинам, откуда

$$S_C(\perp)/S_C(\parallel) = a/D_0 \gg 1.$$

Однако конденсатор с переменным зазором может использоваться лишь для измерений в малом диапазоне (обычно меньше 1 мм), тогда как конденсатор с переменной площадью об-

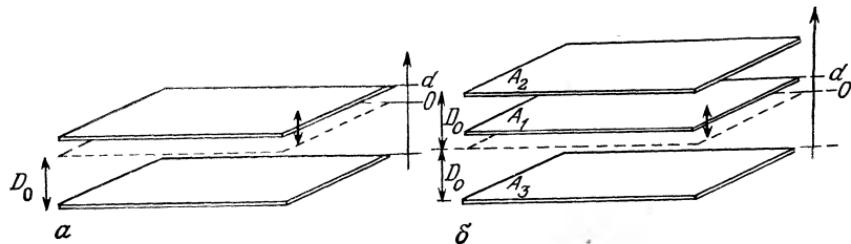


Рис. 7.27. Принципиальная схема емкостного датчика с переменным зазором между обкладками.

а — простой конденсатор; *б* — двойной дифференциальный конденсатор.

кладок пригоден для измерений в значительно более широком диапазоне (больше 1 см).

Двойной дифференциальный конденсатор. Подвижная обкладка A_1 конденсатора перемещается перпендикулярно своей плоскости между двумя закрепленными обкладками A_2 и A_3 (рис. 7.27, б).

Пусть d — перемещение относительно начального (равнодistantного от обеих плоскостей) положения D_0 ; для этого случая имеем:

$$C_{21} = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 - d} = \frac{\epsilon_0 A}{D_0} \frac{1}{1 - d/D_0} = C_0 \frac{1}{1 - d/D_0},$$

$$C_{31} = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 + d} = \frac{\epsilon_0 A}{D_0} \frac{1}{1 + d/D_0} = C_0 \frac{1}{1 + d/D_0},$$

полагая, что $\epsilon_0 A / D_0 = C_0$.

Как и в случае дифференциального конденсатора с переменной площадью, это — совокупность двух конденсаторов, обладающая линейным по перемещению изменением потенциометрических соотношений:

$$\frac{Z_{31}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{21}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{d}{D_0} \right),$$

$$\frac{Z_{21}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{31}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d}{D_0} \right).$$

Именно это свойство используется для измерений.

Пример метрологических параметров (датчик линейных перемещений AL 102 со встроенной электроникой, фирма-изготовитель Е.А.М. STOPCOTE): диапазон измерений ± 1 мм; чувствительность 0,5 мВ/мкм; отклонение от линейности 0,1% диапазона измерений; порог чувствительности и погрешность из-за гистерезиса не проявляются.

7.3.4. Методы измерения изменений емкости

Существуют общие методы измерения импедансов (потенциометр, балансный трансформатор, мост), применение которых к двойному дифференциальному конденсатору позволяет получить измерительный сигнал с амплитудой, пропорциональной перемещению; очевидно, чтобы узнать направление перемещения, необходимо фазочувствительное детектирование (разд. 4.4.2).

Существует также определенное число специальных методов, применимых к одиночным конденсаторам и основанных на свойствах операционных усилителей и синусоидальных или релаксационных осцилляторов.

При расчете различных схем датчик всегда можно рассматривать как идеальную емкость, а потерями в паразитных индуктивностях при используемых частотах пренебречь. Напротив, при выборе монтажной схемы необходимо изучить влияние паразитных емкостей обкладок датчика, которые образуются между обкладками и соседними металлическими поверхностями, обычно находящимися под потенциалом относительно земли. Если в измерительном контуре одна из обкладок заземлена, паразитная емкость другой обкладки параллельна с емкостью датчика, и изменения одной из этих емкостей от другой отличить невозможно.

Как правило, обкладки емкостного датчика изолируют относительно земли и измерительный контур устраивают так, чтобы его показания не зависели от емкостей заземления. Это можно реализовать, в частности, используя балансный трансформатор — мост Саути (разд. 3.3.2); при этом сигнал выдается в виде тока, измеряемого с помощью детектора с очень малым входным сопротивлением.

Трансформатор отношений и дифференциальный конденсатор. В разд. 3.2.2 было установлено, что схема с конденсатором, имеющим переменную площадь поверхности, линейна, а с конденсатором, имеющим переменный зазор между пластинаами, — квазилинейна при условии малых перемещений: $(d/D_0)^2 \ll 1$.

Мост Саути и дифференциальный конденсатор (рис. 7.28). Измерение напряжение разбаланса. Это измерение возможно, если в соответствии со схемой влиянием паразитных емкостей и их изменениями можно пренебречь; тогда имеем:

$$v_m = \frac{e_S}{2} \frac{C_{21} - C_{31}}{C_{21} + C_{31}}.$$

Это выражение для измеряемого сигнала является линейным по перемещению как для конденсатора с переменной площадью, так и для конденсатора с переменным зазором.

Измерение тока разбаланса. Этот метод позволяет уменьшить влияние паразитных емкостей:

$$i_m = j\omega e_S \frac{C_{21} - C_{31}}{2 + j\omega R (C_{21} + C_{31})}.$$

Удовлетворяя условию $\omega R (C_{21} + C_{31}) \ll 1$, получаем

$$i_m = j\omega (e_S/2) (C_{21} - C_{31}).$$

Для конденсатора с переменной площадью ток изменяется линейно в зависимости от перемещения x :

$$i_m = j\omega e_S C_0 (x/X).$$

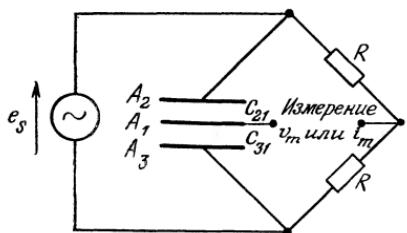


Рис. 7.28. Мост Саути и двойной дифференциальный конденсатор.

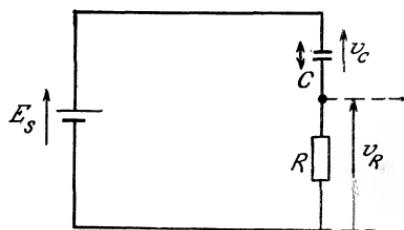


Рис. 7.29. Потенциометрическая схема с резистором и емкостным датчиком.

В случае конденсатора с переменным зазором

$$i_m = j\omega e_s C_0 \frac{d}{D_0} \frac{1}{1 - d^2/D_0^2}$$

и ток изменяется квазилинейно в зависимости от перемещения при условии $d^2/D_0^2 \ll 1$.

Потенциометрическая резисторно-конденсаторная схема в динамическом режиме. Если определяемые перемещения быстро меняются, то можно использовать питаемую постоянным напряжением потенциометрическую схему, состоящую из резистора с постоянным сопротивлением и соединенного последовательно с ним переменного конденсатора (рис. 7.29).

Рассмотрим случай, когда емкость конденсатора изменяется синусоидально около постоянного значения:

$$C = C_0 + C_1 \sin \omega t.$$

Для схемы имеем:

$$v_C + v_R = E_s,$$

$$\text{где } v_R = R_i \quad \text{и} \quad v_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt.$$

Следовательно,

$$(RC_0 + RC_1 \sin \omega t) (di/dt) + (RC_1 \omega \cos \omega t + 1) i = E_s \omega C_1 \cos \omega t.$$

Это уравнение допускает общее решение в форме

$$i(t) = I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + \dots$$

Если $C_1 \ll C_0$, то $I_2, I_3 \dots \ll I_1$ и

$$I_1 = \frac{\omega E_s C_1}{\sqrt{1 + R^2 C_0^2 \omega^2}}, \quad \varphi_1 = \arctg \frac{1}{R C_0 \omega}.$$

Если, кроме того, $RC_0\omega \gg 1$, то напряжение v_R имеет вид

$$v_R = E_S (C_1/C_0) \sin \omega t.$$

Когда в эту схему включается конденсатор с переменным зазором, для амплитуды перемещения d_1 , малой по сравнению с D_0 , имеем следующую зависимость:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 + d_1 \sin \omega t} = C_0 \left(1 - \frac{d_1}{D_0} \sin \omega t \right).$$

При $C_1/C_0 = -d_1/D_0$ получаем

$$v_R = -E_S (d_1/D_0) \sin \omega t.$$

Амплитуда напряжения v_R в любой момент времени пропорциональна перемещению $d = d_1 \sin \omega t$.

Схема с операционным усилителем. Пусть один из конденсаторов C_1 или C_2 является емкостью датчика, а другой — постоянным конденсатором (рис. 7.30, a); R_1 играет роль защиты инвертирующего входа, а R_2 позволяет постоянному току обратной связи воздействовать на этот вход; e_s — источник синусоидального напряжения с частотой $\omega = 2\pi f$.

Предполагая операционный усилитель идеальным,

$$v_o = -\frac{Z_2}{Z_1} e_s, \quad \text{где} \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + jR_2 C_2 \omega} \quad \text{и} \quad Z_1 = \frac{1 + jR_1 C_1 \omega}{jC_1 \omega},$$

получаем

$$v_o = \frac{-jR_2 C_1 \omega}{(1 + jR_1 C_1 \omega)(1 + jR_2 C_2 \omega)} e_s.$$

Если элементы схемы таковы, что

$$R_1 C_1 \omega \ll 1 \quad \text{и} \quad R_2 C_2 \omega \gg 1,$$

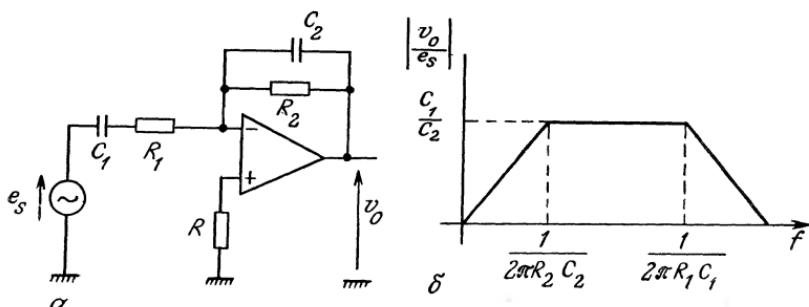


Рис. 7.30. Операционный усилитель, соединенный с емкостным датчиком.
a — схема; б — частотная зависимость сигнала.

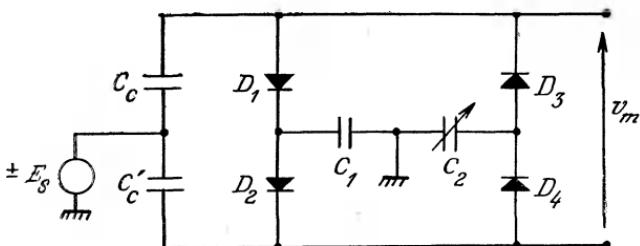


Рис. 7.31. Схема с диодным мостом.

$$\text{т. е. } \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \ll f \ll \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \text{ (рис. 7.30, б),}$$

то имеем

$$v_0 = -\frac{C_1}{C_2} e_s.$$

Схема линейна по перемещению в следующих случаях:

а) C_1 — конденсатор с переменной поверхностью, C_2 — постоянная емкость;

б) C_1 — постоянная емкость, C_2 — конденсатор с переменным зазором.

Схема с диодным мостом. Эта схема интересна тем, что может сразу выдавать постоянное напряжение для измерения.

Схема соединений представлена на рис. 7.31. На схеме C_1 и C_2 — емкости двух конденсаторов, которые могут играть различные роли, а именно:

а) C_1 — постоянный конденсатор, а емкостный датчик $C_2 = C_1 + \Delta C$;

б) дифференциальный конденсатор, в котором $C_1 = C_0 + \Delta C$ и $C_2 = C_0 - \Delta C$;

в) C_c и C'_c — емкости двух разделительных конденсаторов: $C_c = C'_c$ и $C_c, C'_c \gg C_1, C_2$.

Перейдем к упрощенному рассмотрению работы схемы.

Предположим, что диоды D_1, D_2, D_3 и D_4 идеальны ($v_d = 0$). Конденсаторы C_c и C'_c заряжаются, из соображений симметрии, до равных и противоположных по знаку напряжений $+v_c$ и $-v_c$ соответственно.

Во время положительной полуволны источника с амплитудой E_s конденсатор C_1 заряжается через D_1 до напряжения $v_c = E_s + v_c$, а конденсатор C_2 заряжается через D_4 до напряжения $v_{c_1} = E_s - v_c$.

Во время отрицательной полуволны с амплитудой $-E_s$ конденсатор C_1 заряжается через D_2 до напряжения $v'_{c_1} = -E_s - v_c$.

а конденсатор C_2 заряжается через D_3 до напряжения $v'_{C_2} = -E_s + v_c$.

В течение полного периода колебаний заряд ΔQ_C (или $\Delta Q_{C'}$), отдаваемый C_C (или $C_{C'}$), в среднем нулевой: $\Delta Q_C = 0$; он является суммой зарядов ΔQ_1 и ΔQ_2 , отдаваемых C_1 и C_2 ,

$$\Delta Q_C = \Delta Q_1 + \Delta Q_2,$$

где

$$\Delta Q_1 = C_1 (v_{C_1} - v_{C'_1}) = 2C_1 (E_s + v_c),$$

$$\Delta Q_2 = C_2 (v_{C'_2} - v_{C_2}) = 2C_2 (-E_s + v_c).$$

Отсюда получаем

$$v_c = \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} E_s$$

либо, для измеряемого напряжения,

$$v_m = V_A - V_B = 2V_c.$$

Более строгие вычисления, учитывающие падения напряжения v_d на четырех диодах (по предположению равные) и потенциометрическое деление напряжения источника величинами C_C , $C_{C'}$ и C_1 , C_2 , приводят к более точному выражению для измеряемого напряжения:

$$v_m = 2 \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2} \frac{C_C}{C_C + C_1} (E_s - v_d).$$

7.4. Цифровые датчики

Измерительную информацию, получаемую в аналоговом виде, часто можно обрабатывать с помощью цифровых схем, что создает дополнительные удобства. Это становится возможным при использовании аналого-цифровых преобразователей. В случае перемещений, между тем, возможно создать датчик, измеряющий положение — линейное или угловое — и выдающий его в цифровой форме. Как и во всех приборах с цифровым преобразованием, информация оказывается квантованной, и, следовательно, разрешение всегда конечно.

7.4.1. Абсолютные цифровые датчики

Это — рейки для линейных перемещений или диски для угловых перемещений, разделенные на N равновеликих площадок (полос в случае рейки, секторов в случае диска), на которых записаны бинарные слова, соответствующие определяемому положению согласно коду и конкретной технологии. Число пло-

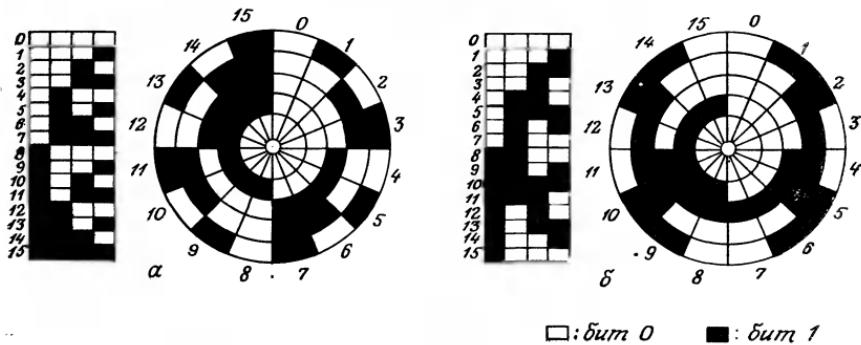
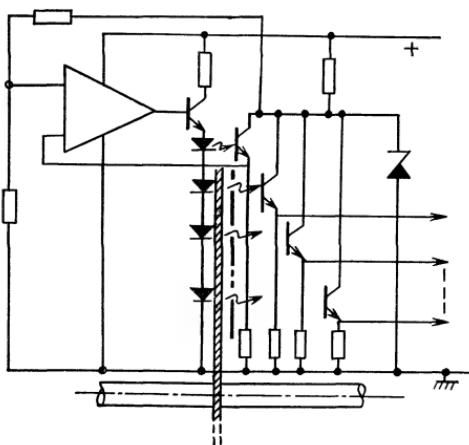
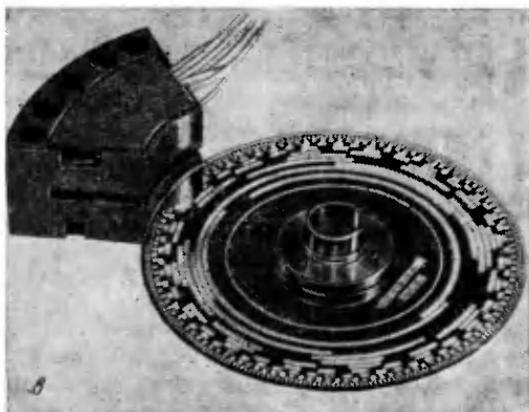


Рис. 7.32. Абсолютные цифровые датчики (документация фирмы MCB).

a — рейка и диск с натуральным двоичным кодом; *б* — рейка и диск с кодом Грея; *в* — диск и электрическая схема считывания.



щадок N определяет разрешение следующим образом: L/N см для рейки длиной L см и $360^\circ/N$ для диска.

Все n бит, образующие каждое из слов, материализуются на n параллельных (для рейки) или концентрических (для диска) дорожках (рис. 7.32) при использовании двух различных физических состояний для определения значений 0 или 1:

а) ненамагничиваемая или ферромагнитная поверхность (магнитное считывание);

б) изолирующая или проводящая поверхность (электрическое считывание);

в) непрозрачная и просвечивающая поверхность¹⁾ (оптическое считывание).

В настоящее время оптическое считывание применяется наиболее часто; для каждой дорожки имеется источник — электролюминесцентный диод, и приемник — фототранзистор (рис. 7.32, в).

Кодирование. Прямой двоичный код можно использовать с помощью такого обрабатывающего прибора, как вычислитель. Существует минимальное число бит для представления каждого числа. Тем не менее, бывает очень неудобно выражать изменение числа на одну единицу одновременным изменением многих бит (рис. 7.32, а), например:

$$15|_{10} \leftrightarrow 01111|_2, \quad 16|_{10} \leftrightarrow 10000|_2.$$

Если считающее устройство настроено недостаточно хорошо, изменения бит считаются неодновременно и существует риск ошибки, когда считывание происходит во время пересечения границы двух значений или когда носитель кода останавливается в граничном положении.

Опасность ошибочного считывания, которая существует также и для кода BCD, можно избежать, либо а) используя код, в котором при каждом элементарном перемещении меняется только один бит (обычно это специальный код, см. рис. 7.32, б), либо б) сохранив прямой двоичный или код BCD, но используя дополнительное считающее устройство, позволяющее избежать двусмысленного считывания в переходных зонах (двухдорожечные носители кода с управляемым считыванием)..

Специальные коды. Наиболее часто используются код Грэя и специальный код BCD. Исходя из этого, можно определить требования к новым носителям специальных кодов с так называемым избытком 3, когда на три единицы в сторону увеличения

¹⁾ Здесь автор, по-видимому, имеет в виду различные оптические свойства не только поверхности (поглощение или отражение света), но и материала рейки или диска, которые могут пропускать или поглощать проходящий свет. — Прим. ред.

сдвигаются начальные значения. Такие коды упрощают некоторые арифметические операции.

Пример метрологических параметров (оптический угловой носитель кода С060С, фирма-изготовитель МСВ): код Грэя; число точек 8192; разрешение $2'38''$; средняя точность $1'19''$; масса 550 г; момент инерции 30 г·см 2 ; максимальный момент 30 см·Н; максимальная скорость вращения 1500 об/мин.

Носители кодов с управляемым считыванием. В этом случае используют прямой двоичный код или код BCD, но дополнительная дорожка генерирует двоичный сигнал, либо а) разрешая считывание в недвусмысленных положениях, либо б) посылая команду запомнить прочитанное и воспретить всякое новое считывание в тех зонах, где происходит переход.

Носители кодов с двойной записью. У - образная запись. Кодирование осуществляют в прямом двоичном коде или коде BCD, а двусмысленности переходных положений избегают, располагая:

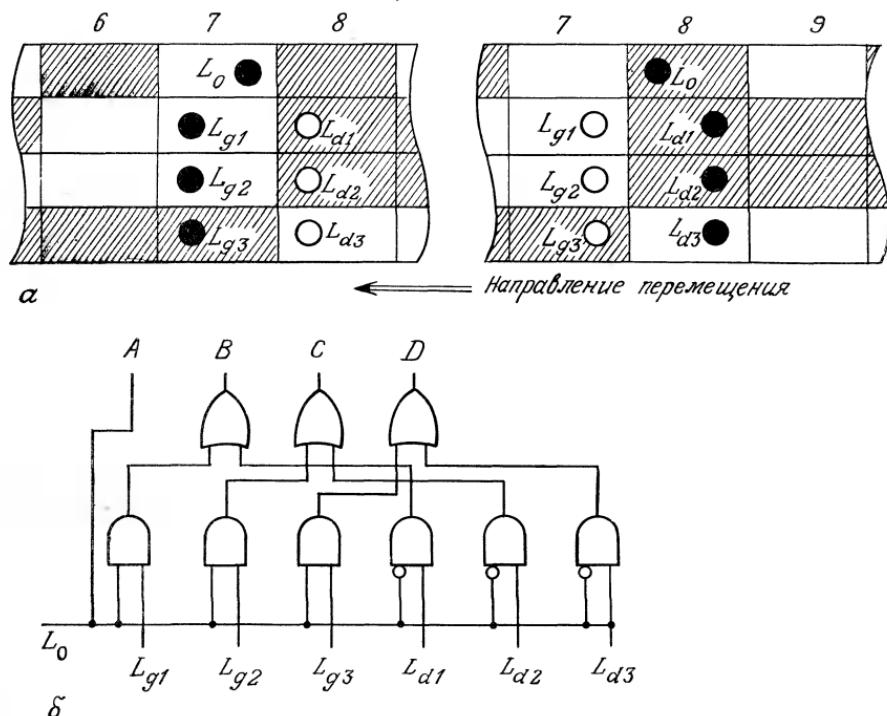


Рис. 7.33. Носитель кода с двойной U-образной записью.

а — перестановка читающих головок в соответствии с состоянием LSB; б — логическая цепь команды. ● — включенная читающая головка; ○ — отключенная читающая головка.

а) для дорожки LSB (наименьший весовой бит) — одной считающей головкой L_0 ,

б) для других дорожек — две группы считающих головок, смещенных относительно L_0 , — одна влево (L_{g_1}, L_{g_2}, \dots), другая вправо (L_{d_1}, L_{d_2}, \dots). В зависимости от считываемого значения в LSB выбирается одна из групп: включается правая (L_{d_1}, L_{d_2}, \dots), когда $LSB=0$, либо левая (L_{g_1}, L_{g_2}, \dots), когда $LSB=1$.

Во время измерения величины, считываемой в LSB, происходит переключение считающих головок, но не на границе смены бит, т. е. генерируется недвусмысленный сигнал (рис. 7.33, а).

Логические цепи управления групповым считыванием в зависимости от логического состояния L_0 представлены на рис. 7.33, б. Существуют и другие типы управляемого параллельного считывания: V-образное и M-образное.

7.4.2. Оптический генератор приращений

Принцип действия и конструкция. Для этого прибора требуется небольшое количество дорожек (2 или 3) с менее сложным рисунком, чем для носителей кодов абсолютных значений. Он генерирует импульс для каждого элементарного перемещения и позволяет различать направление движения. Перемещение (относительно произвольного начала отсчета) распознается подсчетом импульсов; установка нуля счетчика производится в положении, принятом за начало отсчета.

Две концентрические (на диске) или параллельные (на рейке) дорожки разделены каждая на N равных элементарных площадок, поочередно непрозрачных и просвечивающих, причем площадки одной дорожки смещены на четверть пространственного периода относительно другой (рис. 7.34). Иногда добавляется третья дорожка (с единственной прозрачной элементарной площадкой) для того, чтобы сделать возможным подсчет числа оборотов или установку нуля счетчика.

Считывание для каждой дорожки осуществляется при помощи источника (электролюминесцентного диода) и приемника света (фототранзистора), расположенных с противоположных сторон диска (рейки).

Считывающее устройство размещается вдоль оси, перпендикулярной перемещению рейки, или вдоль радиуса диска.

Определение направления перемещения. Электронная схема позволяет, исходя из сигналов S_1 дорожки 1, распознать передний $\{\uparrow: (dS_1/dt) > 0\}$ или задний $\{\downarrow: (dS_1/dt) < 0\}$ фронты и связать их с состоянием S_2 (0 или 1) дорожки 2 в тот же момент

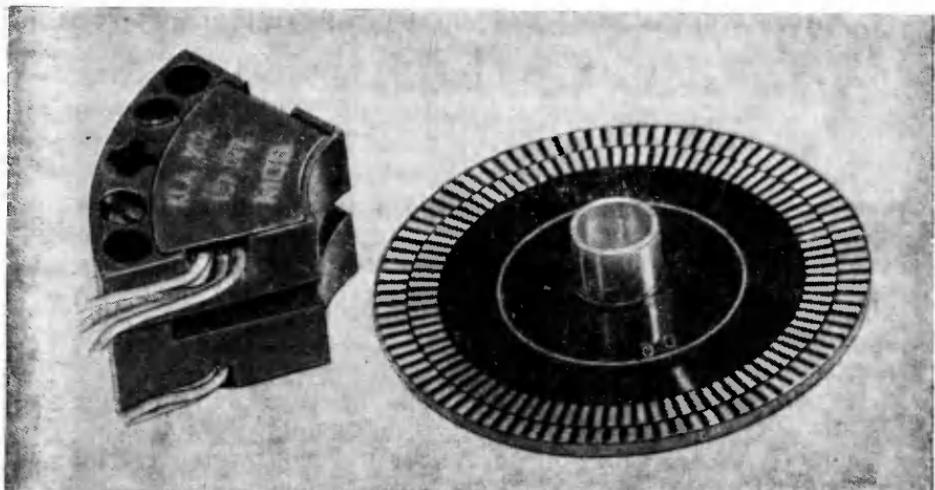


Рис. 7.34. Оптический вращающийся генератор приращений, диск и считающее устройство (фирма-изготовитель МСВ).

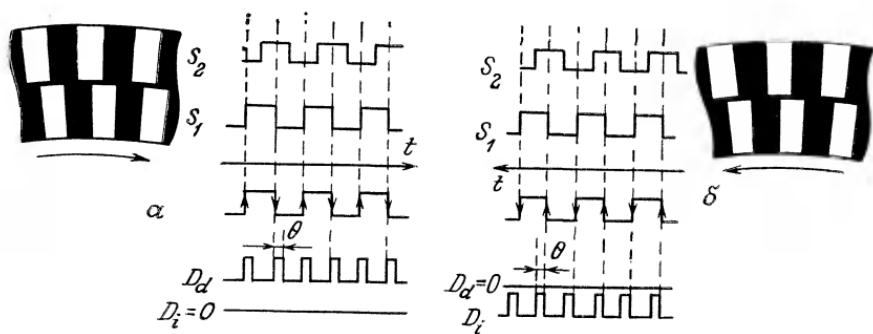


Рис. 7.35. Сопоставление фронтов импульсов дорожки S_1 с состоянием дорожки S_2 в соответствии со знаком перемещения.

α — прямое направление; δ — обратное направление.

В самом деле, установлено (рис. 7.35, *α*, *δ*), что в случае перемещения в прямом направлении имеем

$$\frac{dS_1}{dt} > 0 \text{ и } S_2 = 0, \text{ т. е. } \uparrow \cdot \bar{S}_2 = 1,$$

$$\frac{dS_1}{dt} < 0 \text{ и } S_2 = 1, \text{ т. е. } \downarrow \cdot S_2 = 1,$$

откуда получаем логическое уравнение, соответствующее прямому перемещению D_d :

$$D_d = \uparrow \cdot \bar{S}_2 + \downarrow \cdot S_2.$$

С другой стороны, в случае обратного перемещения имеем

$$\frac{dS_1}{dt} > 0 \quad \text{и} \quad S_2 = 1, \quad \text{т. е. } \uparrow \cdot S_2 = 1,$$

$$\frac{dS_1}{dt} < 0 \quad \text{и} \quad S_2 = 0, \quad \text{т. е. } \downarrow \cdot \bar{S}_2 = 1,$$

откуда логическое уравнение обратного перемещения D_i :

$$D_i = \uparrow \cdot S_2 + \downarrow \cdot \bar{S}_2.$$

Сопоставление фронтов S_1 , с одной стороны, и состояний S_2 , с другой, позволяет, таким образом, распознать знак перемещения.

Допустим, импульс 1 проявился на каждом из фронтов S_1 ; в зависимости от соответствующего состояния S_2 , т. е. от направления перемещения, он поступает на вход схемы сложения или на вход схемы вычитания счетчика; следовательно, счетчик показывает алгебраическую сумму перемещений, которые произошли с момента установки нуля.

Импульсы от каждого нарастающего и каждого спадающего фронтов генерируются с помощью двух одностабильных триггеров, один из которых срабатывает от нарастающих фронтов S_1 , а другой — от спадающих фронтов. Решение логических уравнений направления перемещения осуществляется схемой дискриминации импульсов, формируемая этими двумя одностабильными триггерами, и подачей их либо на вход схемы сложения, либо на счетчик вычитания (рис. 7.35).

Каждый импульс 1 соответствует прохождению элементарной площадки (0 или 1) перед считающим устройством; если их количество N , то разрешение составляет L/N в случае рейки длиной L см и $360^\circ/N$ в случае диска. Предел точности определяется, в частности, точностью геометрического рисунка элементарных площадок.

Использование счетчика связано с риском ошибок из-за паразитных сигналов, а в случае прекращения питания его показания теряются.

Пример метрологических параметров (оптический датчик приращений G10 90B, фирма-изготовитель М.С.В.): число точек 5000; точность $\pm 2'$; разрешение $4'19''$; момент инерции 200 г·см²; масса 340 г; максимальная скорость вращения 1500 об/мин; момент вращения $2 \cdot 10^{-3}$ Нм.

7.5. Датчики, основанные на принципе распространения упругих волн

7.5.1. Методы измерений

Скорость распространения упругих волн в теле обычно порядка 10^3 м/с; она, таким образом, примерно в 10^5 раз ниже скорости электромагнитных волн в вакууме. Время распространения между двумя точками, расположенными на расстоянии l друг от друга, составляет $t_p = l/V$, т. е. $t_p \sim \text{мс}$ для $l \sim \text{м}$ и $t_p \sim \text{мкс}$ для $l \sim \text{мм}$; эти времена t_{pl} легко измеримы, а значение V позволяет вычислить l .

Датчик этого типа содержит:

- а) твердотельный элемент (пластины, стержень, трубу) — среду для распространения волн;
- б) генератор упругих волн, соединенный с твердотельным элементом;
- в) приемник, расположенный на измеряемом расстоянии l от генератора; приемник формирует электрический сигнал, когда до него доходит пакет волн, рожденных генератором за t_p до этого момента.

Время t_p может быть измерено подсчетом импульсов опорного генератора с периодом T_H (рис. 7.36). При этом счетчик запускается в момент испускания пакета волн и выключается в момент прихода пакета волн на приемник.

Пусть N — число сосчитанных импульсов; тогда $t_p = NT_H$, откуда $l = VNT_H$.

Схема такого типа сразу же формирует сигнал в цифровой форме, поэтому она не требует использования аналого-цифрового преобразователя при необходимости дальнейшей числовой обработки.

Первичным объектом измерения может быть расстояние l между передатчиком и приемником; оно может быть вторичной

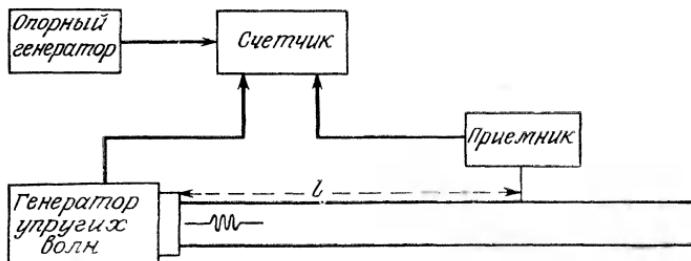


Рис. 7.36. Блок-схема прибора для измерения времени распространения с помощью счета импульсов.

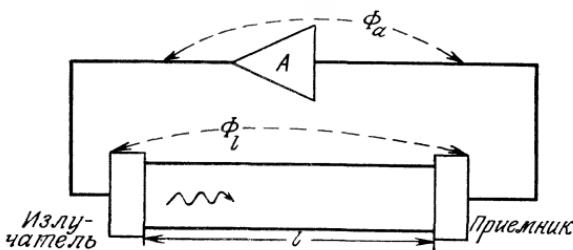


Рис. 7.37. Принципиальная схема осциллятора с линией задержки на упругих волнах в цепи обратной связи.

измеряемой величиной, значение которой определяется другой (первичной) измеряемой величиной (давлением, температурой, силой, деформацией), действующей на твердотельный элемент, являющийся в данном случае промежуточным преобразователем.

В другом методе измерения используется система передатчик — твердотельный элемент — приемник как линия задержки, вводящая между входным сигналом частоты f и выходным сигналом запаздывание t_p , т. е. сдвиг фаз Φ_l :

$$\Phi_l = 2\pi f t_p = 2\pi f (l/V).$$

Если эту линию задержки включить в цепь обратной связи усилителя (рис. 7.37), то вся система превращается в осциллятор (разд. 6.7.2), когда:

- а) усиление превышает потери в цепи обратной связи;
- б) сдвиг фаз Φ в системе элементов схемы равен $2\pi k$, где k — целое число; этот сдвиг фаз можно записать следующим образом:

$$\Phi = \Phi_l + \Phi_a.$$

Здесь Φ_l — сдвиг фаз в линии задержки; Φ_a — сдвиг фаз, принесенный усилителем; Φ_a и Φ_l — функции частоты f осциллятора.

При изменении Δl расстояния l между передатчиком и приемником линии происходит изменение $\Delta\Phi_l$ сдвига фаз; отсюда вытекает изменение Δf частоты осциллятора, такое, что общий сдвиг фаз остается равным $2\pi k$. С этого момента измерение Δf позволяет определять Δl .

Описанный способ особенно удобен для измерения малых изменений Δl , происходящих вследствие деформации твердотельного элемента, образующего линию задержки.

7.5.2. Типы конструкций

Генератор упругих волн работает обычно либо на эффекте магнитострикции, либо на пьезоэффеќте.

Приемник может быть построен: а) на основе эффекта, обратного используемому в генераторе, или б) на обнаружении физического эффекта, создаваемого в твердотельном элементе упругими волнами в области приемника (деформации, двойного лучепреломления, электрического поля в случае пьезоэлектрического материала элемента).

В зависимости от способа возбуждения это могут быть а) упругие продольные или поперечные объемные волны, либо б) поверхностные (так называемые волны Рэлея).

Объемные продольные волны сообщают частицам тела переменные смещения, производящие сначала сжатие, а затем растяжение элементарного объема; они могут возбуждаться пьезоэлектрическим элементом с объемными колебаниями (рис. 7.38, а).

Объемные поперечные волны вызывают смещения частиц в направлениях, перпендикулярных направлению распространения волны, производя таким образом относительные искривления поверхности тела; они возбуждаются пьезоэлектрическим элементом с поперечными колебаниями (рис. 7.38, б).

Поверхностные волны имеют продольную и поперечную составляющие; их амплитуда практически обращается в нуль на глубине 2λ под поверхностью. Эти волны могут возбуждаться с помощью системы двух электродов в форме гребенок с заходящими друг в друга зубьями, расположенных на поверхности пьезоэлектрического материала (рис. 7.38, в). Расстояние между зубьями одной «гребенки» должно равняться λ для того, чтобы деформации, создаваемые под зубьями каждой из «гребенок» после приложения напряжения к системе двух электродов, были в одной фазе и их действие складывалось. Закрепленный приемник устроен идентично передатчику; напряжение в нем возбуждается пьезоэлектрическим эффектом, который вызывает деформация поверхности под зубьями «гребенок», созданной проходящей упругой волной.

Примеры конструкций. *Магнитозвуковой датчик* (фирма-изготовитель Captosonics). Упругая волна генерируется с помощью эффекта Видемана, заключающегося в закручивании ферромагнитного цилиндра при приложении к нему одновременно продольного и кругового поперечного магнитных полей. Прием упругой волны основан на эффекте Виллари: механическое напряжение вызывает в ферромагнитном теле изменения намагниченности и проницаемости.

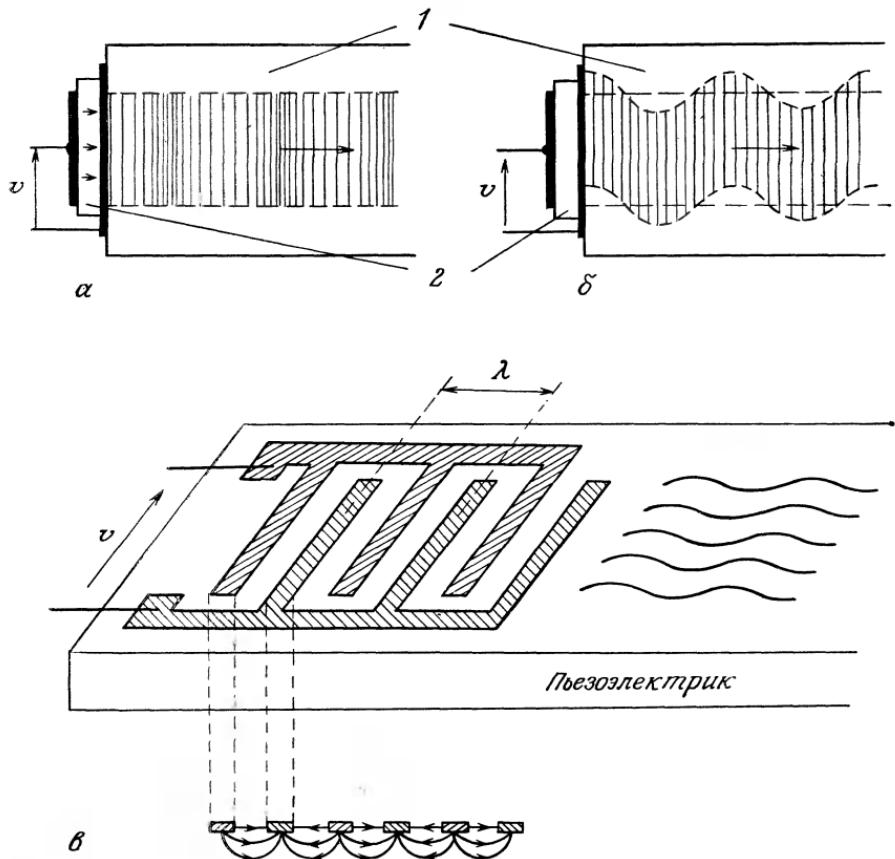


Рис. 7.38. Различные типы упругих волн.

α — продольные волны; *β* — поперечные волны; *γ* — поверхностные волны и вид электродов возбуждения и приема.

В датчике имеются следующие элементы (рис. 7.39):

- трубка из ферромагнитного сплава, вдоль которой скользит тороидальный магнит, связанный с подвижным телом, положение которого измеряется;
- проводник, расположенный по оси трубы и связанный с генератором электрических импульсов;
- приемник, содержащий индуктивность, сердечник которой механически соединен с трубкой.

Электрический импульс, называемый импульсом опроса, прикладывается к внутреннему проводнику; он распространяется в трубке со скоростью света с вместе с магнитным полем, силовые линии которого представляют собой окружности с центра-

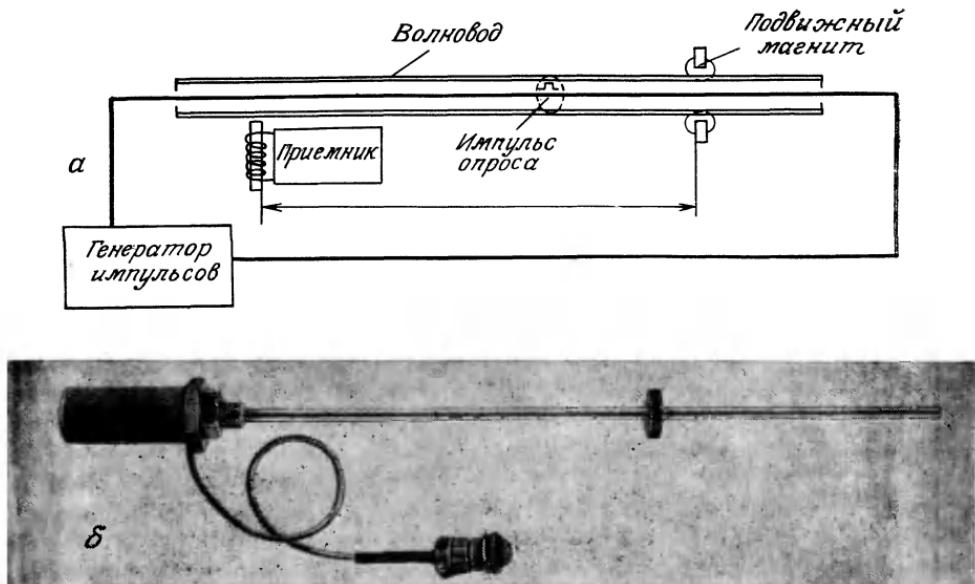


Рис. 7.39. Магнитозвуковой датчик (документация фирмы Capsonics).
а — принципиальная схема; б — внешний вид.

ми на оси. Когда электромагнитная волна оказывается на уровне магнита, комбинация магнитных полей вызывает в соответствии с эффектом Видемана локальное скручивание трубы, которое распространяется по ней со скоростью V в форме упругой волны, называемой ответной волной. Приход этой волны на сердечник приемника вызывает, согласно эффекту Виллари, изменение намагничивания, индуцирующее электрический сигнал ответа. Пусть t_p — интервал времени, разделяющий момент приема ответного электрического сигнала и момент начала электрического импульса опроса; учитывая, что $V \ll c$, на практике имеем

$$t_p = l/V,$$

где l — расстояние между приемником и магнитом, связанным с подвижным телом. Время t_p измеряется, например, подсчетом импульсов.

Метрологические параметры датчика следующие: диапазон измерений — от 152 мм до 3048 мм; линейность $\pm 0,05\%$ от диапазона измерений; воспроизводимость $\pm 0,02\%$ от диапазона измерений; рабочая температура от -55° до $+125^\circ\text{C}$.

Двумерный датчик с поверхностными волнами (Е. Дьелезен и Д. Руае). Речь идет об определении положения точки, задан-

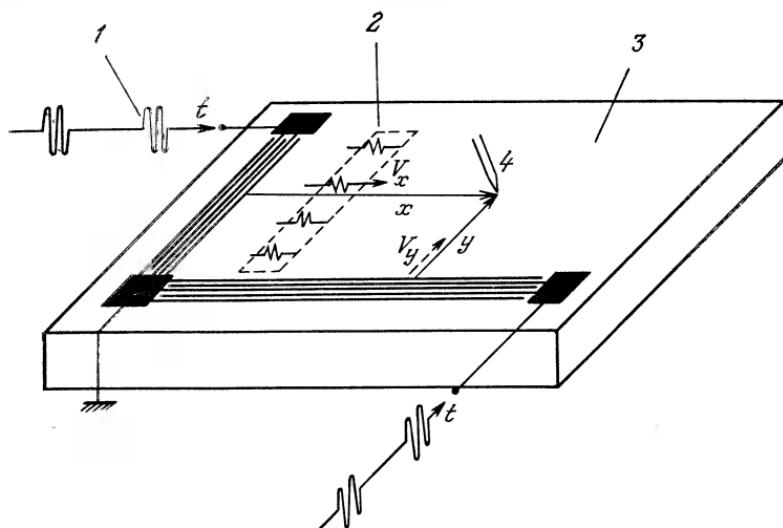


Рис. 7.40. Двумерный датчик поверхностных волн [8].

1 — электрический импульс; 2 — упругий импульс; 3 — пьезоэлектрическая пластина (LiNbO_3); 4 — указатель.

ной в прямоугольной системе осей координатами x и y . Прибор может быть настроен на восприятие графической информации — траектории, описываемой точкой.

Система двух находящихся друг в друга электродов, расположенных под прямым углом, наложена на монокристаллическую пьезоэлектрическую пластину из LiNbO_3 (длиной 8 см, шириной 2,6 см, толщиной 1 мм) (рис. 7.40). Электроды являются источниками пакетов поверхностных волн, распространяющихся в направлениях, перпендикулярных осям x и y . Источники возбуждаются последовательно. Скорость распространения волн $V_x = 4000 \text{ м/с}$ по оси x , $V_y = 3600 \text{ м/с}$ по оси y .

Приемник содержит указатель — металлическую иглу, контактирующую с пластиной и играющую роль антенны, чувствительной к электрическому полю, возникающему на поверхности в соответствии с пьезоэлектрическим эффектом при прохождении пакета волн.

Продолжительность распространения от каждого из источников до указателя определяется подсчетом импульсов опорного генератора с момента передачи до момента приема. Пусть N_x и N_y — число сосчитанных импульсов при условии, что передача имела место по оси x или y ; в этом случае имеем

$$x = V_x N_x T_H, \quad y = V_y N_y T_H,$$

где T_H — период опорного генератора.

7.6. Датчики близости

У датчиков этого типа не существует механической связи между прибором и перемещающимся объектом; взаимодействие между ними — функция их взаимного положения — устанавливается посредством поля, которым может служить:

а) поле магнитной индукции для датчиков с переменным магнитным сопротивлением (использующих эффект Холла либо магниторезистивных);

б) электромагнитное поле для датчиков с токами Фуко;

в) электростатическое поле для емкостных датчиков.

Достоинства датчиков близости следуют из факта отсутствия этой механической связи. К ним относятся:

а) широкая полоса пропускания;

б) малое воздействие на объект измерения из-за чрезвычайной малости сил, возникающих между этим объектом и датчиком;

в) повышенная надежность вследствие отсутствия подвижных частей, подверженных износу или увеличению зазоров.

Кроме того, эти датчики обеспечивают гальваническую развязку измерительного контура и перемещающегося объекта.

Главными их недостатками являются:

а) как правило, малый, порядка 1 мм, диапазон измерений;

б) нелинейность;

в) зависимость показаний некоторых из них от формы, размеров и материала объекта и окружающей его среды, приводящая к необходимости их калибровки в конкретных условиях применения.

Датчики близости используются в аналоговом режиме или в режиме цифровых кодов. В первом случае амплитуда сигнала является непрерывной функцией относительного положения объекта и датчика, а во втором случае уровень сигнала может быть только высоким или низким в зависимости от того, находится объект ближе или дальше определенного расстояния: в последнем случае датчик называется детектором близости. При таком использовании датчика определяют:

а) номинальную дальность — расстояние, приближаясь на которое к оси датчика, стандартный объект вызывает изменение кодовых состояний на выходе датчика;

б) дифференциальный или гистерезисный ход — разность расстояний, соответствующих изменениям кодовых состояний в зависимости от того, приближается или удаляется стандартный объект вдоль оси датчика.

Некоторые возможные применения показаны на рис. 7.41; к ним относятся:

а) измерение и стабилизация положения;

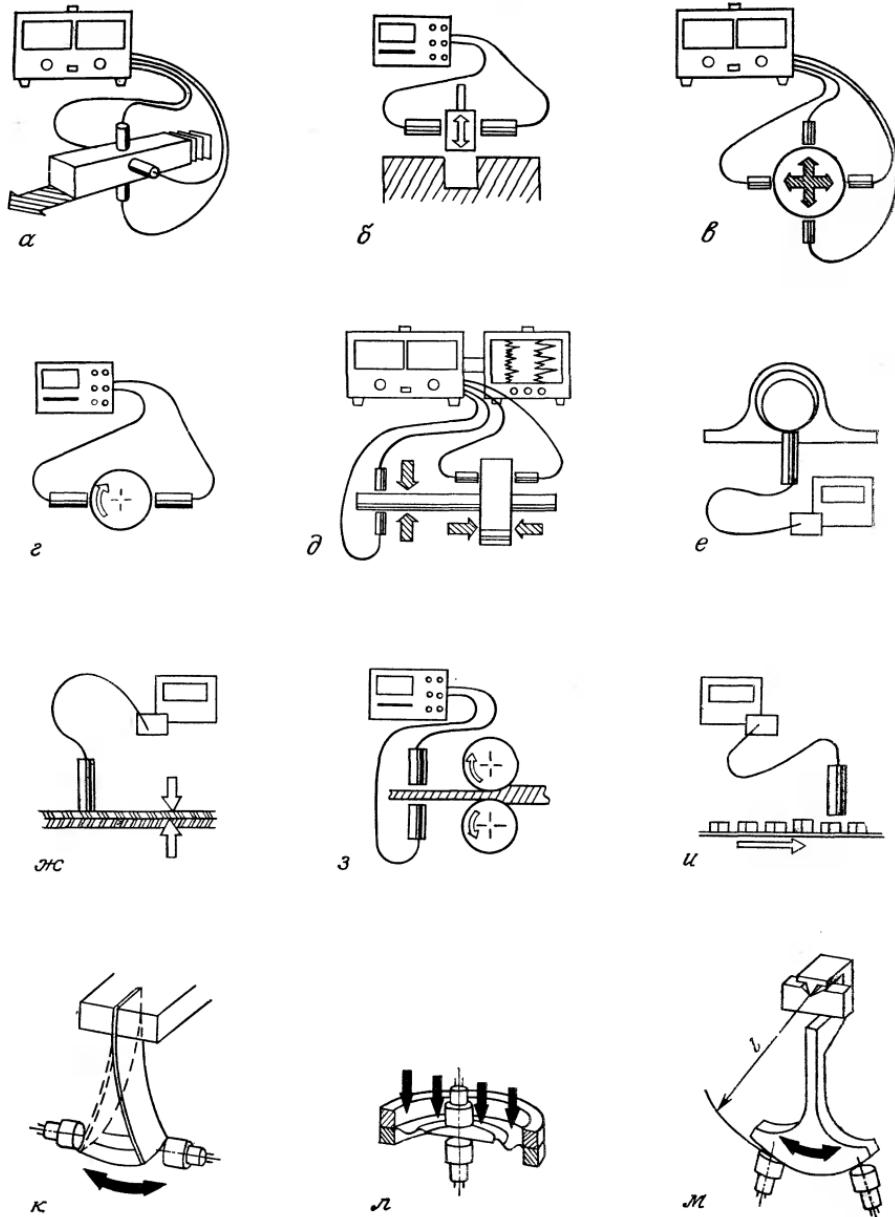


Рис. 7.41. Датчики близости (документация фирмы Камп (α—η) и НВМ (κ—μ)).

α — положения; **β** — юстировки; **γ** — юстировки по двум координатам; **ε** — диаметра; **δ** — продольных и поперечных перемещений; **η** — толщины масляной пленки; **ζ** — толщины изоляции на металле (лака, краски); **ζ** — толщины металла; **η** — размера; **κ**, **λ** — динамических перемещений; **μ** — статических перемещений.

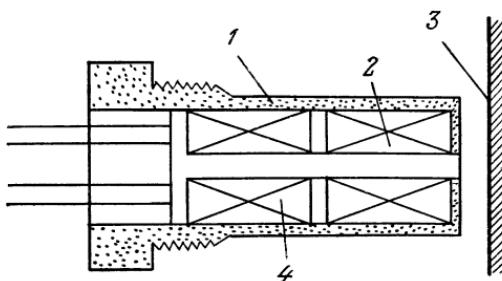


Рис. 7.42. Датчик близости с переменным магнитным сопротивлением (конструкция фирмы Schaeitz).

1 — магнитный экран; 2 — вторичная обмотка; 3 — ферромагнитная поверхность; 4 — первичная обмотка.

- б) контроль размеров;
- в) изучение (без помех) движения объектов с малой инерционностью.

7.6.1. Индуктивный датчик с переменным магнитным сопротивлением

Такой датчик представляет собой трансформатор, магнитный контур которого включает перемещающийся объект (рис. 7.42); этот трансформатор должен, следовательно, быть ферромагнитным или, по крайней мере, иметь ферромагнитную поверхность.

Расстояние между объектом и головкой датчика, выполняя роль зазора, определяет сопротивление магнитного контура и, следовательно, поток, проходящий через вторичную обмотку, и напряжение на ее клеммах, когда первичная обмотка подключена к питанию. Напряжение вторичной обмотки, являющееся измерительным сигналом v_m , изменяется нелинейным образом по закону, записываемому в форме

$$v_m = v_{m_0} \frac{1}{(1 + ax)^2} \cdot$$

где x — расстояние датчика от объекта, а v_{m_0} и a зависят, в частности, от магнитной проницаемости, формы и размеров объекта.

Сигнал можно линеаризовать для малых перемещений относительно заданного положения D_0 , если с противоположных сторон перемещающегося объекта присоединить два одинаковых датчика, включаемые по дифференциальной схеме: первичные обмотки питаются последовательно или параллельно,

а вторичные, дающие напряжения v_{m_1} и v_{m_2} , включены встречно; измеряемое напряжение в этом случае равно

$$v_m = v_{m_2} - v_{m_1},$$

$$\text{где } v_{m_1} = v_{m_0} \frac{1}{\{1 + a(D_0 + d)\}^2} \text{ и } v_{m_2} = v_{m_0} \frac{1}{\{1 + a(D_0 - d)\}^2},$$

$$\text{откуда } v_m = v_m(D_0) \frac{4ad}{1 + aD_0}, \text{ если } \left[\frac{ad}{1 + aD_0} \right]^2 \ll 1.$$

Отклонение от линейности в этой схеме ниже 1% при $d/D_0 \leq 0,2$.

7.6.2. Индуктивные датчики с токами Фуко

Основным элементом датчика такого типа является катушка, питаемая током высокой частоты, который вызывает в пространстве вокруг нее переменное магнитное поле. В металлическом объекте, помещенном в эту зону, возникают токи Фуко. По закону Ленца они стремятся компенсировать вызвавшую их причину; таким образом, они вызывают индукцию, противоположную по знаку индукции катушки, что приводит к уменьшению ее коэффициента самоиндукции. В отличие от датчиков с переменным магнитным сопротивлением, которые пригодны только для ферромагнитных объектов, датчик с токами Фуко чувствителен к любому металлическому объекту. Однако его показания зависят не только от расстояния до объекта, но также от его физических свойств (удельного сопротивления, провицаемости) и геометрических характеристик (формы и размеров). Обычно объект и датчик располагают в воздухе; прибор можно применять также в диэлектрических средах, для которых характерны малые потери на рабочих частотах.

Элементарная физическая теория. Упрощенную теорию работы датчика такого типа можно описать, уподобив металлический объект контуру с сосредоточенными постоянными элементами, связанному с катушкой взаимной индукцией (рис. 7.43).

Используем следующие обозначения: $Z_1 = R_1 + jL_1\omega$ — импеданс собственно катушки; $Z_2 = R_2 + jL_2\omega$ — импеданс объекта; $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ — коэффициент взаимной индукции; k — коэффициент связи между катушкой и объектом, зависящий от их взаимного положения.

Катушка и ее источник питания, образующие первичную цепь, описываются уравнением

$$(R_1 + jL_1\omega) i_1 + jM\omega i_2 = e_1,$$

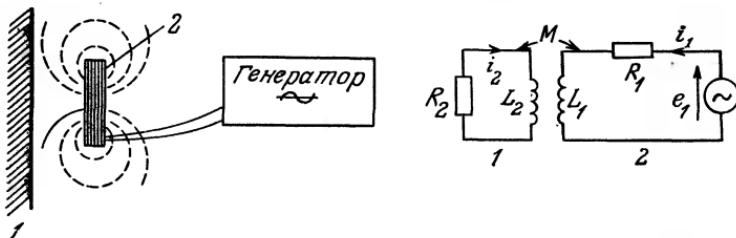


Рис. 7.43. Индуктивная связь катушки и проводящего объекта. Соответствующая упрощенная электрическая схема.
1 — объект; 2 — возбуждающая катушка.

а объект (вторичная цепь) — уравнением

$$(R_2 + jL_2\omega)i_2 + jM\omega i_1 = 0.$$

Отсюда получаем

$$\left[R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_{2\text{окв}}^2 + L_{2\text{окв}}^2} R^2 + j\omega \left(L_1 - \frac{M^2\omega^2}{R_{2\text{окв}}^2 + L_{2\text{окв}}^2} L_2 \right) \right] i_1 = e_1.$$

Для источника питания импеданс первичной цепи изменяется из-за связи со вторичной цепью следующим образом. Первичное омическое сопротивление увеличивается:

$$R_{1\text{окв}} = R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_{2\text{окв}}^2 + L_{2\text{окв}}^2} R_2,$$

а первичная индуктивность уменьшается:

$$L_{1\text{окв}} = L_1 - \frac{M^2\omega^2}{R_{2\text{окв}}^2 + L_{2\text{окв}}^2} L_2.$$

В случае объекта из материала с высокой проводимостью имеем

$$R_2 \ll L_2\omega, \text{ откуда } \frac{M^2\omega^2}{R_{2\text{окв}}^2 + L_{2\text{окв}}^2} \simeq k^2 (L_1/L_2),$$

и выражение для соответствующего импеданса первичной цепи упрощается:

$$R_{1\text{окв}} = R_1 + k^2 (L_1/L_2) R_2, \quad L_{1\text{окв}} = L_1 (1 - k^2),$$

где коэффициент k определяется расстоянием катушки от объекта.

Влияние свойств объекта. Удельное сопротивление. Связь с объектом тем меньше влияет на первичную индуктивность, чем более высоким сопротивлением обладает объект, т. е. чем ниже проводимость у материала, из которого он состоит. В та-

ком случае чувствительность прибора можно улучшить, наложив на перемещающийся объект хорошо проводящий лист или покрытие, например, из алюминия.

Магнитная проницаемость. Если ферромагнитный объект приблизить к катушке, то в ней возникнут два противоположных эффекта: уменьшение сопротивления магнитного контура стремится увеличить индуктивность, тогда как токи Фуко вызывают ее уменьшение. Результирующее направление изменения индуктивности зависит от соотношения величин проницаемости и удельного сопротивления объекта.

Размеры. Предполагается, что почти вся совокупность токов Фуко локализирована в поверхностном слое, толщина которого примерно в три раза больше скин-слоя δ , выражение для которого имеет вид

$$\delta = 1/\sqrt{\mu_0 \sigma f},$$

где μ и σ — соответственно магнитная проницаемость и электропроводность объекта, f — частота индуцирующего поля катушки. Таким образом, при частоте 1 МГц имеем $\delta \approx 80$ мкм для алюминия и $\delta \approx 20$ мкм для стали.

Реакция датчика не зависит от толщины объекта, если она более чем в 3 раза превосходит толщину скин-слоя. Так же мало влияют и поперечные размеры объекта, если они больше диаметра катушки.

Измерительная схема. Аналоговый датчик. Обычно к измерительной индуктивности дифференциально подключают вторую индуктивность, располагаемую в смежном плече моста, с тем чтобы компенсировать случайные влияния.

Второй индуктивностью могут быть:

а) опорная индуктивность, расположенная рядом с фиксированной моделью объекта той же природы, что и подвижный объект (измеряемый сигнал является в этом случае нелинейной функцией перемещения);

б) переменная индуктивность, расположенная относительно объекта таким образом, что перемещения этого объекта влекут противоположные изменения двух индуктивностей (этот дифференциальный способ включения позволяет на ограниченном участке перемещений линеаризовать характеристику датчика).

Детектор близости. Когда о положении объекта достаточно знать лишь то, больше ли расстояние до объекта некоторого заданного или меньше, индуктивность помещают обычно в цепь резонансного контура генератора. Приближение объекта вызывает увеличение потерь и уменьшение индуктивности, вследствие чего уменьшается добротность Q цепи нагрузки. Ниже некоторого минимального значения Q , соответствующего

порогу, генерация прекращается; соответствующая схема это обнаруживает и сигнализирует о присутствии или отсутствии генерации.

7.6.3. Датчик, основанный на эффекте Холла

Эффект Холла выражается в появлении разности потенциалов V_H перпендикулярно к линиям тока проводника, помещенного в поле индукции B ; напряжение Холла V_H зависит от направления и величины B . Эффект Холла является следствием силы Лапласа, которая действует на движущиеся электрические заряды.

Датчик, основанный на эффекте Холла, образуют зонд в виде пластинки (обычно полупроводниковой), через которую пропускается ток и на краях которой измеряется напряжение Холла, и магнит, создающий поле индукции B , величина которого в области зонда (как и напряжение V_H) зависит от положения магнита.

Один из элементов — зонд или магнит — закреплен, а другой связан с подвижным объектом; обычно, во избежание проблем электрической связи с подвижными источниками сигналов малого уровня, зонд закреплен; в этом случае, чтобы движение объекта не возмущалось, масса магнита должна быть относительно мала, что ограничивает область, в которой индукция измерима, и уменьшает, таким образом, диапазон измерений.

Достоинством датчиков такого типа является возможность измерять положение или перемещение через неферромагнитный экран, отделяющий зонд от объекта, несущего магнит.

Элементарная физическая теория эффекта Холла. Рассмотрим проводящую прямоугольную пластинку (длиной L , шириной l , толщиной e) с приложенной к ней разностью потенциалов V , вызывающей ток I в продольном направлении (рис. 7.44).

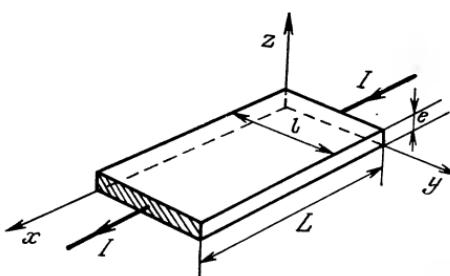


Рис. 7.44. Принципиальная схема зонда, основанного на эффекте Холла.

Предполагая, что проводимость обеспечивается электронами концентрации n и подвижности μ , имеем:

$$I = V/R, \text{ где } R = \rho \frac{L}{el}.$$

Здесь ρ — удельное сопротивление, $\rho = 1/q\mu n$ ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл), $V = E_x L$, E_x — продольное электрическое поле, откуда $I = q\mu n E_x el$.

Пластина помещена в поле индукции B с нормальной составляющей к плоскости пластины B_N ; сила Лапласа F_L , действующая на электрон, движущийся со скоростью v , равна $F_L = -qv \times B$, где $v = -\mu E_x$. Эта сила направлена в сторону возрастания y и имеет величину

$$F_L = q\mu E_x B_N.$$

Под действием силы F_L электроны скапливаются на боковой поверхности пластины со стороны возрастающих y , оставляя на противоположной стороне такой же заряд противоположного знака; эти заряды создают электрическое поле E_y , параллельное оси y , направленное в сторону возрастания y и действующее на каждый электрон с силой $F_y = -qE_y$. Состояние равновесия достигается, когда обе силы уравновешиваются:

$$E_y = \mu E_x B_N.$$

Напряжение Холла V_H соответствует произведению E_y на ширину пластины:

$$V_H = -E_y l = -\mu E_x B_N l,$$

или, учитывая найденное ранее выражение для тока I ,

$$V_H = -\frac{1}{qn} \frac{IB_N}{e} = K_H \frac{IB_N}{e}.$$

Здесь $K_H = -1/qn$ — постоянная Холла.

Более строгая теория, учитываяшая рассеивание подвижных зарядов фононами, приводит к умножению предыдущего выражения для K_H на $3\pi/8$. Порядок величин для некоторых типовых материалов датчиков Холла приведен в табл. 7.1.

Численный пример. В пластине толщиной 0,1 мм из арсенида индия с удельным сопротивлением $5 \cdot 10^{-5}$ Ом·м, питаемой током 1 мА и помещенной в нормальное поле индукции напряжением 1 Т (10^4 Гс), возникает напряжение Холла, равное 3,8 мВ.

Постоянная Холла зависит от температуры вследствие ее влияния на плотность свободных носителей; температурная

Таблица 7.1. Свойства некоторых полупроводников датчиков Холла

Материал	Удельное сопротивление при 25 °C, Ом·м	Постоянная Холла при 25 °C, м ⁶ ·С ⁻¹
GaAs	2·10 ⁻³ 4,5·10 ⁻⁵	-1,7·10 ⁻³ -1,5·10 ⁻⁵
InAs	10 ⁻³ 5·10 ⁻⁵	-3,7·10 ⁻³ -1,1·10 ⁻⁴
InSb	5·10 ⁻⁵ 6·10 ⁻⁶	-3,8·10 ⁻⁴ -1,9·10 ⁻⁵

чувствительность ($1/K_H$) (dK_H/dT) изменяется в зависимости от материала в широких пределах и может достигать нескольких % на 1 °C.

Изменение K_H в функции величины B может вылиться в отклонение от линейности порядка нескольких % от диапазона измерений; знак этой нелинейности зависит от материала.

Конструкция датчика. Измеряемая величина, к которой датчик, основанный на эффекте Холла, непосредственно чувствителен, — это нормальная составляющая B_N магнитной индукции; соответствующая чувствительность составляет

$$S_{B_N} = \frac{\Delta V_H}{\Delta B_N} = \frac{K_H I}{e}.$$

Чувствительность S_{B_N} пропорциональна току I , проходящему по зонду; она зависит от конструкции зонда (толщины e и выбора материала по коэффициенту K_H).

Когда датчик используется для определения положений или перемещений, магнит, создающий индукцию, играет роль промежуточного преобразователя (разд. 1.4), на который воздействует первичная измеряемая величина (положение или перемещение), изменяя вторичную измеряемую величину, B_N , к которой датчик чувствителен непосредственно. Чувствительность к положению S_x определяется выражением

$$S_x = \frac{\Delta V_H}{\Delta x} = \frac{K_H I}{e} \frac{\Delta B_N}{\Delta x},$$

$$\text{т. е. } S_x = S_{B_N} \frac{\Delta B_N}{\Delta x}.$$

Чувствительность к положению S_x пропорциональна, в частности, градиенту нормальной составляющей индукции в области перемещения. Этот градиент зависит от природы магнита и от его положения относительно зонда; обычно он имеет

значительную величину и более или менее постоянен только на очень ограниченном участке (порядка 1 мм).

Критерий выбора материала. Напряжение Холла пропорционально току I , но этот ток ограничен создаваемым им джоулевым нагревом, который пропорционален рассеиваемой мощности P_d :

$$P_d = RI^2, \text{ где } R = \frac{1}{q\mu n} \frac{L}{eI}.$$

В функции P_d напряжение Холла выражается следующим образом:

$$V_H = K_H \sqrt{P_d/R} \frac{B_N}{e} = \left[K_H \mu \frac{P_d l}{Le} \right]^{1/2} B_N.$$

Если измерение V_H осуществляется прибором с большим входным сопротивлением и задана мощность рассеяния для обеспечения нагрева в ограниченных пределах, возникает потребность в выборе материала, для которого член $K_H \mu \sim \mu/n$ максимальный.

Например, если измерение касается мощности, выделяемой генератором Холла в согласованном сопротивлении, то максимальной должна быть величина μ .

Влияние температуры и температурная компенсация. Коэффициент Холла K_H зависит от температуры, поскольку от нее зависят плотности зарядов n и p : $K_H(T) = K_H(0) \exp(-aT)$, где T выражается в $^{\circ}\text{C}$ и $a \approx 0,014/^{\circ}\text{C}$ для InSb.

Если зонд питается постоянным током I , то

$$V_H(T) = K_H(T) \frac{I_B N}{e} = V_H(0) \exp(-aT).$$

Если, напротив, зонд питается от источника постоянного напряжения V , то имеем

$$I(T) = V/R(T), \text{ где } R(T) = R(0) \exp(-a'T).$$

Здесь a' близко к a ($a' \approx 0,017/^{\circ}\text{C}$ для InSb). В этих условиях

$$V_H(T) = K_H(T) \frac{V_B N}{R(T)e} = \frac{K_H(0) V_B N}{R(0) e} \frac{\exp(-aT)}{\exp(-a'T)}$$

при

$$V_H(T) = V_H(0) \exp(a' - a) T.$$

Близость значений a' и a значительно уменьшает температурную зависимость. Таким образом, в случае питания постоянным напряжением при повышении температуры T коэффициент K_H уменьшается так же, как и R , но это уменьшение уве-

личивает I , откуда следует частичная компенсация влияния T на V_H .

Температурную компенсацию можно дополнительно улучшить, поместив последовательно с зондом резистор постоянного сопротивления R_1 , или, еще лучше, правильно подобранный терморезистор. Так, если, например, используется постоянное сопротивление, имеем

$$I(T) = \frac{V}{R(0) \exp(-a'T) + R_1},$$

и напряжение Холла описывается уравнением

$$V_H(T) = V_H(0) \frac{\{R(0) + R_1\} \exp(-a'T)}{R(0) \exp(-a'T) + R_1}.$$

Температурную зависимость напряжения Холла можно скомпенсировать вблизи температуры T_1 , выбрав такое R_1 , чтобы

$$\left\{ \frac{dV_H}{dT} \right\}_{T=T_1} = 0.$$

Из предыдущего выражения для $V_H(T)$ получаем

$$R_1 = R(0) \frac{a' - a}{a} \exp(-a'T_1).$$

Датчик с аналоговым выходом. Датчик этого типа в промышленном исполнении содержит обычно, кроме полупроводниковой пластины, цепь питания и усилитель напряжения Холла с коэффициентом усиления A . Если собственная чувствительность пластины (для данного тока I) равна S_{B_N} , то чувствительность S'_{B_N} прибора к индукции определяется в виде

$$S'_{B_N} = AS_{B_N}.$$

Порядок величин параметров датчика следующий: чувствительность к индукции S'_{B_N} от 5 до 15 мВ/мТ; диапазон измерений ± 100 мТ; отклонение от линейности от 1 до 1,5% диапазона измерений.

Измеряемое напряжение AV_H может накладываться на выходе усилителя на постоянное напряжение смещения V_d :

$$v_0 = V_d + AV_H,$$

что позволяет легко определить направление **В** в зависимости от соотношения $v_0 > V_d$ или $v_0 < V_d$.

Чувствительность к перемещению зависит от магнитной цепи, которая обычно реализуется с помощью нескольких постоянных магнитов, расположенных таким образом, чтобы обра-

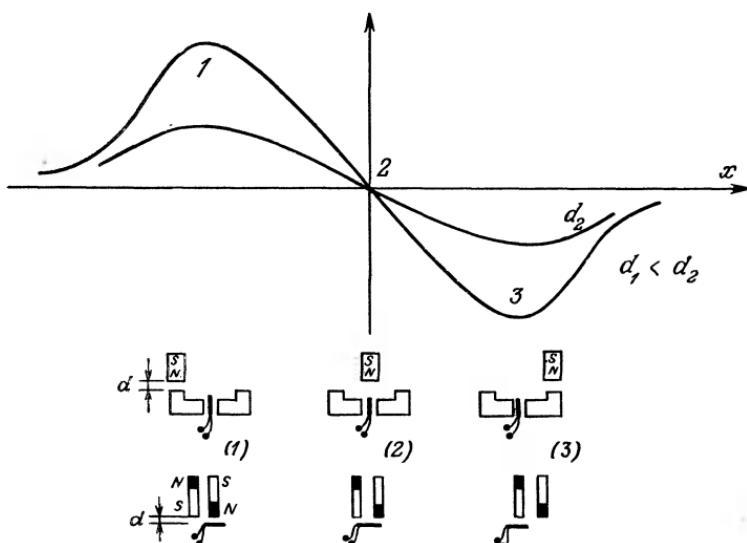


Рис. 7.45. Пример магнитной цепи, связанной с зондом Холла, и зависимость напряжения Холла от взаимного расположения магнитной цепи и зонда.

зовать область со значительным градиентом индукции (от 0,1 до 1 Т/мм) и достаточным его постоянством на расстоянии нескольких миллиметров (рис. 7.45).

Порядок величин параметров датчика следующий: чувствительность к перемещению от 0,2 до 15 В/мм; диапазон измерений ± 1 мм; отклонение от линейности 1,5% от диапазона измерений.

Детектор близости. Он реализуется присоединением к зонду Холла триггера Шmittа, который является гистерезисным компаратором уровня, что позволяет получить явные скачки выходного напряжения для различных значений нормальной составляющей индукции (B_{N+} и B_{N-}) в зависимости от того, изменяется ли она в сторону увеличения или уменьшения соответственно (рис. 7.46). Обычно гистерезис $\Delta B_N = B_{N+} - B_{N-}$ имеет порядок нескольких десятков мТ, и, будучи выше обычных фоновых индукций, он позволяет избежать ложных срабатываний, которые могут быть вызваны этими индукциями.

7.6.4. Магниторезистивный датчик

Датчик построен с помощью омического сопротивления, величина которого зависит от магнитной индукции, в которой находится резистор; датчик можно реализовать, если величина

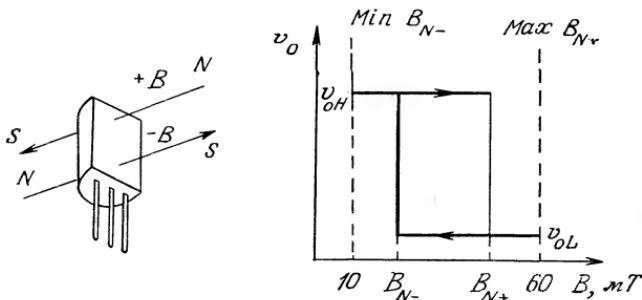


Рис. 7.46. Детектор близости, основанный на эффекте Холла, и характеристика взаимодействия (датчик TL 172, фирма-изготовитель Texas Instruments).

сопротивления зависит от положения резистора относительно магнитного контура — источника индукции.

Физический принцип и основные характеристики. В элементарной теории для эффекта Холла удельное сопротивление не зависит от индукции, поскольку в установившемся режиме электрическое поле Холла полностью нейтрализует силу Лапласа и линии тока не деформируются. В более детальной теории эффект магнитного сопротивления рассматривается как следствие столкновений свободных зарядов с атомной решеткой.

Магниторезистивный эффект может значительно возрасти при исчезновении электрического поля Холла вследствие закорачивания цепи; сила Лапласа при этом деформирует линии тока, удлиняя их, что приводит к увеличению сопротивления, которое может быть значительным. Это закорачивание цепи реализуется либо с помощью тонких серебряных ленточек, наложенных на полупроводниковую пластину (рис. 7.47, а), либо посредством проводящих включений (NiSb), имеющих форму тонких параллельных стерженьков, утопленных в матрице из InSb — наиболее часто используемого материала (рис. 7.47, б).

Величина омического сопротивления зависит от используемого полупроводникового материала и концентрации добавок — например, теллура для InSb — так же, как и от его формы и размеров; она может составлять от нескольких ом до нескольких десятков килоом.

Очевидно, магниторезистивный эффект, определяется нормальной к пластине составляющей индукции. Чувствительность к индукции зависит от материала и количества примесей, а также от основы, на которой он расположен; в случае немагнитной основы увеличение сопротивления пропорционально B_N^2 вплоть до величины индукции порядка 0,5 Т, а затем пропорционально B_N приблизительно до 10 Т (рис. 7.47, в); когда же

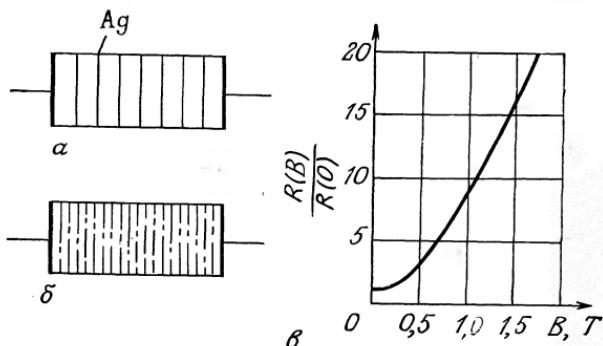


Рис. 7.47. Магнитозависимый резистор.

Конструктивные исполнения с помощью металлизации (а) или проводящих включений (б); в — пример зависимости сопротивление — индукция.

основа ферромагнитная, аналогичное поведение наблюдается до 1,5 Т, а выше этого значения наступает эффект насыщения сопротивления.

Магнитозависимый резистор чувствителен к температуре; с повышением температуры величина сопротивления падает так же, как и чувствительность к индукции.

Использование магнитозависимого резистора в датчике близости. Между изменением сопротивления и перемещением существует соотношение, в принципе линейное, когда магнитозависимый резистор постепенно переводится из области нулевой индукции в область однородной индукции B при перемещении, параллельном току I , который через него проходит (рис. 7.48).

Сопротивление R датчика является в этом случае суммой сопротивления $R_1(B)$ части, находящейся в поле индукции B , и сопротивления $R_2(0)$ части, находящейся вне поля:

$$R = R_1(B) + R_2(0).$$

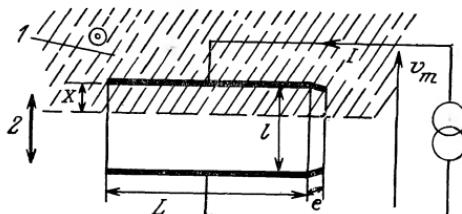


Рис. 7.48. Применение магнитозависимого резистора в датчике перемещений [20].

1 — поле с индукцией B ; 2 — направления движения.

Учитывая выражения к рис. 7.48,

$$R_1(B) = \rho(B) (x/eL), \quad R_2(0) = \rho(0) \frac{l-x}{eL},$$

где $\rho(B)$ и $\rho(0)$ — удельное сопротивление в условиях поля индукции \mathbf{B} и в условиях нулевой индукции соответственно, имеем

$$R(x) = (1/eL) [x\rho(B) + (l-x)\rho(0)]$$

и чувствительность к перемещению

$$S_x = \Delta R / \Delta x = (1/eL) \{\rho(B) - \rho(0)\}.$$

Если резистор питается постоянным током I , то изменение Δv_m напряжения на его границах пропорционально перемещению Δx :

$$\Delta v_m = I \Delta R = (I/eL) \{\rho(B) - \rho(0)\} \Delta x.$$

Можно уменьшить влияние температуры и улучшить линейность, образовав мост Уитстона с помощью четырех магнитозависимых резисторов, расположенных так, что их перемещение вызывает равные и противоположно направленные изменения сопротивлений в смежных плечах моста (рис. 7.49, а и б).

В качестве примера датчика можно указать на мост Уитстона, питаемый источником тока с напряжением 15 В; он образован четырьмя магнитозависимыми резисторами из InSb приблизительно по 550 Ом каждое; индукция \mathbf{B} равна 1,2 Т. Датчик с измерительной схемой при 25°C имеет следующие значения параметров: диапазон измерений $\pm 0,5$ мм; чувствительность 8,8 В/мм; отклонение от линейности 0,7% от диапазона измерений.

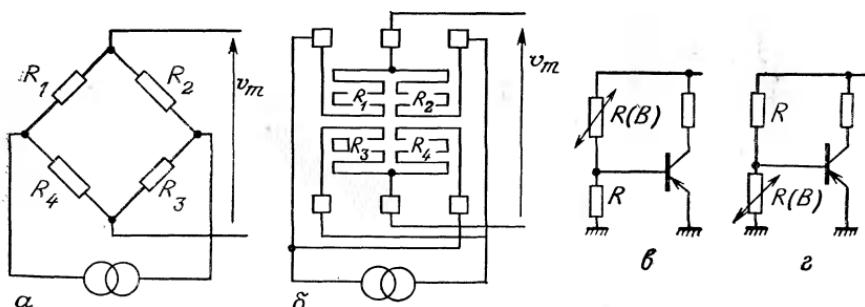


Рис. 7.49. Схемы с магнитозависимыми резисторами.

Аналоговый датчик: схема в виде моста Уитстона (α) и подключение магнитозависимых резисторов (δ); детектор близости: запертый (β) и открытый (γ) транзисторы при магнитозависимом резисторе, подверженном индукции.

Магнитозависимый резистор может быть также использован для реализации датчика близости; в зависимости от того, находится ли резистор в поле индукции \mathbf{B} , значением сопротивления он определяет открывание или запирание транзистора (рис. 7.49, в и г).

7.6.5. Емкостный датчик близости

Измерительная головка датчика состоит из цилиндрического проводника и коаксиальной металлической оболочки, образующих конденсатор постоянной емкости C_1 . При приближении металлического объекта к концам только что описанных проводников он образует вместе с ними два других конденсатора (рис. 7.50). Обкладками одного из них служат поверхность центрального проводника и объект, отстоящий на расстояние x ; его емкость связана с x зависимостью $C(x) = K/x$, где K — постоянная для данной измерительной головки. Другой — это паразитный конденсатор, образованный внешней оболочкой и объектом; его емкость $C_p(x)$.

Емкость C_m , измеряемая между двумя обкладками цилиндрического конденсатора, изменяется в присутствии объекта:

$$C_m = C_1 + \frac{C(x)C_p(x)}{C(x) + C_p(x)}.$$

Измерение можно осуществлять с помощью моста (рис. 7.51) методом относительных отклонений.

Если объект заземлен, то емкость $C_p(x)$ закорачивается заземлением наружной оболочки датчика. Тогда имеем

$$C_m = C_1 + C(x).$$

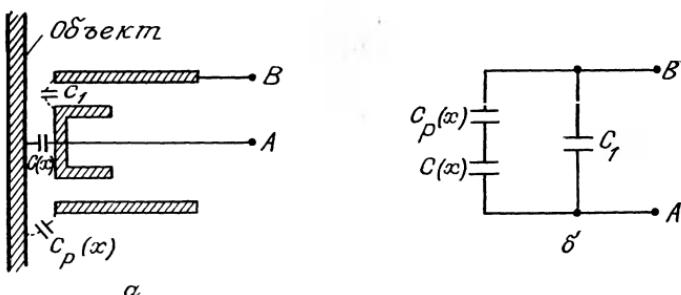


Рис. 7.50. Емкостной датчик близости.

a — различные емкости, участвующие в измерении; *б* — эквивалентная электрическая схема.

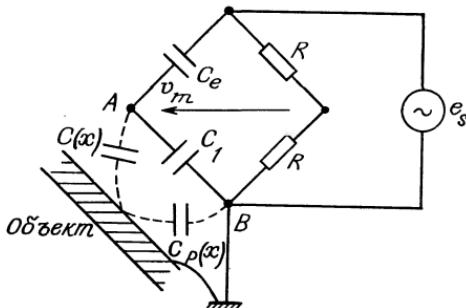


Рис. 7.51. Измерительный мост с емкостным датчиком близости.

Измеряемое напряжение v_m — напряжение разбаланса моста — выражается соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{C_e - C_m}{C_e + C_m},$$

где C_e — емкость уравновешивающего конденсатора.

Для перемещения d относительно определенного положения D_0 имеем

$$x = D_0 + d \quad \text{и} \quad C_m = C_1 + \frac{K}{D_0 + d}.$$

Мост балансируется для положения D_0 при таком выборе C_e , что

$$C_e = C_1 + K/D_0 = C_1 + C_0, \text{ где } K/D_0 = C_0.$$

Напряжение разбаланса, соответствующее перемещению d , равно

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{C_0}{C_1(1 + d/D_0) + C_0(1 + d/2D_0)} \frac{d}{D_0}.$$

При $d/D_0 \ll 1$ функция $v_m(d)$ является квазилинейной:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{C_0}{C_1 + C_0} \frac{d}{D_0}.$$

Емкостный датчик близости интересен тем, что его показания не зависят от природы металла мишени; однако важно поддерживать в чистоте взаимодействующие поверхности, дабы избежать загрязнений, изменяющих диэлектрические параметры среды.

Примером реализации может служить емкостный датчик близости типа CP 100 (фирма-изготовитель EAM Stop Cote) со следующими значениями параметров: диаметр наружной об-

кладки 5 мм; рабочее расстояние D_0 — от 100 до 500 мкм; чувствительность 250 мВ/мкм при $D_0=100$ мкм и 50 мВ/мкм при $D_0=500$ мкм; полоса пропускания 10 кГц.

Библиография

Монографии

1. Dieulesaint E., Royer D., Ondes élastiques dans les solides, Masson, Paris, 1974.
2. May P., Les techniques de commande numérique des machines-outils, Masson, Paris, 1970.
3. Miller R. W., Servomechanisms: devices and fundamentals, Reston Publish. Comp., Reston, Virginia, 1977.
4. Sapriel J., L'acousto-optique, Masson, Paris, 1976.
5. Thilliez J., La commande numérique des machines, Dunod, Paris, 1967.

Периодические издания

6. Davidson R., Applying the Hall effect to angular transducers, *Sol. St. Electr.*, 9, 471 (1966).
7. Dias J. F., Physical sensors using SAW devices, *H. P. Journal*, 18 (dec. 1981).
8. Dieulesaint E., Royer D., Capteurs de position à ondes élastiques, Conférence à la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriques, 3.2.1981, CNET, Issy les Moulineaux.
9. Dratler J. Jr., Inexpensive linear displacement transducer using a low power lock in amplifier, *Rev. Sc. Instr.*, 48, 327 (1977).
10. Garret J., Survey of displacement transducers below 50 mm, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 12, 563 (1972).
11. Jones R., Richards J., The design and some applications of sensitive capacitance micrometers, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 6, 589 (1973).
12. Kaplan B., Mishal R., Fetman A., Gressel C., Inductive impedance transducer for recording displacements of ferromagnetic and non ferromagnetic conductive objects, *Rev. Sc. Instr.*, 49, 1583 (1978).
13. Koch L., Lambert G., L'effet Hall dans les semi-conducteurs et ses possibilités d'application, *L'Onde électrique*, 39, 32 (1959).
14. Nalecz M., Warsza Z., Hall effect transducers for measurement of mechanical displacements, *Sol. St. Electr.*, 9, 485 (1966).
15. Poon S., An improved magnetic reluctance transducer for the measurement of thin lubricant film thickness, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 3, 507 (1970).
16. Richards J., Linear capacitance proximity gauges with high resolution, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 9, 639 (1976).
17. Sauge M., DéTECTeur de proximité par courants de Foucault à circuits intégrés, *Capteurs français* (CIAME), 215 (1976).
18. Sydenham P., Microdisplacement transducers, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 5, 721 (1972).
19. Wedzicka B., Miles R., Theory of the vibrating capacitor for displacement measurement, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 13, 406 (1980).
20. Yuan L., Magnetoresistive transducer, *Sol. St. Electr.*, 9, 497 (1966).

Литература основного списка, имеющаяся на русском языке

9. Приборы для научных исследований, № 3, с. 128 (1977).
12. Приборы для научных исследований, № 11, с. 84 (1978).

8. ДАТЧИКИ ДЕФОРМАЦИИ

Знание механических напряжений, которые возникают в конструкции при определенных условиях эксплуатации, является главным условием обеспечения надежности ее функционирования. Напряжения в материале вызывают его деформацию, а соотношения между двумя этими величинами — напряжениями и деформациями — определяются из теории сопротивления материалов. Поэтому измерение деформаций в соответствующим образом выбранных областях позволяет вычислить вызывающие их напряжения. Датчики деформаций могут служить, кроме того, измерителями удлинений; наиболее часто используют резисторные датчики, которые приклеиваются на образец и деформируются вместе с ним. При этом малые размеры таких датчиков (в зависимости от модели от ~ 1 мм до ~ 1 см) обеспечивают весьма точные измерения. Другой тип измерителей удлинений, применяемый, главным образом, в строительстве, — это вибрирующая струна, представляющая собой металлическую нить, натянутую между двумя точками исследуемой конструкции, на расстоянии порядка десятка сантиметров; ее частота колебаний зависит от натяжения и меняется также при перемещении точек крепления.

Применение датчиков деформаций не ограничивается определением напряжений. В самом деле, любые физические величины, особенно механические, действие которых на образец вызывает его деформацию, могут быть преобразованы с помощью измерителей удлинений; это относится к давлению, ускорению, моменту сил. Датчик деформаций и исследуемый образец составляют, таким образом, совокупный измеритель воздействующей физической величины.

8.1. Определение соответствующих механических величин

Деформация ϵ — это отношение приращения Δl размера к первоначальному значению этого размера l , $\epsilon = \Delta l/l$.

Упругая деформация — деформация, которая исчезает после устранения силы, ее вызывающей.

Напряжение σ — сила на единицу площади сечения, $\sigma = F/s$.

Предел упругости — максимальное напряжение, не вызывающее остаточной деформации, большей 0,2%. Порядок величины предела упругости (в Н/мм²): для стали 200÷800; для меди 30÷120; для свинца 5÷10.

Закон Гука. В области упругости деформации пропорциональны напряжениям.

Модуль Юнга Y определяет деформацию в направлении действия силы:

$$\varepsilon_{\parallel} = (1/Y) (F/s) = (1/Y) \sigma.$$

Порядок величин модуля Юнга (в кН/мм²): для стали 180÷290; для меди 99÷140; для свинца 5÷18.

Коэффициент Пуассона v определяет деформацию, перпендикулярную направлению действия силы:

$$\varepsilon_{\perp} = -v\varepsilon_{\parallel}.$$

В области упругости v обычно близко к 0,3.

8.2. Основные положения

Резисторные датчики являются пассивными, так как они преобразуют в изменение сопротивления их собственную деформацию, практически равную деформации образца в области закрепления датчика.

Деформации, измеряемые с погрешностью до 0,1%, лежат в области примерно от $\pm 10^{-5}$ до $\pm 2 \cdot 10^{-1}$. Нижний предел измерений определяется шумами датчика и связанной с ним электрической схемы; верхний предел зависит от упругости датчика и фиксирующего его клея.

Обычно датчик состоит из сетки, образованной нитевидными проводниками с удельным сопротивлением ρ , площадью поперечного сечения нити s и длиной nl , где l — длина одного нитевидного элемента, n — их количество; для металлических датчиков n обычно составляет от 10 до 20 (рис. 8.1, а), и равно 1 для полупроводниковых (рис. 8.1, б).

Проводник закрепляется на изолирующей подложке — бумаге или пластике, — которая наклеивается на исследуемый образец (рис. 8.1, в). Поэтому датчик испытывает такую же деформацию $\Delta l/l$, как и образец, в направлении, параллельном нитям.

Сопротивление датчика определяется выражением $R = \rho nl/s$; под действием деформации сопротивление датчика изменяется на ΔR :

$$\Delta R/R = \Delta l/l - \Delta s/s + \Delta \rho/\rho.$$

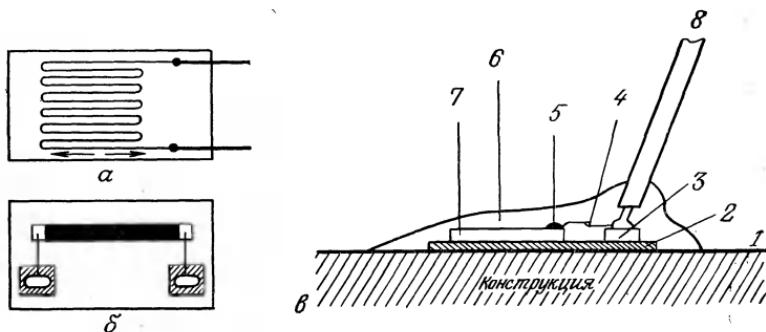


Рис. 8.1. Резисторные датчики.

α — проволочный датчик; *β* — полупроводниковый вырезанный датчик; *в* — расположение датчика на поверхности образца. 1 — изучаемая поверхность; 2 — клей; 3 — контакт; 4 — провод; 5 — спайка; 6 — защитный слой; 7 — датчик; 8 — кабель.

Продольная деформация нити приводит к изменению ее поперечных размеров — сторон *a* и *b* в случае прямоугольного сечения, диаметра *d* для круглого сечения; поперечная деформация пропорциональна продольной:

$$\Delta a/a = \Delta b/b = \Delta d/d = -v (\Delta l/l),$$

где *v* — коэффициент Пуассона, который, как указывалось, близок к 0,3 в области упругих деформаций.

Поскольку $s = ab$ (или $s = (\pi/4)d^2$), имеем

$$\Delta s/s = -2v (\Delta l/l).$$

Металлические и полупроводниковые датчики различаются как выражениями для изменения удельного сопротивления $\Delta\rho/\rho$, так и его величиной. Для металлических датчиков используется формула Бриджмена, связывающая изменение удельного сопротивления с изменением объема *V*:

$$\Delta\rho/\rho = C (\Delta V/V),$$

где *C* — константа Бриджмена.

Поскольку $V = snl$, $\Delta V/V = (1 - 2v) (\Delta l/l)$ и

$$\Delta\rho/\rho = C (1 - 2v) (\Delta l/l),$$

получаем

$$\Delta R/R = \{(1 + 2v) + C (1 - 2v)\} (\Delta l/l) = K (\Delta l/l),$$

где *K* — коэффициент преобразования датчика — выражается формулой $K = 1 + 2v + C(1 - 2v)$. Учитывая численные значения

($v=0,3$, $C\approx 1$), получаем, что коэффициент преобразования K металлического датчика составляет около 2.

Для полупроводниковых датчиков удельное сопротивление зависит от напряжения σ и коэффициента пьезорезистивности π . Соответствующее выражение имеет вид

$$\Delta\rho/\rho = \pi\sigma = \pi Y (\Delta l/l),$$

где Y — модуль Юнга. Коэффициент пьезорезистивности π зависит а) от ориентации резистивных полосок относительно кристаллографических осей, с одной стороны, и напряжения, с другой; б) от типа (p или n) и концентрации примеси.

Таким образом, для полупроводникового датчика изменение сопротивления можно записать так:

$$\Delta R/R = \{(1 + 2v) + \pi Y\} (\Delta l/l), \text{ откуда } K = 1 + 2v + \pi Y.$$

В обычных условиях использования полупроводниковых датчиков член πY значительно превосходит остальные, поэтому на практике можно принимать $K = \pi Y$. Коэффициент преобразования K полупроводниковых датчиков достигает абсолютных значений от 100 до 200, а его знак определяется типом примесей. Итак, полупроводниковые датчики предназначены главным образом для измерения очень малых деформаций, но по сравнению с металлическими датчиками они обычно менее линейны и более чувствительны к температуре. Такие датчики находят применение в измерителях сил, ускорения, момента сил, давления; предварительная градуировка позволяет получать требуемые результаты.

Металлические датчики используются в широких температурных диапазонах для точного измерения деформаций значительной величины.

Сопротивления металлических и полупроводниковых датчиков имеют стандартные значения, определяемые с точностью от $\pm 0,2$ до $\pm 10\%$ и лежащие в интервале $100 \div 5000$ Ом.

8.3. Металлические резисторные датчики

8.3.1. Эффект пьезосопротивления металлов

Удельное сопротивление большинства металлов уменьшается с увеличением приложенного к ним давления. Действительно, сокращение объема и, следовательно, межатомных расстояний, вызванное давлением, приводит к уменьшению ρ . В самом деле, удельное сопротивление металла — это, в частности, диффузионный отток свободных электронов сквозь атомную решетку. Возможность диффузии тем выше, чем больше амплитуда колебаний атомов. С уменьшением ячеек атомной решетки при

Таблица 8.1. Характеристики сплавов для металлических датчиков

Сплав	Состав	Коэффициент преобразования датчика
Константан	45% Ni, 55% Cu	2,1
Изоэластик	52 Fe, 36% Ni, 8% Cr, 4% (MnMo)	3,5
Карма	74% Ni, 20% Cr, 3% Cu, 3% Fe	2,1
Нихром V	80% Ni, 20% Cr	2,5
Платина — вольфрам	92% Pt, 8% W	4,1

сближении атомов возрастают силы их взаимного притяжения и, следовательно, уменьшаются амплитуды атомных колебаний. При этом вероятность диффузии свободных электронов снижается; то же происходит и с удельным сопротивлением.

8.3.2. Материалы и модели

Для изготовления металлических резисторных датчиков обычно используются сплавы на основе никеля; в табл. 8.1 указаны наиболее часто используемые составы и соответствующие коэффициенты преобразования датчиков.

Разные сплавы различаются как термическими зависимостями своих коэффициентов объемного расширения и сопротивления, так и устойчивостью к высоким температурам. Высокая температурная зависимость параметров сплавов «изоэластик» и «нихром» делает их непригодными для статических измерений.

Проволочные датчики (рис. 8.2, а). Для таких датчиков диаметр проволоки составляет ~ 20 мкм, а толщина подложки — около 0,03 мм для пластика (полиимида или эпоксида) и 0,1 мм для бумаги.

Датчики из фольги (рис. 8.2, б). Изготавливаются по той же технологии, что и печатные платы. Это позволяет:

— сократить размеры и обеспечить более точные измерения, когда существует градиент деформаций;



Рис. 8.2. Типы металлических датчиков.
а — проволочный датчик; б — датчик из фольги.

— оптимизировать рисунок контура датчика, в частности, утолстить поперечные части, понизив тем самым их сопротивление и, следовательно, уменьшить влияние поперечных деформаций;

— увеличить боковую поверхность датчика с сохранением сопротивления, обеспечив таким образом лучший тепловой контакт со средой и более легкий отток джоулевой энергии измеряемого тока;

— уменьшить ошибки, возникающие из-за зазора между проводящим слоем и поверхностью образца, особенно в случае измерения изгиба, так как общая толщина фольги и подложки незначительна ($20 \div 35$ мкм в целом).

8.3.3. Основные характеристики металлических датчиков

Сопротивление. Удельное сопротивление материала датчика должно быть достаточно высоким, чтобы требуемые значения сопротивления (от 100 до 5000 Ом) достигались на достаточно короткой нити и без существенного уменьшения ее поперечного сечения. Чрезмерная длина приводит к завышению размера датчика; меньшей толщине нити соответствует более слабый измеряемый ток; и то и другое уменьшает чувствительность датчика.

Коэффициент преобразования датчика. Значения коэффициента преобразования датчика обычно близки к $2 \pm 0,1$, за исключением сплавов «изоэластик» и платина — вольфрам, коэффициенты преобразования которых составляют $\sim 3,5$ и $\sim 4,1$ соответственно.

Влияние механического напряжения. Линейность. Пока нить датчика остается в пределах упругости, его коэффициент преобразования постоянен и обеспечивается линейная зависимость между сопротивлением и деформацией.

Если деформация выходит за предел упругости ($|\Delta l/l|$ составляет от 0,5 до 20% в зависимости от материала), то коэффициент Пуассона возрастает до 0,5, а коэффициент преобразования датчика приближается к 2.

Для сплава «изоэластик» $K=3,5$ при $|\Delta l/l| < 0,65\%$; за этим пределом $K=2$.

У таких сплавов, как «ферри» и константан, с коэффициентом преобразования, близким к 2, K почти не изменяется при выходе за предел упругости; однако при этом в нити датчика накапливается остаточная деформация и происходит необратимое изменение сопротивления (гистерезис).

Влияние температуры. Обычно температурные изменения K незначительны (за исключением сплава «изоэластик») и линей-

ны для широкого диапазона температур (от -100 до 300°C):

$$K(T) = K_0 \{1 + \alpha_K (T - T_0)\},$$

где K_0 — коэффициент преобразования датчика при стандартной температуре T_0 , обычно равной 25°C . Для сплавов никром V α_K составляет $-0,04\%/\text{ }^{\circ}\text{C}$, карма $\alpha_K = -0,01\%/\text{ }^{\circ}\text{C}$, констант $\alpha_K = 0,01\%/\text{ }^{\circ}\text{C}$.

8.4. Поперечная чувствительность

В предыдущих вычислениях электрического сопротивления как функции деформации мы учитывали только продольное сопротивление, равное суммарному сопротивлению нитей R_L . В действительности же между измерительными нитями имеются участки проводников длиной l_t , перпендикулярные общему направлению нитей и имеющие сопротивление R_t , которое чувствительно к поперечным деформациям (рис. 8.3).

Общее сопротивление датчика равно $R = R_L + R_t$,

$$\Delta R/R = \Delta R_L/R + \Delta R_t/R,$$

причем $\Delta R_L/R_L = K(\Delta l/l)$ и $\Delta R_t/R_t = K(\Delta l_t/l_t)$.

Относительное изменение общего сопротивления имеет, следовательно, выражение

$$\frac{\Delta R}{R} = K \frac{R_L}{R_L + R_t} \frac{\Delta l}{l} + K \frac{R_t}{R_L + R_t} \frac{\Delta l_t}{l_t},$$

или

$$\Delta R/R = K_L (\Delta l/l) + K_t (\Delta l_t/l_t),$$

где K_L — продольный коэффициент преобразования датчика; K_t — поперечный коэффициент преобразования датчика.

Для проволочных датчиков $K_t \approx 2 \cdot 10^{-2} \text{ К}$.

У датчиков, предназначенных для измерения продольных деформаций, поперечную чувствительность уменьшают так,

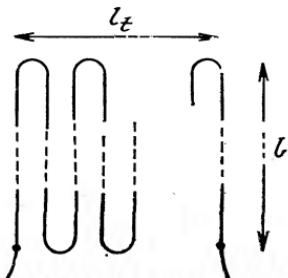


Рис. 8.3. Иллюстрация к возникновению поперечной чувствительности датчика.

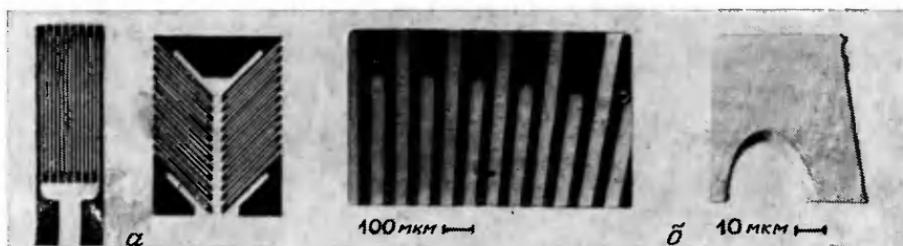


Рис. 8.4. Уменьшение поперечного сопротивления за счет расширения поперечных частей проводника.

a — датчики; *б* — микрофотографии закруглений проводящих полосок.

чтобы $R_t \ll R_l$. С этой целью поперечные части проводника делаются шире продольных (рис. 8.4).

8.5. Влияние температуры на сопротивление установленного датчика

8.5.1. Вычисление температурного коэффициента сопротивления

Три причины вызывают температурное изменение сопротивления установленного датчика:

1. Зависимость удельного сопротивления ρ от температуры T :

$$\rho(T) = \rho_0 \{1 + \alpha_\rho (T - T_0)\}.$$

2. Зависимость размеров проволоки от температуры:
длина $l = l_0 \{1 + \lambda_j (T - T_0)\}$,

диаметр или поперечный размер $d = d_0 \{1 + \lambda_j (T - T_0)\}$,
где λ_j — коэффициент линейного расширения материала датчика.

Две указанные выше причины соответствуют температурному изменению сопротивления собственно датчика, установленного на образец или свободного.

3. Температурное расширение образца, на который наклеен датчик, если оно отлично от температурного расширения продольных волокон. В этом случае им сообщается приращение Δl_d , которое равно разности приращений от температурного расширения самих волокон и называется разностным. Это приращение вызывает изменение ΔR_d сопротивления датчика:

$$\Delta R_d / R = K (\Delta l_d / l).$$

Общее температурное изменение сопротивления равно сумме изменения собственного сопротивления датчика и изменения,

вызванного разностным расширением. Температурное изменение собственного сопротивления датчика ΔR_T определяется выражением

$$\Delta R_T/R = \Delta\rho/\rho + \Delta l/l - \Delta s/s,$$

где $\Delta\rho/\rho = \alpha_\rho\Delta T$, $\Delta l/l = \lambda_j\Delta T$, $\Delta s/s = 2\lambda_i\Delta T$. Поэтому $\Delta R_T/R = (\alpha_\rho - \lambda_j)\Delta T = \alpha_R\Delta T$, где α_R — температурный коэффициент сопротивления.

Изменение Δl_s размера l образца под датчиком определяется соотношением

$$\Delta l_s/l = \lambda_s \Delta T,$$

где λ_s — коэффициент линейного расширения материала образца. Удлинение Δl_j волокна датчика длиной l составляет

$$\Delta l_j/l = \lambda_j \Delta T.$$

Следовательно, деформация проводника, возникающая из-за разности линейных расширений, равна

$$\Delta l_d/l = (\lambda_s - \lambda_j) \Delta T;$$

она влечет за собой следующее изменение сопротивления:

$$\Delta R_d/R = K(\lambda_s - \lambda_j) \Delta T.$$

Наконец, общее температурное изменение сопротивления определяется формулой

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta R_T + \Delta R_d}{R} = \{\alpha_R + K(\lambda_s - \lambda_j)\} \Delta T,$$

или

$$\Delta R/R = \beta_{j/s} \Delta T.$$

Важно отметить, что температурный коэффициент сопротивления установленного датчика $\beta_{j/s}$ зависит от материала, на котором закреплен датчик.

В табл. 8.2 указаны температурные коэффициенты сопротивления α_R и расширения λ_j обычно используемых в датчиках

Таблица 8.2. Температурные характеристики сплавов датчиков и материалов образцов

Материал датчика	$\alpha_R, 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$	$\lambda_j, 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$	Материал образца	$\lambda_s, 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$
Константан	2	1,7	Алюминий	2,5
Карма	2	1,0	Сталь	1,1
Изоэластик	17,5	0,4	Медь	1,7
Нихром	10	1,3	Титан	0,9

сплавов и коэффициенты расширения λ_s наиболее распространенных материалов образцов.

8.5.2. Кажущаяся деформация

В отсутствие какого-либо механического напряжения изменение температуры вызывает изменение сопротивления $\Delta R/R = \beta_{j/s} \Delta T$. Определим кажущуюся деформацию как деформацию, которая в изотермических условиях вызвала бы такое же изменение сопротивления:

$$\frac{\Delta l}{l} \Big|_K = \frac{\beta_{j/s}}{K} \Delta T.$$

Так, для датчика из сплава карма, приклеенного на сталь, имеем

$$\beta_{j/s} = 2,2 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C} \quad \text{и} \quad \frac{\Delta l}{l} \Big|_K = 1 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}.$$

8.5.3. Температурно-компенсированные датчики

Соответствующим подбором сплавов для датчика и их термообработкой можно для материала данного образца минимизировать коэффициент $\beta_{j/s}$ в более или менее значительном диапазоне температур. Такие датчики называются температурно-компенсированными, и их коэффициент $\beta_{j/s}$ не превосходит значения $\pm 1,5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ в довольно широком диапазоне температур (например, от -20 до $200\ ^{\circ}\text{C}$). На рис. 8.5 показаны кажущиеся деформации датчиков, скомпенсированных по температуре. Отметим, что датчики, предназначенные для измерения только

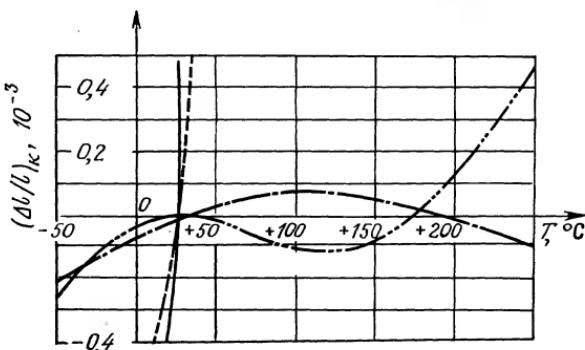


Рис. 8.5. Зависимость кажущейся деформации от температуры для датчиков из различных сплавов (в том числе термокомпенсированных) на образце из стали.

— никром V; — изоэластик; — · — карма; — ··· — константан.

динамических деформаций, не нуждаются в температурной компенсации, так как соответствующие температурные изменения достаточно медленные по сравнению со скоростью изменения деформаций.

8.6. Полупроводниковые резисторные датчики

8.6.1. Эффект пьезосопротивления у полупроводников

Теоретическая модель, называемая «моделью долин», позволяет объяснить эффект пьезосопротивления кремния с примесью n -проводимости. Дадим ее краткое схематическое описание.

В кристалле кремния n -типа, имеющем кубическую структуру, вдоль каждой из трех осей куба есть минимальный энергетический уровень зоны проводимости, соответствующий «долине». Из соображений симметрии все три «долины» одинаковы и, следовательно, одинаково заполнены свободными электронами (рис. 8.6, а). В каждой «долине» подвижность μ_{\parallel} электронов вдоль соответствующей оси минимальна, и, наоборот, в перпендикулярных направлениях подвижность μ_{\perp} этих электронов максимальна.

Удельная проводимость для каждой из осей имеет выражение

$$\sigma = qn(\mu_{\parallel} + 2\mu_{\perp}),$$

где n — плотность электронов в каждой «долине», $qn\mu_{\parallel}$ представляет собой вклад электронов «долины», параллельной элек-

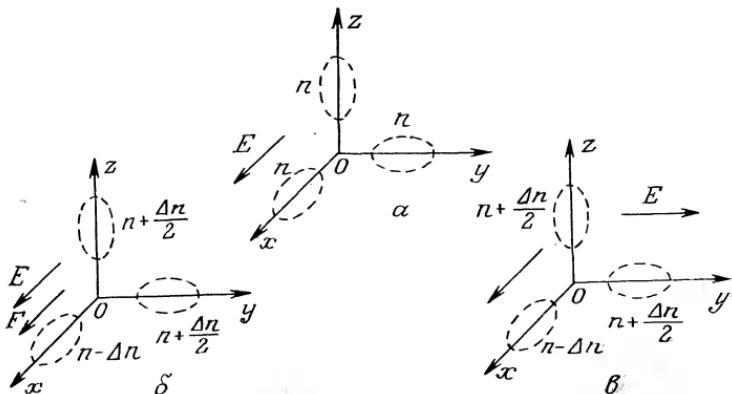


Рис. 8.6. Распределение электронов согласно модели «долин» в кристалле кремния с примесью n -типа.

a — в отсутствие механического напряжения либо при параллельном напряжении; *b* — при перпендикулярном напряжении; *c* — с приложенным электрическим полем E . Эллипсы, показанные штриховой линией, обозначают «долины».

трическому полю, а $qn\mu_{\perp}$ — вклад каждой из «долин», перпендикулярных полю.

Приложение механического напряжения слегка меняет размеры кристаллической решетки и приводит к изменению в населенности «долин».

Например, при растяжении вдоль оси x Δn электронов «долины» x перемещаются в «долины» y и z , так что меняется удельная проводимость. Если электрическое поле E параллельно механическому напряжению (рис. 8.6, б), изменение проводимости $\Delta\sigma_t$ (продольный эффект) выражается формулой

$$\Delta\sigma_t = q(-\Delta n \mu_{\parallel} + \Delta n \mu_{\perp}) = q \Delta n (\mu_{\perp} - \mu_{\parallel})$$

и

$$\Delta\sigma_t > 0, \text{ так как } \mu_{\perp} \gg \mu_{\parallel}.$$

Если же электрическое поле E перпендикулярно механическому напряжению (рис. 8.6, б), то изменение $\Delta\sigma_t$ удельной проводимости (поперечный эффект) записывается следующим образом:

$$\Delta\sigma_t = q \left(\frac{\Delta n}{2} \mu_{\parallel} + \frac{\Delta n}{2} \mu_{\perp} - \Delta n \mu_{\perp} \right) = \frac{q}{2} \Delta n (\mu_{\parallel} - \mu_{\perp})$$

и

$$\Delta\sigma_t = -\frac{1}{2} \Delta\sigma_l.$$

При сжатии электроны перемещаются в обратном направлении: $\Delta n/2$ электронов каждой из «долин» y и z переходят в «долину» x .

Тогда имеем для продольного эффекта

$$\Delta\sigma_t = q \Delta n (\mu_{\parallel} - \mu_{\perp})$$

и для поперечного

$$\Delta\sigma_t = \frac{q}{2} \Delta n (\mu_{\perp} - \mu_{\parallel}).$$

В случае кремния p -типа продольный эффект, как и поперечный, наблюдается в направлении диагонали куба, но они отличаются знаком от эффектов, наблюдавшихся в кремнии n -типа; этот факт не объясняется моделью «долин».

8.6.2. Устройство полупроводниковых датчиков

Различают два вида полупроводниковых (пьезорезистивных) датчиков в зависимости от способа производства: вырезанные и диффузионные.

Вырезанные датчики образуются полоской, вырезанной механически или фотохимически из монокристалла легированно-

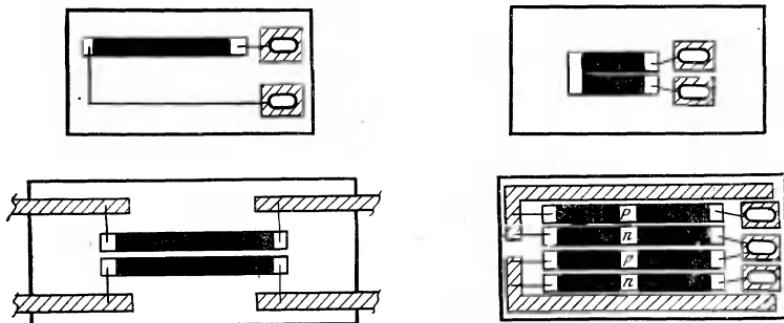


Рис. 8.7. Вид пьезорезистивных датчиков с вырезанными из монокристалла кремния полосками.

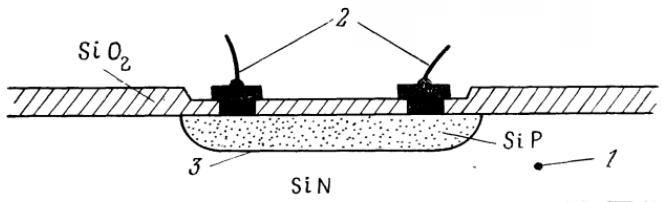


Рис. 8.8. Структура пьезорезистивного датчика с диффузией в подложку из кремния, образующую промежуточный преобразователь.

1 — подложка; 2 — металлические выводы; 3 — p — n -переход.

го кремния (рис. 8.7). Полоска вырезается параллельно диагонали кристаллического куба для кремния p -типа и его ребру для кремния n -типа. Длина такой полоски от 10^{-1} мм до нескольких миллиметров, толщина $\sim 10^{-2}$ мм. Полоска наклеивается на пластиковую подложку.

Такие датчики, сделанные из одной полоски, практически не имеют поперечной чувствительности.

Диффузионные датчики. Сопротивление датчиков получают диффузией добавок в какую-то часть монокристалла предварительно легированного кремния (рис. 8.8).

Проводимость n -типа получается добавлением в кремний элементов V группы таблицы Менделеева (P, Sb), проводимость p -типа — добавлением элементов III группы (Ga, In).

Две среды с разной проводимостью образуют диод, поляризация которого должна быть всегда в направлении запирания (область p должна находиться под отрицательным потенциалом относительно n -области) для того, чтобы изолировать датчик от подложки. Вся эта структура покрывается защитным слоем двуокиси кремния (SiO_2), сквозь который осуществля-

ется контакт проводящего элемента датчика с металлическими выводами.

Такой способ производства позволяет путем одновременной диффузии четырех одинаковых проводящих слоев на одной и той же подложке получить, после их соединения металлизацией, полный мост Уитстона. В таком случае кремниевая подложка сама служит промежуточным преобразователем (например, диафрагмой для измерения давления). Эта технология обеспечивает превосходный механический и тепловой контакт между образцом и установленным на нем датчиком; равенство коэффициентов линейного расширения подложки и проводящего элемента датчика позволяет избежать эффектов разностного расширения. Наконец, образец, являясь монокристаллом, обладает совершенной упругостью, не подвержен гистерезису и может иметь высокую частоту собственных колебаний.

8.6.3. Особенности полупроводниковых датчиков

Основным фактором, влияющим на характеристики рассматриваемых датчиков, является количество введенных примесей. Обычно с возрастанием количества примесей коэффициент преобразования датчика уменьшается, но улучшается линейность и уменьшается термо чувствительность, что позволяет расширить температурную область применения; вместе с тем падает чувствительность к различным излучениям.

Сопротивление. Удельное сопротивление ρ уменьшается по мере повышения концентрации примесей (рис. 8.9). В самом деле, это следует из общего выражения для ρ :

$$\rho = 1/q (\mu_n n + \mu_p p),$$

где q — абсолютное значение заряда электрона или дырки ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл), n и p — соответственно концентрации электронов и дырок, μ_n и μ_p — их подвижность.

Для полупроводников n -типа с концентрацией донорных атомов N_d обычно

$$n \approx N_d \text{ и } p \ll n, \text{ откуда } \rho = 1/q\mu_n N_d.$$

Для полупроводников p -типа с концентрацией акцепторных атомов N_a в таких же условиях имеем

$$p \approx N_a \text{ и } n \ll p, \text{ откуда } \rho = 1/q\mu_p N_a.$$

Влияние температуры. Изменение сопротивления как функции температуры зависит от концентрации примесей и температуры следующим образом (разд. 6.3.7) (рис. 8.10, а):

а) при температурах $\leq 120^\circ\text{C}$ удельное сопротивление увеличивается с ростом T , а температурный коэффициент, будучи

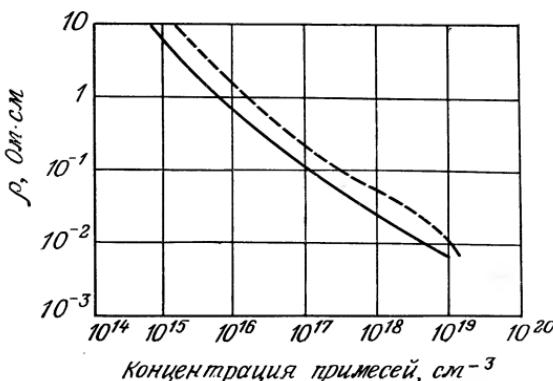


Рис. 8.9. Удельное сопротивление кремния с введенными примесями в функции концентрации примесей ($T=25^\circ\text{C}$).

— кремний *p*-типа; - - - кремний *n*-типа.

положительным, уменьшается с увеличением концентрации вводимых примесей;

б) при высоких температурах удельное сопротивление уменьшается с ростом T , а температурный коэффициент, будучи отрицательным, не зависит от концентрации примесей; он является коэффициентом собственно кремния.

Коэффициент преобразования датчика. Значение коэффициента преобразования датчика K определяется концентрацией примесей: его абсолютная величина равномерно убывает при возрастании концентрации примесей (рис. 8.10, б). Например, полупроводниковый датчик Кюлита, модель *H*, имеет коэффициент преобразования 175 при концентрации добавок $2 \cdot 10^{16}/\text{см}^3$; модель *K* того же датчика имеет коэффициент преобразования 45 при концентрации добавок $10^{20}/\text{см}^3$.

Влияние деформации. Линейность. Вообще говоря, изменение сопротивления в зависимости от деформации ϵ не является линейным:

$$\Delta R/R = K_1 \epsilon + K_2 \epsilon^2 + K_3 \epsilon^3.$$

Все коэффициенты K_i этого выражения зависят от концентрации примесей и обычно можно ограничиться второй степенью. Величина K_2 имеет порядок от 10^3 до 10^4 . На рис. 8.11, *a* и *b* представлены изменения сопротивления *p*- и *n*-кремниевых датчиков; из него видно, что *p*-датчик более линеен при растяжении, а *n*-датчик более линеен при сжатии.

Из предыдущего выражения получаем для коэффициента преобразования датчика K :

$$K = K_1 + K_2 \epsilon + K_3 \epsilon^2.$$

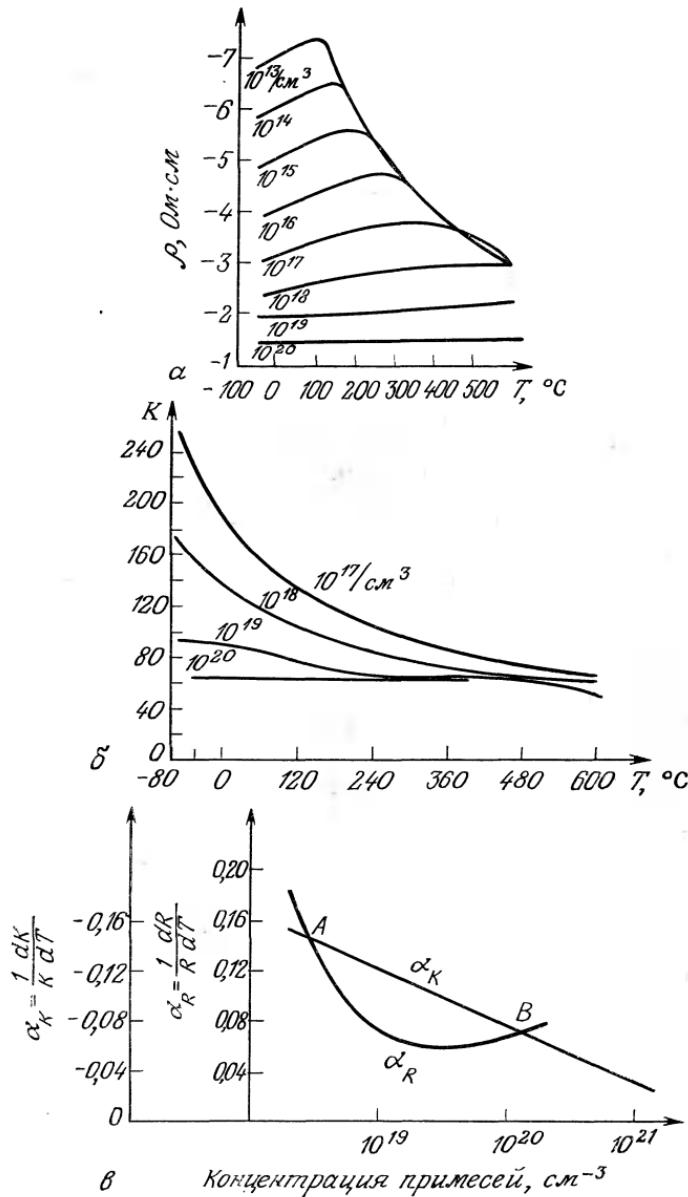


Рис. 8.10. Кремний p -типа: влияние температуры и количества примесей для кремния p -типа.

a — удельное сопротивление; *б* — коэффициент преобразования датчика; *в* — температурные коэффициенты датчика и сопротивления (для концентраций введенной примеси, соответствующих точкам А и В, эти коэффициенты равны по модулю и противоположны по знаку (см. разд. 8.6.3 и 8.9.1)).

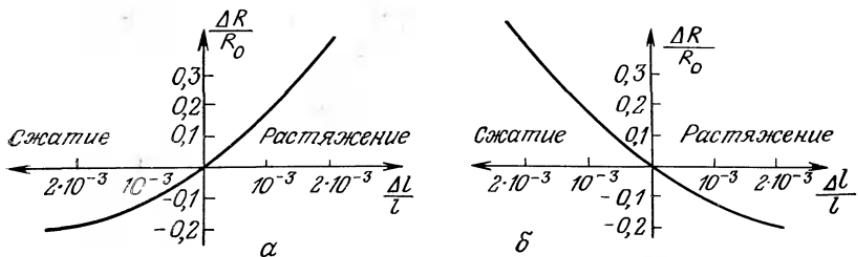


Рис. 8.11. Иллюстрация нелинейности изменения сопротивления в функции деформации.

a — кремний *p*-типа; *б* — кремний *n*-типа.

Величина K зависит от деформации, но всегда возможно выбрать максимальное значение ε , ниже которого K можно рассматривать (с заданной точностью) как константу. При возрастиании концентрации примесей чувствительность K к деформации значительно увеличивается, так что у датчиков со значительной концентрацией примесей линейность изменения сопротивления практически такая же, как у металлических датчиков. Например, для упомянутого выше датчика Кюлита отклонение от линейности составляет $\pm 3\%$ (модель *H*) и $\pm 0,1\%$ (модель *K*).

Влияние температуры. Коэффициент преобразования датчика убывает с повышением температуры; однако это убывание тем меньше, чем более значительна концентрация примесей, так что для концентраций порядка $10^{20}/\text{см}^3$ можно считать, что K практически не зависит от температуры (рис. 8.10, б). Для двух ранее упомянутых моделей изготовитель указывает: K снижается на 23% при $T=55^\circ\text{C}$ (модель *H*), а для модели *K* коэффициент преобразования не меняется.

Из этого рассмотрения следует, что:

а) датчики с незначительным количеством примесей имеют высокий коэффициент преобразования K , но чувствительны к температуре и имеют посредственную линейность;

б) датчики со значительным количеством примесей имеют сравнительно невысокий коэффициент K , зато практически не зависят от температуры и имеют прекрасную линейность.

Влияние температуры на установленный датчик. Как и в случае металлических датчиков, температурное изменение собственного сопротивления датчика, с одной стороны, и разность линейных расширений образца и закрепленного на нем датчика, с другой, составляют общее изменение сопротивления:

$$\Delta R/R = \{\alpha_R + K(\lambda_s - \lambda_j)\} \Delta T.$$

Термокомпенсированные датчики. Коэффициент линейного расширения кремния λ_s равен $3,2 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$. Он гораздо ниже λ_s — коэффициента материалов большинства исследуемых образцов, так что разность $\lambda_s - \lambda_i$ всегда положительна; также положителен и коэффициент α_R . В этих условиях, если коэффициент преобразования K положителен, то увеличением проводимости p -типа построение термокомпенсированного датчика невозможно; тем не менее, кажущиеся деформации в данном случае такие же, как и у металлических датчиков. Если K отрицателен, то при проводимости n -типа соответствующим подбором концентрации добавок, задающим α_R , и модуля K можно получить термокомпенсированный датчик.

8.7. Функционирование датчиков в динамическом режиме

8.7.1. Максимальная допустимая частота

Частотные ограничения не зависят от материала (кремний пропускает без ослабления вибрации на частотах, превышающих 10^6 Гц), но зависят от способа закрепления и размеров датчика; в самом деле, длина полосок должна быть гораздо меньше длины волны механических колебаний с тем, чтобы измеряемая под датчиком деформация была практически однородна.

Как правило, принимают $l \leq 0,1 \lambda$; измерения (правда, искаченные), тем не менее, возможны до $l = 0,2 \lambda$.

Длина волны λ продольной вибрации, соответствующей динамической нагрузке, имеет выражение $\lambda = V/f$, где f — частота, V — скорость звука в материале образца:

$$V = \sqrt{\frac{Y}{d}} \sqrt{\frac{1-\nu}{(1+\nu)(1-2\nu)}}.$$

Здесь Y — модуль Юнга, ν — коэффициент Пуассона, d — плотность материала образца (для стали $V = 5810$ м/с).

Учитывая принятые правила, максимальная частота вибрации при использовании датчика длиной l определяется соотношением

$$f_{\max} = V/10l.$$

Для стали $f_{\max} = 60$ кГц при $l = 1$ см.

8.7.2. Предел усталости

Многократное повторение противоположных по знаку деформаций приводит к медленному, но прогрессирующему возраста-

нию собственного сопротивления датчика, которое проявляется в уходе нуля моста от точки первоначального равновесия. Этот эффект тем более значителен, чем больше амплитуда деформации, и обусловлен искривлением кристаллической решетки с появлением дислокаций и микротрещин. Предел усталости понимают как число N циклов деформации заданной амплитуды, которые приводят к изменению сопротивления, эквивалентному деформации 10^{-4} .

Для амплитуды деформаций $\pm 2 \cdot 10^{-3}$ предел усталости, в зависимости от типа датчика, заключен между 10^4 циклов для сплава константан и 10^8 для сплава изоэластик; предел усталости быстро снижается с ростом амплитуды деформаций (рис. 8.12).

8.7.3. Индикатор усталости

Индикатор усталости представляет собой своего рода датчик, однако его задача состоит не в измерении деформаций, а в накоплении и запоминании совокупности испытанных деформаций. Они ведут к постепенному повреждению кристаллической структуры сплава, из которого выполнен датчик, проявляющееся в возрастании собственного сопротивления датчика и уходе нуля измерительной установки. Начальное сопротивление обычно равно 100 Ом; оно непрерывно увеличивается в зависимости от амплитуды и числа испытанных деформаций до предельного значения 107 Ом, которое рассматривается как показатель значительной усталости.

Если удается установить соответствие между усталостью индикатора и усталостью материала испытуемого образца, то можно оценивать степень повреждения последнего.

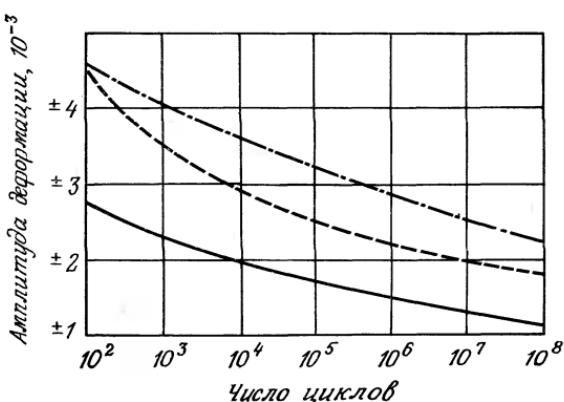


Рис. 8.12. Соотношение между пределом усталости и амплитудой деформации для различных сплавов.

— · — изоэластик; — — никром; — константан.

Индикатор усталости приклеивается, если это возможно, в той части образца, где деформация максимальна и, следовательно, повреждения наступают быстрее. Если же эта область недоступна, то индикатор устанавливается в зоне средних деформаций, но он соединен с мультипликатором усталости так, чтобы индикатор подвергался деформациям, равным максимальным деформациям образца. Мультипликатор усталости — это прибор, усиливающий в заданном соотношении (от 2 до 20) деформацию образца, на котором он установлен. Аналогично, если усталость образца проявляется быстрее усталости индикатора, мультипликатор усталости позволяет сообщить индикатору степень нарастания усталости образца.

8.8. Многоэлементные датчики (розетки)

Это совокупность размещенных на единой подложке датчиков, направления нитей которых образуют строго определенные углы. Розетки используются, когда надо знать одновременные деформации в нескольких направлениях.

Если направления главных деформаций неизвестны, то для их определения следует измерить деформации в трех направлениях; для этого используют розетки из трех датчиков, расположенных под углом 120° (рис. 8.13, а). Если можно заранее предположить одно из главных направлений, используют розетки с углами 45° (рис. 8.13, б), причем на этом направлении устанавливается центральный датчик. Розетки из двух перпендикулярных датчиков (рис. 8.13, в) применяют, когда известны направления главных деформаций. Другие розетки с двумя датчиками позволяют измерять деформации кручения (рис. 8.13, г). Среди множества других типов можно еще указать розетки, предназначенные для измерения мембранных деформаций (рис. 8.13, д и е).

8.9. Методы измерений

Сопротивления датчиков и их изменения измеряются классическими методами, рассмотренными в гл. 3, а именно: а) с использованием моста Уитстона (наиболее широко) и б) с использованием потенциометрической схемы.

Наибольшие трудности связаны с влиянием температуры и нелинейности.

Температура влияет: а) на сам датчик, вызывая изменение собственного сопротивления, разностное расширение, изменение коэффициента преобразования датчика в случае полупроводникового элемента, и б) на соединительные провода, изменяя их сопротивление.

Важно отметить, что температурные эффекты обычно инер-

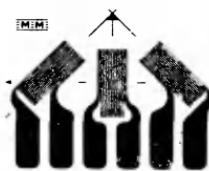
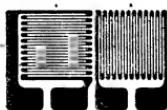
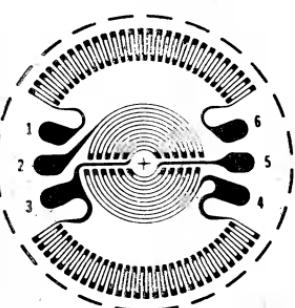
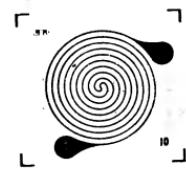
*α**β**γ**δ**δ**ε*

Рис. 8.13. Различные типы розеток (данные фирмы Vishay — Micromesures).

ционны, им наиболее подвержены измерения статических или медленно меняющихся деформаций.

Проблема нелинейности возникает практически только для полупроводниковых датчиков, затрагивая, с одной стороны, мост Уитстона, а с другой стороны — сам датчик.

Напряжение разбаланса моста с одним работающим датчиком имеет выражение

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c/2R_{c0}}.$$

В случае металлических датчиков $K \approx 2$, и для $\Delta l/l \leq 5 \cdot 10^{-3}$ имеем $\Delta R_c/2R_{c0} \leq 5 \cdot 10^{-3}$. Напротив, в случае полупроводниковых датчиков $K \approx 100$, и для $\Delta l/l \leq 5 \cdot 10^{-3}$ имеем $\Delta R_c/2R_{c0} \leq 2,5 \cdot 10^{-1}$. Очевидно, в последнем случае нельзя всякий раз пренебрегать членом $\Delta R_c/2R_{c0}$ по сравнению с 1.

Кроме того, за исключением случаев малых деформаций или значительной концентрации примесей в полупроводниках, изменение напряжения разбаланса является функцией деформации.

Данному конкретному эксперименту наиболее адекватна та схема, которая приводит к приемлемому уровню наибольшие из этих возмущений.

8.9.1. Измерения с помощью моста Уитстона

Измерительные схемы. В соответствии с числом используемых датчиков и действием, которое они испытывают, различают шесть схем, описанных в табл. 8.3.

Эти шесть схем можно разделить на три группы, в каждой из которых полумост строится следующим образом:

Группа 1: рабочий датчик R_c и постоянное балластное сопротивление R_0 .

Группа 2: рабочий датчик R_c и эталонный (термокомпенсирующий) датчик R_{co} .

Группа 3: два рабочих датчика, $R_c(+)$ и $R_c(-)$, сопротивления которых меняются в противоположных направлениях.

Для каждой группы возможны две схемы в зависимости от того, сформирован ли другой полумост из балластного сопротивления R_0 или же оба полумоста симметричны (одинаковые элементы на противоположных плечах), что удваивает, по сравнению с предыдущим случаем, чувствительность моста.

Далее в этом разделе дается более подробное описание каждой из схем.

Схема 1: использование одного датчика (рис. 8.14). Эта схема наиболее часто используется при анализе механических напряжений. Влияние температуры компенсируется либо на соединительных проводах — по трехпроводной схеме (разд. 3.3.1), либо на датчике — с помощью термокомпенсированных датчиков.

Сопротивление R_f каждого из соединительных проводов должно быть малым по сравнению с сопротивлением датчика; действительно, обычно у моста, все четыре сопротивления которого одинаково сбалансированы ($R_{co} + R_{f0} = R_0$), напряжение разбаланса выражается (с точностью до членов второго порядка

Таблица 8.3. Сводная таблица схем датчиков в мосте Уитстона.

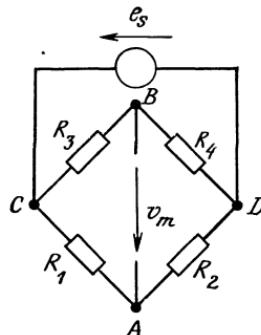


Схема	Полумост		Полумост		
	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	
Группа 1	Схема 1	Рабочий датчик R _c	Постоянное сопротивление R ₀	Постоянное сопротивление R ₀	Постоянное сопротивление R ₀
	Схема 1'	Рабочий датчик R _c	Постоянное сопротивление R ₀	Постоянное сопротивление R ₀	Рабочий датчик R _c
Группа 2	Схема 2	Рабочий датчик R _c	Эталонный датчик R _{c0}	Постоянное сопротивление R ₀	Постоянное сопротивление R ₀
	Схема 2'	Рабочий датчик R _c	Эталонный датчик R _{c0}	Эталонный датчик R _{c0}	Рабочий датчик R _c
Группа 3	Схема 3	Рабочий датчик R _c (+)	Рабочий датчик R _c (-)	Постоянное сопротивление R ₀	Постоянное сопротивление R ₀
	Схема 3'	Рабочий датчик R _c (+)	Рабочий датчик R _c (-)	Рабочий датчик R _c (-)	Рабочий датчик R _c (+)

малости) соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0} + R_{f0}} = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + R_{f0}/R_{c0}},$$

или

$$v_m = \frac{e_s}{4} K \frac{\Delta l}{l} \frac{1}{1 + R_{f0}/R_{c0}}.$$

Если условие $R_{f0}/R_{c0} \ll 1$ не удовлетворяется, то при вычислении величины деформации нужно учитывать сопротивление соединительного провода.

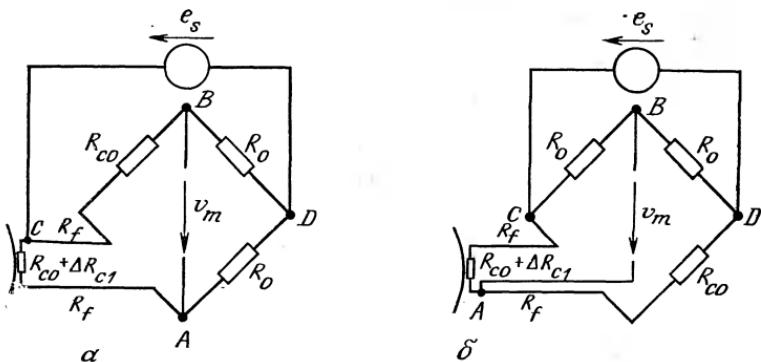


Рис. 8.14. Мост Уитстона с одним измерительным датчиком и трехпроводной схемой.

Третий соединительный провод может быть смонтирован:

- либо последовательно с источником (рис. 8.14, а), и в этом случае его сопротивление, прибавляясь к сопротивлению источника, может повлечь ухудшение чувствительности моста;
- либо последовательно с чувствительным элементом большого входного сопротивления (рис. 8.14, б), но при условии, что уровни наведенных помех пренебрежим по сравнению с измеряемым сигналом.

Эту схему можно построить и с полупроводниковым датчиком, если измеряемые деформации достаточно малы для того, чтобы мост был линеен с требуемой точностью. В противном случае возможно:

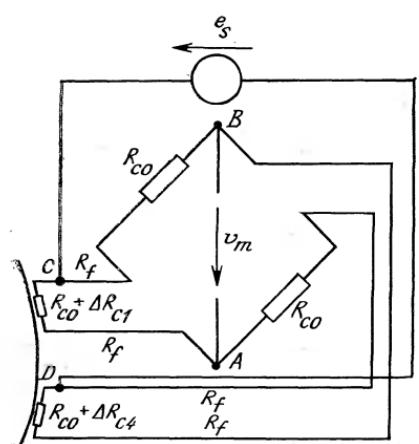


Рис. 8.15. Мост Уитстона с двумя измерительными датчиками.

а) применить схему линеаризации моста (разд. 4.2);

б) питать датчик от источника тока i_s ; при этом измеряемый сигнал определяется выражением

$$v_m = i_s \Delta R = i_s R K (\Delta l / l).$$

При повышении температуры эта схема нуждается в некоторой компенсации роста K с помощью увеличения R (рис. 8.10, в);

в) попытаться скомпенсировать нелинейность моста нелинейностью датчика, имеющей в случае кремния p -типа противоположный характер.

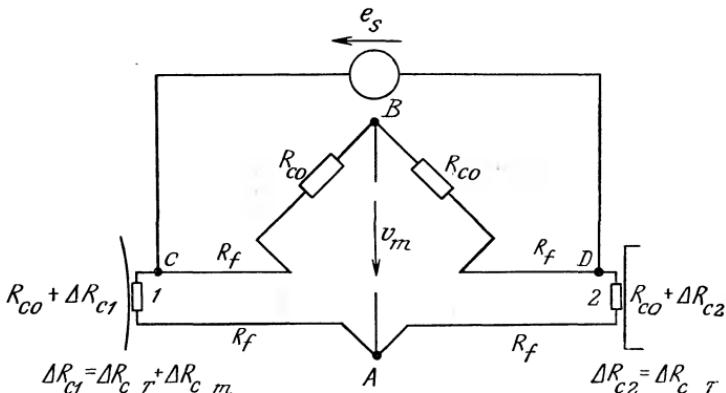


Рис. 8.16. Мост Уитстона с одним измерительным и одним эталонным датчиками.

1 — рабочий датчик; 2 — эталонный датчик.

Схема 1': два рабочих датчика в противоположных плечах моста (рис. 8.15). Эта схема позволяет получить алгебраическую сумму деформаций в двух различных точках (устранение изгибных эффектов) или двойную чувствительность, если датчики испытывают одинаковую деформацию. Как и в предыдущей схеме, каждый из датчиков должен быть скомпенсирован по температуре и соединен с мостом тремя проводами.

Напряжение разбаланса имеет выражение, с точностью до членов второго порядка:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_{c1} + \Delta R_{c2}}{R_{co}} \frac{1}{1 + R_{f0}/R_{co}}.$$

Схема 2: рабочий и эталонный датчики в смежных плечах моста (рис. 8.16). Это случай, когда на изучаемый образец можно установить только один — рабочий — датчик, и нежелательно (из-за цены) или невозможно (из-за отсутствия) использовать термокомпенсированный датчик. Второй датчик — эталонный — идентичен рабочему; он наклеен на такой же, расположенный рядом с изучаемым, испытывающий те же колебания температуры, но не деформируемый образец.

Оба датчика расположены в смежных плечах моста так, что термические изменения $\Delta R_{c,r}$, которые равны, не влияют на напряжение разбаланса, зависящее только от механической деформации $\Delta R_{c,m}$ рабочего датчика:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_{c,m}}{R_{co}}$$

(в предположении, что $R_{f0}, R_{c,m} \ll R_{co}$).

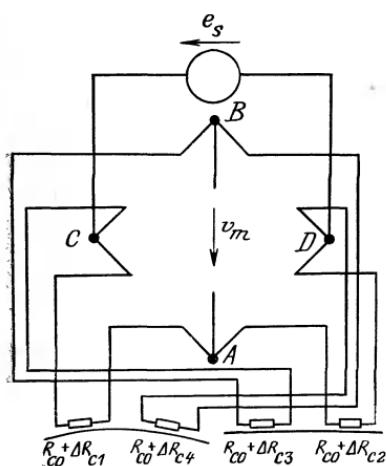


Рис. 8.17. Мост Уитстона с двумя измерительными и двумя эталонными датчиками.

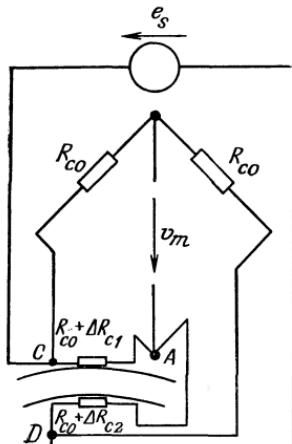


Рис. 8.18. Мост Уитстона с двумя измерительными датчиками, изменения сопротивлений которых равны и противоположны по знаку.

Тем не менее, в случае быстрых изменений температуры есть риск температурного неравновесия между двумя образцами, на которые наклеены датчики. С другой стороны, даже при одинаковой температуре разброс кривых кажущихся деформаций может привести к значительной ошибке относительно среднего уровня деформаций.

Соединительные провода датчиков должны быть одинаковы и должны находиться в непосредственной близи друг от друга с тем, чтобы их температура и, следовательно, сопротивление оставались постоянными и одинаковыми.

Схема 2': два рабочих и два эталонных датчика одного типа в противоположных плечах (рис. 8.17). Эта схема получается удвоением предыдущего рабочего полумоста, а его напряжение разбаланса определяется сложением механических эффектов обоих датчиков:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_{c1, m} + \Delta R_{c2, m}}{R_{c0}}.$$

Схема 3: два рабочих датчика в смежных плечах с сопротивлениями, меняющимися в противоположных направлениях (рис. 8.18). Оба датчика наклеены на исследуемый образец; они имеют, таким образом, одинаковую температуру и, чтобы исключить ее влияние, они должны находиться в смежных пле-

чах моста. В этих условиях изменения их сопротивлений вычитываются, а для того, чтобы напряжение разбаланса не уменьшилось или не скомпенсировалось, необходимо, чтобы изменения сопротивлений, обусловленные приложенным напряжением, были противоположных знаков.

Это возможно для случаев:

а) двух однотипных датчиков (металлических либо полупроводниковых *p*-типа, либо полупроводниковых *n*-типа, испытывающих деформации разных знаков);

б) двух полупроводниковых датчиков (один *p*-типа, другой *n*-типа), испытывающих деформации одного знака.

Напряжение разбаланса в таком случае равно:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_{c1, m} - \Delta R_{c2, m}}{R_{c0}},$$

либо, в функции коэффициентов преобразования датчика и деформаций, соответственно:

$$\frac{\Delta R_{c1, m}}{R_{c0}} = K' \frac{\Delta l_1}{l_1}, \quad \frac{\Delta R_{c2, m}}{R_{c0}} = K'' \frac{\Delta l_2}{l_2}$$

и

$$v_m = \frac{e_s}{4} \left(K' \frac{\Delta l_1}{l_1} - K'' \frac{\Delta l_2}{l_2} \right).$$

Если оба датчика имеют один и тот же коэффициент преобразования *K* и подвержены равным, но противоположным деформациям, то

$$v_m = (e_s/2) K (\Delta l/l).$$

В последнем случае мост Уитстона линеен при любых амплитудах деформации. При использовании двух полупроводниковых датчиков есть смысл выбрать их с коэффициентами преобразования, имеющими близкие квадратичные члены. В самом деле, если

$$\frac{\Delta R_c}{R_c} = K_1 \frac{\Delta l}{l} + K_2 \left(\frac{\Delta l}{l} \right)^2,$$

то изменения сопротивления, соответствующие квадратичному члену, имеют один и тот же знак, какова бы ни была деформация, и они вычитываются, потому что датчики включены дифференциально.

Схема 3': четыре рабочих датчика, включенных дифференциально, с сопротивлениями, меняющимися попарно в противоположных направлениях (рис. 8.19). Эта схема имеет те же свойства, что и предыдущая, поскольку она получается удвоением ее рабочего полумоста.

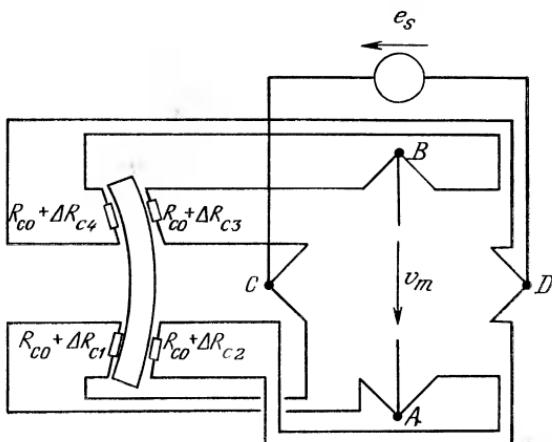


Рис. 8.19. Мост Уитстона с четырьмя измерительными датчиками.

Общее выражение для напряжения разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_{c1, m} - \Delta R_{c2, m} + \Delta R_{c4, m} - \Delta R_{c3, B}}{R_{c0}}$$

приводит к

$$v_m = e_s (\Delta R_{c, m} / R_{c0})$$

для частного случая, когда

$$\begin{aligned}\Delta R_{c1, m} &= \Delta R_{c4, m} = \Delta R_{c, m}, \\ \Delta R_{c2, m} &= \Delta R_{c3, m} = -\Delta R_{c, m}.\end{aligned}$$

Линейность этой схемы и тот факт, что она компенсирует влияющие факторы, позволяют использовать ее, в частности, во многих видах преобразователей (давления, силы, ускорения...), образуемых системой четырех датчиков, закрепленных на соответствующем образце.

Балансировка моста. Необходимо всегда иметь возможность вначале сбалансировать мостовую схему для того, чтобы установить начало отсчета. Если же деформация (статическая) измеряется нулевым методом, то мост нужно вновь сбалансировать известным изменением сопротивления, после того как будет приложено механическое напряжение. Итак, в общем случае нужны два независимых устройства балансировки сопротивлений моста. Кроме того, в случае питания переменным током может понадобиться добавление двух конденсаторов для компенсации емкостей соединительных кабелей (рис. 8.20).

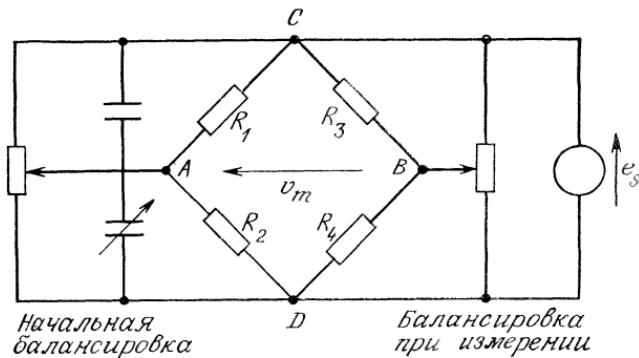


Рис. 8.20. Мост Уитстона при нулевом методе измерений — устройство балансировки.

Питание моста. Оно может осуществляться на постоянном или переменном токе. Однако предпочтительнее питание на постоянном токе, что делает измерения нечувствительными к индуцируемым помехам и не требует синхронного детектирования. При этом нужно принять все предосторожности, чтобы свести к минимуму термо-э. д. с.

Измеряемый сигнал пропорционален напряжению питания; оно должно быть ограничено для того, чтобы уменьшить нагрев датчика джоулевым теплом. Для обычных значений сопротивления датчиков используют напряжения от 3 до 10 В; при заданном напряжении питания нагрев датчика зависит от его теплообмена со средой, в том числе от площади поверхности датчика и теплопроводности материала исследуемого образца.

Для статических измерений мощность рассеяния составляет:
— от 10^{-1} до нескольких $\text{Вт}/\text{см}^2$ для металлического образца;
— от 10^{-3} до 10^{-2} $\text{Вт}/\text{см}^2$ для образца, плохо проводящего тепло, например, из пластика.

При динамических измерениях мощность рассеяния может увеличиваться в 2–3 раза.

При наличии значительных помех можно существенно увеличить измеряемый сигнал, используя импульсное напряжение питания повышенной амплитуды (порядка 10^2 В), но с малой длительностью импульса (например, 100 мкс) и с достаточно большой скважностью, такой, чтобы нагрев при этом был приемлемым.

Когда источник питания удален от измерительного моста, падение напряжения в соединительных проводах меняется вместе с их сопротивлением, что приводит к такому же изменению напряжения на клеммах моста. В этих условиях необходимо использовать либо а) регулятор напряжения на клеммах мос-

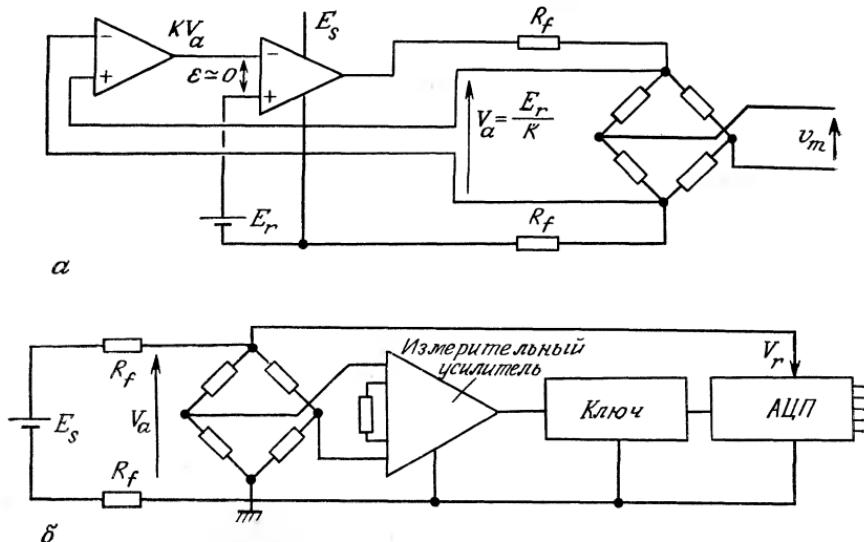


Рис. 8.21. Измерительный мост, удаленный от источника питания (документация фирмы Analog Devices).

а — регулятор напряжения питания моста; *б* — схема измерения отношений, показания которой независимы от напряжения питания.

та (рис. 8.21, *a*), либо *б*) схему измерения отношений, показания которой независимы от напряжения на клеммах моста; например, с использованием аналого-цифрового преобразователя, опорное напряжение которого равно или пропорционально напряжению питания моста (разд. 7.1.4) (рис. 8.21, *б*).

Снижение чувствительности, вызванное уменьшением K при повышении температуры (главным образом, у полупроводниковых датчиков), можно компенсировать соответственным увеличением напряжения на клеммах питаемой диагонали моста. С этой целью последовательно с источником питания помещают терморезистор, шунтированный стабильным сопротивлением; они выбираются так, чтобы при повышении температуры возрастание напряжения на выходе моста компенсировало — обычно в ограниченном интервале температур — снижение K (разд. 3.3.1) (рис. 8.22).

Пример построения измерительной системы (рис. 8.23). Кроме моста Уитстона, система содержит:

- питание с регулировкой напряжения на клеммах моста;
- формирователь измеряемого сигнала,ключающий в себя *а*) измерительный усилитель, обеспечивающий усиление измеряемого напряжения и подавление синфазных помех; *б*) буферный усилитель, обеспечивающий точную регулировку уси-

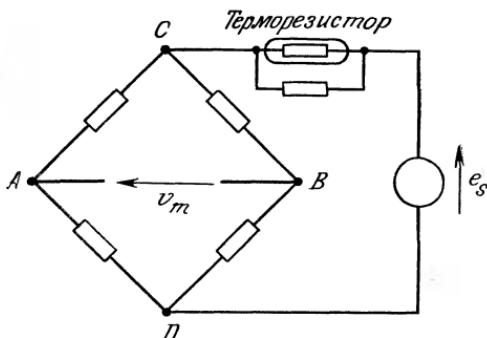


Рис. 8.22. Температурная стабилизация чувствительности.

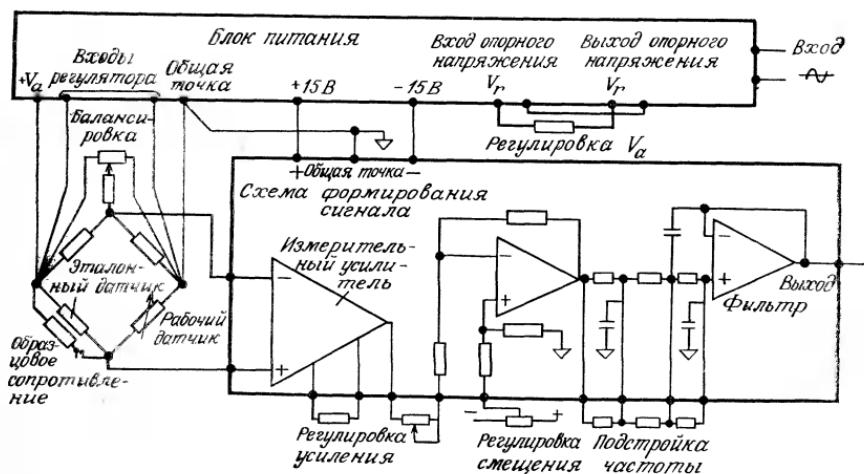


Рис. 8.23. Блок-схема измерительной системы.

лении или смещения выходного напряжения, и в) активный фильтр нижних частот типа Баттерворса, предназначенный для улучшения отношения сигнал/шум, в частности, подавлением помех на промышленных частотах.

8.10. Экстензометр с вибрирующей струной

Этот тип измерителя удлинений применяется, главным образом, для контроля в строительстве (плотины, мосты, туннели и т. п.); он использует в качестве чувствительного элемента стальную струну, натянутую между двумя зажимами, закрепленными в конструкции, деформации которой изучаются. Изменение механического натяжения струны приводит к измене-

нию частоты N ее колебаний, а измерение N позволяет определить деформации.

Важными достоинствами такого прибора являются прочность, что обеспечивает ему большой срок службы, и надежность функционирования при неблагоприятных окружающих условиях (влажность, радиоактивное облучение). Кроме того, поскольку измерительная информация определяется частотой сигнала, это создает устойчивость против помех, таких, как шумы, наводки, затухание в линиях передачи, и позволяет легко преобразовывать ее в цифровую форму.

Основная частота N механических колебаний струны, натянутой между двумя точками на расстоянии l и подверженной действию силы F , выражается формулой

$$N = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{F}{sd}},$$

где s — площадь поперечного сечения струны, d — ее плотность.

Под воздействием механического напряжения F/s струна испытывает удлинение Δl в соответствии с выражением

$$(\Delta l/l) = (1/Y) (F/s),$$

где Y — модуль Юнга материала струны. Частота N может быть выражена в функции деформации $\Delta l/l$:

$$N = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{Y}{d} \frac{\Delta l}{l}}, \text{ либо наоборот: } \frac{\Delta l}{l} = \frac{4l^2 d}{Y} N^2 = K N^2.$$

Струна натянута между двумя точками конструкции, деформацию которой мы хотим определить. Пусть Δl_0 — ее первоначальное удлинение, а N_0 — соответствующая частота:

$$\Delta l_0/l_0 = k N_0^2.$$

Деформация конструкции изменяет начальное натяжение струны, общее удлинение которой становится Δl_1 , а частота колебаний N_1 такой, что

$$\Delta l_1/l_1 = K N_1^2.$$

Удлинение струны, соответствующее деформации конструкции, равно

$$\Delta l = \Delta l_1 - \Delta l_0, \text{ или } \Delta l/l = K (N_1^2 - N_0^2).$$

Зная N_0 и измеряя N_1 , можно, таким образом, определить деформацию конструкции.

Стальная струна колеблется с частотой N перед сигнальной катушкой, вызывая периодические колебания магнитного со-

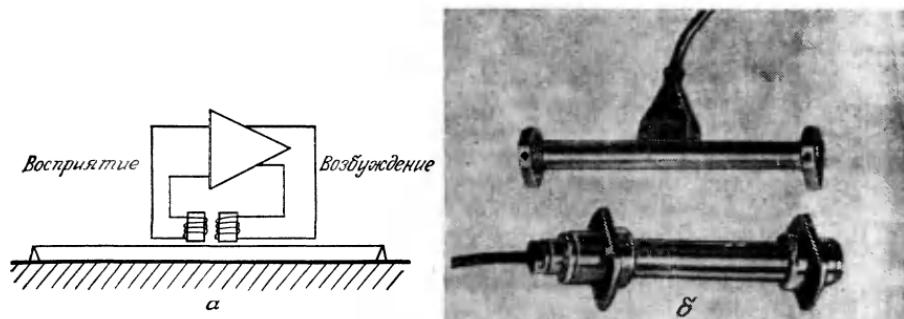


Рис. 8.24. Экстензометр с вибрирующей струной: устройство и внешний вид.

противления ее магнитного контура, что порождает электрический сигнал той же частоты N . Этот сигнал усиливается и передается на катушку возбуждения, которая поддерживает вибрацию (рис. 8.24). Частота N может измеряться с помощью частотометра. Примером описанного прибора может служить экстензометр F1 (производство фирмы «Телемак»), имеющий следующие характеристики: отношение деформация/частота $\Delta l_{\mu m}/l_m = 625 \cdot 10^{-5}$ ($N^2 - N_0^2$), максимальная частота ~ 1200 Гц, минимальная частота ~ 400 Гц, диапазон измерений 4000 мкм/м, разрешение 1 мкм/м, точность от 1 до 2% диапазона измерений, масса 1 кг.

8.11. Экстензометры для высоких температур

Приклеенные металлические датчики применимы при температурах до ~ 300 °С; выше этой температуры изоляция между датчиком и образцом деградирует из-за увеличения проводимости подложки и клея; кроме того, становится более значительной их текучесть.

Экстензометрические измерения при высоких температурах могут осуществляться либо припаиваемыми резисторными датчиками, либо емкостными датчиками.

8.11.1. Припаиваемые резисторные датчики

Чувствительным элементом экстензометра является провод из NiCr ($K \approx 2$) либо из PtW ($K \approx 4,5$), заключенный в стальной цилиндр, который припаивается к изучаемой конструкции. Защищенность провода и отсутствие клея позволяют использовать датчик в суровых условиях (при очень высоких или очень низких температурах, в коррозионной атмосфере и т. п.).

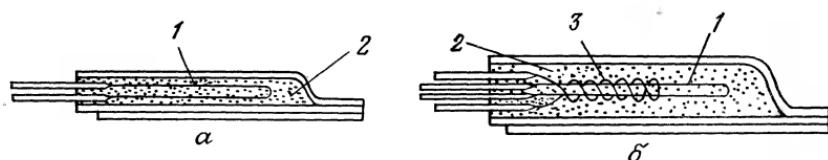


Рис. 8.25. Устройство припаиваемого резисторного датчика.

а — без эталонного датчика для включения в четверть моста; *б* — с эталонным датчиком для включения в полумост. 1 — рабочий проводник; 2 — порошок MgO; 3 — эталонный проводник.

Области применения				
	-269 °C	-18 °C	320 °C	650 °C
NiCr	Четверть моста		Статика и динамика	Динамика
	Полумост	Статика и динамика		Динамика
PtW	Полумост		Статика и динамика	

Провод удерживается в цилиндре плотным изолирующим порошком (MgO), который обеспечивает, с одной стороны, электроизоляцию, а с другой — передачу механических напряжений (рис. 8.25, *a*). Датчик термокомпенсирован; добавление эталонного датчика (рис. 8.25, *б*) позволяет дополнительно уменьшить нелинейность компенсации в широком спектре температур (рис. 8.25, *в*).

8.11.2. Емкостные экстензометры

Простой емкостный датчик. Эти датчики, применимые до $650^{\circ}C$, отличаются повышенной чувствительностью и высокой стабильностью характеристик. Датчик (рис. 8.26, *а*) содержит две металлические ленты, которые образуют две наложенные друг на друга дуги, спаянные на концах. На каждой дуге при помощи изолирующей стойки закреплена металлическая пластина; вместе эти две пластины образуют обкладки воздушного конденсатора.

Оба конца датчика припаяны к изучаемой металлической конструкции таким образом, что ее деформации, переданные датчику, вызывают изменение расстояния между обкладками, приводящее к изменению емкости (рис. 8.26, *б*). Разностное расширение минимизируется путем подбора для дуг такого металла, который имеет возможно более близкий к деформируемому образцу коэффициент теплового расширения.

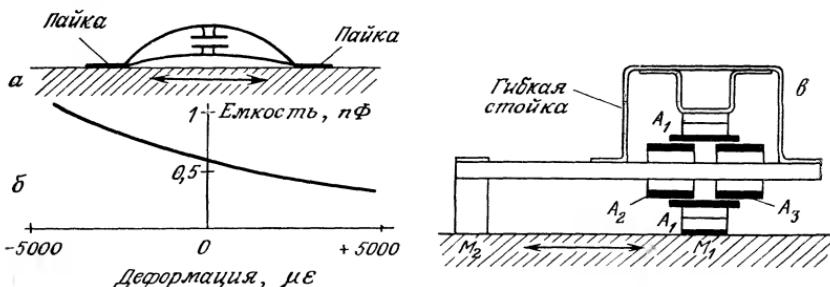


Рис. 8.26. Емкостный экстензометр.

а — принципиальная схема; *б* — зависимость емкости от деформации; *в* — устройство датчика.

Датчик С6 (фирма-изготовитель G.V. Planer Ltd) с коэффициентом расширения, подобранным для ферритной стали, имеет следующие характеристики: максимальная рабочая температура 750°C , длина датчика 10 мм, вес 0,2 г, диапазон измерений $16\,000\text{ мк}$ (микродеформация мк соответствует $\Delta l/l = 10^{-6}$), коэффициент преобразования датчика 100, емкость при нулевой деформации 0,6 пФ.

Дифференциальный емкостный экстензометр. Экстензометр состоит из дифференциального цилиндрического конденсатора (рис. 8.26, *в*), внешняя обкладка которого A_1 прикреплена к образцу около точки M_1 , а внутренние обкладки A_2 и A_3 прикреплены к образцу около точки M_2 и образуют с обкладкой A_1 емкости C_{21} и C_{31} .

Изменение на Δl расстояния l между точками закрепления M_1 и M_2 приводит к изменениям C_{21} и C_{31} , которые равны и противоположны по знаку $\Delta C_{21} = -\Delta C_{31}$ и пропорциональны Δl . Измерительный сигнал может быть выделен с помощью моста Саути, узкополосного усилителя и синхронного детектора, позволяющего определять знак Δl . Влияние теплового расширения образца компенсируется за счет того, что ось, поддерживающая обкладки A_2 и A_3 , изготавливается из того же материала, что и образец, деформация которого изучается.

Метрологические параметры емкостного экстензометра НТС 100 (производство Hitec Corp.) следующие: рабочая температура до 815°C , длина датчика 2,54 см, пределы измерений $\pm 20\,000\text{ мк}$ (одна микродеформация мк соответствует $\Delta l/l = 10^{-6}$), чувствительность $0,018\text{ пФ}/1000\text{ мк}$.

Библиография

Монографии

1. Avril J. et coll., Encyclopédie Vishay d'Analyse des contraintes, Vishay Micromesures, Malakoff France, 1974.

2. Holister G. S., Experimental stress analysis, Cambridge University Press, Cambridge, 1967.
3. Vaughan J., Strain measurements, Brüel and Kjaer, Copenhaque, 1975.

Периодические издания

4. Alterovitz S., Mapother D., Low temperature application of commercial strain gauges, *Rev. Sci. Instrum.*, 45, 1528 (1974).
5. Arlowe H., A new pulsed power strain gage system, *ISA Transactions*, 13, 269 (1974).
6. Bower D., Temperature dependence of gauge factor and magnetoresistance of some platinum-tungstene strain gauges, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 5, 845 (1972).
7. Dorsey J., Temperature compensation for semiconductor strain gages, *ISA Transactions*, 3, 20 (1964).
8. Higson G., Recent advances in strain gauges, *J. Sci. Instrum.*, 41, 405 (1964).
9. Kowalski H., Prospectus of a new method for determining cumulative fatigue damage: dual element fatigue-life gage, *ISA Transactions*, 11, 358 (1972).
10. Paquet M., Mesures capacitives de déformations de structures, *Mesures Régulat. Aut.*, 47, 35 (Jan. 1982).
11. Pollock N., A simple high performance device for measuring strain gauge transducer outputs, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 8, 1049 (1975).
12. Scott I., A review of strain gage calibration, *ISA Transactions*, 2, 365 (1963).
13. Smith C., Piezoresistance effect in germanium and silicon. *Phys. Rev.*, 94, 42 (1954).
14. Wells T., Canon R., Rolls G., Wilson E., Development of a high temperature fatigue sensor, *ISA Transactions*, 12, 180 (1973).

Литература основного списка, имеющаяся на русском языке

4. Приборы для научных исследований, № 12, с. 34 (1974).

9. ТАХОМЕТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

В промышленности измерение скорости сводится в большинстве случаев к измерению скоростей вращения кривых деталей и узлов, когда за ними приходится наблюдать в целях безопасности либо для создания условий их работы в желательном режиме. В случае прямолинейного движения измерение скорости часто также может быть сведено к измерению скорости вращения. Поэтому тахометрические датчики являются в своем большинстве датчиками угловой скорости.

Промышленные датчики, предназначенные специально для измерения скорости, базируются на законе Фарадея

$$e = -d\phi/dt,$$

из которого следует, что магнитный поток, пересекающий контур, описывается функцией вида

$$\phi(x) = \varphi_0 F(x),$$

где x — переменная линейного или углового положения. Поэтому всякое относительное перемещение между источником потока (индуктором) и контуром наводит в этом последнем э.д.с., амплитуда которой пропорциональна скорости перемещения, вследствие чего на выходе такого датчика формируется сигнал

$$e = -\varphi_0 (dF(x)/dx) (dx/dt).$$

Этот вид тахометрии называется электродинамическим.

Когда исследуемое движущееся тело осуществляет периодическое движение, например вращение, определение его скорости может быть заменено измерением частоты: так, датчик близости, расположенный рядом с объектом, расстояние до которого изменяется периодически, выдает сигнал, частота которого равна или кратна, в зависимости от конфигурации объекта, частоте движений. Так, для измерения угловой скорости вращающегося вала можно использовать насаженный на него диск, снабженный чередующимися прозрачными и непрозрачными частями, которые при вращении будут прерывать поток лучей, регистрируемый с помощью оптического детектора. Та-

ким образом будет формироваться последовательность электрических импульсов с частотой, пропорциональной скорости. Тахометры этого типа называют импульсными.

В случае очень медленного вращения, например, менее одного градуса в час, описанные выше методы становятся неприводными, и в этом случае измерение скорости может быть эффективно осуществлено с помощью лазерного гиromетра.

Принцип его действия основан на существовании разности хода двух волн, излучаемых одним лазером и распространяющихся в противоположных направлениях в одной и той же вращающейся среде. Эта разность хода, пропорциональная угловой скорости, выявляется с помощью интерферометра.

Отношения, которые связывают скорость и положение, с одной стороны, и скорость и ускорение, с другой, позволяют определять скорость путем обработки сигналов датчиков каждой из этих двух величин.

Производная по времени сигнала аналогового датчика положения определяет величину скорости. Однако этот метод связан с появлением помех (например, из-за дискретности проволочного потенциометра) и увеличением высокочастотного шума (шум $e_b = E_b \sin \omega_b t$ при дифференцировании дает $e'_b = -\omega_b E_b' \cos \omega_b t$).

Интегрирование сигнала датчика ускорения представляет другой метод определения скорости; используемый в навигации, он требует сложного оборудования (инерциальная платформа).

9.1. Электромагнитные тахометры угловой скорости

9.1.1. Тахометрический генератор постоянного тока

Устройство. Принцип действия. Элементами устройства генератора являются (рис. 9.1):

а) статор (индуктор), представляющий собой ферромагнитный каркас, который несет 2 (или в общем случае $2p$) полюса, направляющих поле магнитной индукции, образуемое током через катушки (электромагниты) или постоянными магнитами;

б) ротор (якорь), который представляет собой многослойный цилиндр из листового железа, вращающийся между полюсами статора, причем его ось совпадает с осью статора; на его периферии параллельно оси расположены в углублениях (пазах) $n=2k$ медных проводников; эти проводники, называемые активными, соединены попарно своими концами с другими, которые расположены строго вдоль диаметра ротора и называются пассивными;

в) коллектор — цилиндр с той же осью, что и у ротора, но значительно меньшего диаметра, несущий изолированные меж-

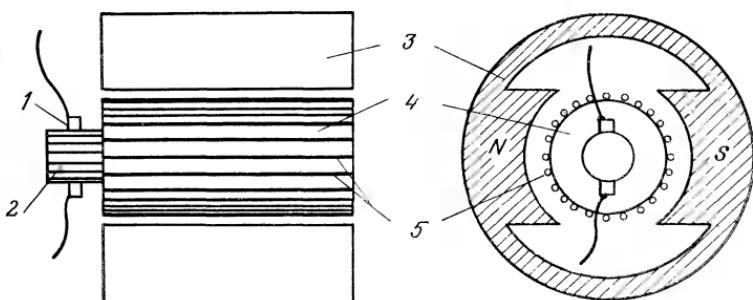


Рис. 9.1. Принципиальная схема генератора постоянного тока.
1 — щетка; 2 — коллектор; 3 — статор; 4 — ротор; 5 — проводники.

ду собой медные пластинки, каждая из которых связана с активным проводником;

г) две щетки, связанные с клеммами генератора и прижимаемые к коллектору, которые закрепляются на двух диаметрально противоположных пластинках; щетки расположены вдоль средней линии перпендикулярно направлению индукции, так, чтобы снимать максимальную э. д. с.

Расчет э. д. с., наводимой в активных проводниках. В j -м проводнике ($0 \leq j \leq 2k-1$) вследствие вращения возникает э. д. с., величина которой определяется выражением

$$e_j = -d\phi_j/dt,$$

где $d\phi_j$ — магнитный поток, пересекаемый проводником за интервал времени dt ,

$$d\phi_j = ds_c B_j = ds_c B_{jN},$$

ds_c — приращение площади поверхности, описываемой движущимся проводником, за время dt , и B_{jN} — составляющая \mathbf{B} , нормальная к ds_c .

Приращение площади описываемой поверхности определяется выражением

$$ds_c = lv dt.$$

Здесь l — длина активного проводника, а v — его линейная скорость, равная $v = \omega r$, где ω — угловая скорость ротора, r — его радиус. Окончательно получаем

$$e_j = -\omega r l B_{jN}.$$

В диаметрально противоположном активном проводнике вследствие симметрии имеем

$$e'_j = \omega r l B_{jN}.$$

Расчет э. д. с. совокупности проводников, расположенных по одни сторону от нейтральной линии. В совокупности k проводников справа от нейтральной линии наводится суммарная э. д. с. E_d :

$$E_d = - \sum_{j=0}^{l=k-1} \omega r l B_{jN} = - \frac{\omega}{2\pi} n \sum_{j=0}^{l=k-1} s B_{jN},$$

где $s = 2\pi r l / n$ — площадь поверхности между двумя соседними проводниками, и $\sum_{j=0}^{l=k-1} s B_{jN} = \Phi_0$ — поток, исходящий из полюса индуктора.

Для этих условий можно написать

$$E_d = - \frac{\omega}{2\pi} n \Phi_0 = - N n \Phi_0,$$

где N — частота вращения ротора (число оборотов в секунду); таким же образом в совокупности проводников слева от нейтральной линии наводится э. д. с. E_g :

$$E_g = \frac{\omega}{2\pi} n \Phi_0 = N n \Phi_0.$$

Идея намотки состоит в соединении между собой $2k$ проводников так, чтобы образовать два одинаковых комплекта по k последовательно соединенных проводников, в каждом из которых возникает э. д. с. E , такая, что

$$E = \frac{\omega}{2\pi} n \Phi_0 = N n \Phi_0.$$

Эта э. д. с. поступает во внешнюю цепь через две щетки, расположенные на коллекторе вдоль нейтральной линии диаметрально противоположно друг другу.

В более общем случае, когда генератор имеет $2p$ полюсов индукторов (каждый с потоком Φ_0), n проводников ротора, соединенных параллельно по $2a$ ветвям обмотки, индуцируемая э. д. с. имеет величину

$$E = \frac{\omega}{2\pi} \frac{p}{a} n \Phi_0.$$

Именно на этой пропорциональности э. д. с. E и угловой скорости ω основано использование генераторов постоянного тока в тахометрии, и одно из их преимуществ по сравнению с другими тахометрическими датчиками состоит в том, что получаемый сигнал изменяет знак одновременно с изменением направления вращения.

Реакция якоря. Если якорь связан с внешним контуром, то э.д.с. вызывает в нем ток I , проходящий через активные проводники по разные стороны от нейтральной линии в противоположных направлениях.

Сопоставляя попарно проводники, симметричные относительно нейтральной линии, устанавливаем, что они создают индукцию, перпендикулярную линии полюсов и пропорциональную I ; эта поперечная индукция называется реакцией якоря.

Реакция якоря вызывает искривление силовых линий поля и приводит к смещению нейтральной линии в направлении движения. Поскольку э.д.с. снимается с неподвижных щеток, установленных на первоначально нейтральной линии ($I=0$), ее величина ускоренно убывает с ростом тока I .

Эксплуатационные параметры. На холостом ходу ($I=0$) э.д.с. генератора определяется общим выражением

$$E = \omega k_e = \omega k_m \Phi_0,$$

где Φ_0 — поток, вызванный индукцией, k_e и k_m — постоянные параметры генератора.

Когда генератор соединен с нагрузкой R , он отдает ток I , который вызывает внутреннее падение напряжения $R_i I$, где R_i — сопротивление якоря, и реакцию якоря, которая уменьшает э.д.с. генератора тем больше, чем больше величина тока. Обозначая k_r величину, характеризующую реакцию якоря, можно написать

$$E = \omega k_m (\Phi_0 - k_r I) = \omega k_m \Phi_0 (1 - k_r I / \Phi_0),$$

или

$$E = \omega k_e (1 - \alpha_r I)_r, \text{ где } \alpha_r = k_r / \Phi_0.$$

Падение напряжения на щетках описывается выражением

$$v_b = e_b + R_b I,$$

где e_b и R_b зависят от материалов контактов щетка — коллектор.

Для совокупности генератора с нагрузкой получаем соотношение

$$E = (R_i + R + R_b) I + e_b,$$

или

$$\omega k_e (1 - \alpha_r I) = (R_i + R + R_b) I + e_b,$$

откуда следуют выражения для тока в нагрузке

$$I = \frac{\omega k_e - e_b}{R_i + R + R_b + \alpha_r \omega k_e}$$

и для напряжения на клеммах нагрузки

$$U = \frac{\omega k_e - e_b}{1 + (R_i + R_b + \alpha_r \omega k_e)/R}.$$

Из полученного для U выражения можно заключить, что:

— генератор имеет «мертвую зону», а напряжение возникает только при скоростях выше e_b/k_e ; щетки должны быть установлены таким образом, чтобы минимизировать контактную разность потенциалов e_b ;

— напряжение U не является строго линейной функцией от ω вследствие реакции якоря; при тахометрическом использовании в режиме генератора нелинейность может быть уменьшена путем: а) минимизации тока I за счет использования повышенного сопротивления нагрузки; б) ограничения скорости вращения; в) использования таких типов обмотки ротора, которые дают малую реакцию якоря.

Напряжение, получаемое в режиме генератора, обычно характеризуют величиной э. д. с. при скорости вращения 1000 об/мин и обозначают через K_E .

Линейность характеристики тахометра оценивают с использованием максимальной разницы при 3600 об/мин между напряжением, измеренным на холостом ходу U_M , и напряжением U_C , вычисленным в предположении линейности генератора, т. е. $U_C = 3,6 K_E$. Полагают, следовательно, что

$$L = 100 \frac{U_M - U_C}{U_C} \%$$

Реакция якоря зависит от направления вращения, поскольку она приводит к смещению нейтральной линии в направлении вращения; для равных, но противоположно направленных скоростей вращения потоки, действующие на ротор, не одинаковы и, таким образом, соответствующие э. д. с. не точно симметричны.

Пусть K_E и K'_E — э. д. с. холостого хода при 1000 об/мин для каждого направления вращения; асимметрия кривой $U=f(\omega)$ при этом характеризуется двусторонним допуском

$$100 \frac{K_E - K'_E}{K_E} \%$$

Напряжение U , вырабатываемое генератором, не является строго постоянным; оно содержит переменные составляющие, обусловленные а) возможным эксцентризитетом ротора и неоднородностью его магнитных свойств, что приводит к пульсациям с частотой $\omega/2\pi$; б) явлениями, связанными с коммутацией пластин коллектора и вызывающими биение частоты $n_C\omega/2\pi$, где n_C — число пластин. Такие пульсации можно в принципе

ослабить с помощью фильтров LC или RC , хотя на малых скоростях вращения может возникнуть проблема с составляющей ω .

Степень модуляции напряжения на выходе генератора вследствие биения характеризуется величиной B для данной скорости вращения:

$$B = 100 \frac{\Delta U}{U} \%,$$

где ΔU — размах колебаний напряжения U .

Типы конструкций. Чтобы избежать использования дополнительного источника питания обмотки возбуждения, индуктор выполняют на постоянных магнитах. Укажем обычно используемые материалы и порядок величин их остаточной индукции B_r и коэрцитивного поля H_c .

Твердые ферриты из смеси металлических оксидов: $B_r = 0,2 \div 0,4$ Тл; $H_c = 100 \div 250$ кА/м;

альнико (сплав железо — никель — кобальт — алюминий — медь): $B_r = 0,8 \div 1,3$ Тл; $H_c = 50 \div 80$ кА/м;

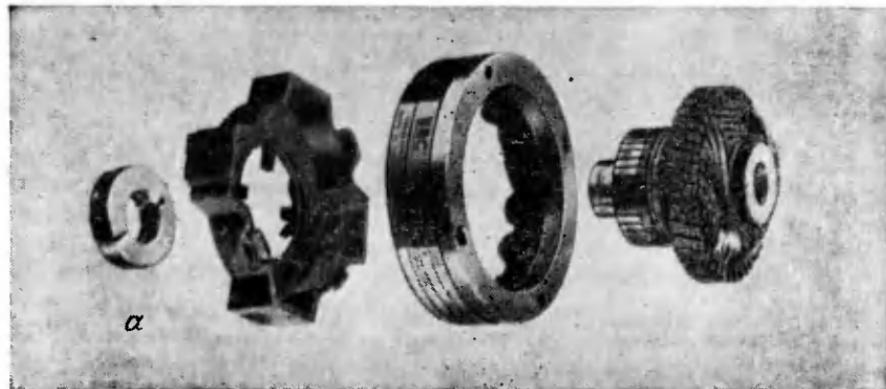
тиконал (сплав типа альнико с добавкой титана): $B_r = 0,7 \div 0,8$ Тл; $H_c = 120 \div 160$ кА/м;

кобальт — самарий (редкоземельный элемент): $B_r = 0,8 \div 1,0$ Тл; $H_c = 600 \div 700$ кА/м.

В противоположность альнико и тиконалу магниты из ферритов или редкоземельных металлов не размагничиваются при демонтаже; зато альнико и тиконал мало чувствительны к температурам. Классификация в порядке возрастания цены следующая: феррит, альнико, тиконал, редкие земли.

Роторы бывают трех видов — катушечные, колоколообразные, дискоидальные.

Генератор с катушечным ротором (рис. 9.2, *a*) позволяет вырабатывать относительно большое напряжение в несколько де-



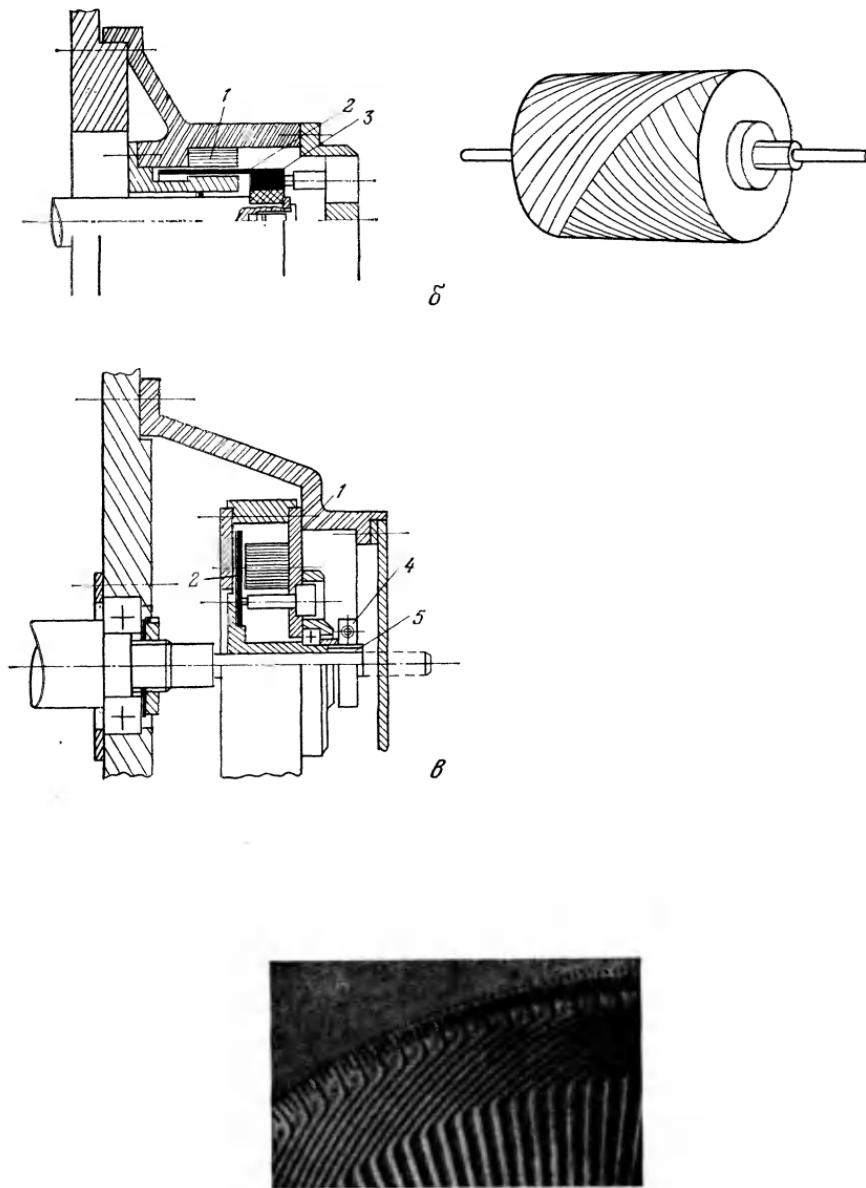


Рис. 9.2. Различные типы тахометрических генераторов постоянного тока (документация фирмы С.Е.М.).

α — с катушечным ротором; **β** — с колоколообразным ротором (пример выполнения обмотки на фирме Minimotor S. A.); **γ** — с дискоидальным ротором (деталь конструкции якоря фирмы С. Е. М.). **1** — магнит; **2** — якорь; **3** — коллектор; **4** — фиксирующее кольцо; **5** — разрезная ступица.

Таблица 9.1. Характеристики различных типов тахометрических генераторов постоянного тока (данные фирмы С.Е.М.)

Характеристики	Катушечный ротор	Колоколообразный ротор	Дискоидальный ротор
Э.д.с. холостого хода при 1000 об/мин, $K_E(V)$	10÷60	3	3 или 6
Двусторонний допуск K_E , %	$\pm 0,5$	$\pm 1,5$	$\pm 1,5$
Линейность, приведенная к 3600 об/мин, L_{3600} , %	0,15	0,1	0,05
Индуктивное сопротивление при 25 °C, Ом	10÷350	36	1
Индуктивность якоря, мГн	8÷290	1,6	0,1
Момент инерции ротора, г·см ²	1400÷1500	5,3	350÷1500
Максимальная скорость, об/мин	5000	6000	4000
Масса, г	1500	700	1000÷1500

сятков вольт. Однако реакция якоря может искажать линейность, а значительная индуктивность обмотки L ухудшает электрическое быстродействие, определяемое постоянной времени L/R ; значительной является и механическая инерция.

Колоколообразный ротор образуется проволочной обмоткой на пустотельном немагнитном цилиндре, вращающемся вокруг фиксированного сердечника (рис. 9.2, б). Такой тип конструкции обеспечивает значительное снижение реакции ротора, индуктивности L и механической инерции.

Дискоидальный ротор (рис. 9.2, в) представляет собой изолированный диск, на котором закреплены пластинчатые проводники; этот тип конструкции характеризуется, в частности, очень малой величиной индуктивного сопротивления, хорошей защищенностью от посторонних воздействий и допускает относительно большие токи без искажения линейности.

Для сравнения в табл. 9.1 приводятся примеры трех типов конструкций генераторов и их характеристики.

9.1.2. Тахометрические генераторы на переменном токе

Такой тип генераторов интересен отсутствием коллектора и щеток, что способствует заметному увеличению срока службы, а также отсутствию флюктуаций падения напряжения на щетках и подавлению паразитных сигналов при коммутациях. Однако схемы включения таких генераторов обычно более сложны, так как измерение амплитуды требует выпрямления и фильтрации выходного напряжения.

Синхронный генератор. Речь идет о небольшом генераторе переменного тока. Ротор, связанный с осью, скорость которой

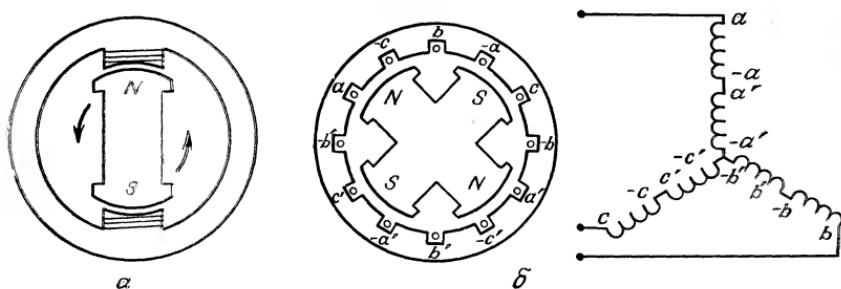


Рис. 9.3. Синхронный генератор.

а — однофазный двухполюсный; *б* — трехфазный с 4 полюсами и соединением обмоток в звезду.

измеряется, представляет собой магнит или совокупность магнитов (рис. 9.3). Статор несет якорную обмотку (одно- или многофазную), в которой возникает синусоидальная э.д.с.; ее амплитуда и частота пропорциональны скорости вращения ротора ω , т. е.

$$e = E \sin \Omega t,$$

где $E = k_1 \omega$, $\Omega = k_2 \omega$, k_1 , k_2 — константы генератора. Таким образом, величина ω может быть определена по амплитуде э.д.с. или по ее частоте.

Примерами таких тахометров могут служить генераторы с магнето (фирма-изготовитель Chauvin — Arpault), имеющие однофазный статор и ротор в виде постоянного магнита с тремя парами полюсов. Тахометр типа 64 имеет максимальную скорость 3000 об/мин, напряжение $24 \text{ В} \pm 1\%$ и частоту 50 Гц при 1000 об/мин. У тахометра типа 64GV максимальная скорость составляет 6000 об/мин, напряжение $24 \text{ В} \pm 1\%$, частота 200 Гц при 4000 об/мин.

Определение скорости по величине э.д.с. Импеданс якоря определяется выражением $Z_i = R_i + jL_i\Omega$, где R_i и L_i — соответственно его сопротивление и индуктивность.

Напряжение на клеммах ротора, нагруженного сопротивлением R , по абсолютной величине равно

$$U = \frac{RE}{\sqrt{(R + R_i)^2 + (L_i\Omega)^2}} = \frac{Rk_i\omega}{\sqrt{(R + R_i)^2 + (k_2 L_i \omega)^2}}.$$

Как видно, напряжение U в общем случае не является линейной функцией ω . Использование генератора в тахометрии требует, чтобы сопротивление нагрузки R оставалось много больше импеданса обмотки даже при максимальных скоростях ω ; при этом U практически равно E .

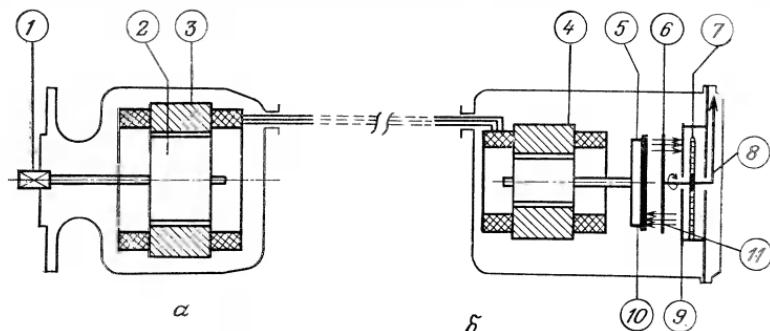


Рис. 9.4. Тахометр с синхронной электрической передачей (документация фирмы Jaeger).

α — задающий генератор переменного тока; *б* — индикатор. 1 — квадрат; 2 — постоянный магнит; 3 — статор; 4 — двигатель; 5 — измерительный магнит; 6 — измерительный диск; 7 — регулируемая спиральная пружина; 8 — игла; 9 — экранирующая пластина; 10 — узел термокомпенсации; 11 — магнитное поле.

Выходное напряжение выпрямляется и фильтруется для получения постоянного пропорционального напряжения; оно не зависит от направления вращения. Эффективность фильтра падает с уменьшением частоты, поэтому степень биения напряжения возрастает при малых скоростях вращения, определяя нижний предел применимости. Кроме того, наличие фильтра вносит постоянную времени, которая снижает быстродействие.

Определение скорости по частоте сигнала. Частотное измерение представляет интерес, когда создаваемый синхронным генератором сигнал необходимо передать на расстояние; в этом случае потери в линии не влияют на измерение.

В качестве примера опишем тахометр с электрической передачей, выпускаемый фирмой Jaeger (рис. 9.4). Его задающий генератор — трехфазный, причем каждая обмотка его ротора соединена с одной из обмоток синхронного мотора. Поэтому в моторе возникает поле, которое вращается с той же скоростью, что ротор генератора, и увлекает синхронно ротор мотора, представляющий собой магнит. Ротор мотора связан со вторым магнитом (измерительным), который вращается перед металлическим диском; в последнем возникают токи Фуко, пропорциональные скорости вращения измерительного магнита, и врашающий момент C_m , пропорциональный скорости. Этот врашающий момент, согласно закону Ленца, стремится повернуть диск в сторону движения измерительного магнита; он уравновешивается противоположной парой сил спиральной пружины, так что отклонение α диска пропорционально скорости вращения.

Тахометрический асинхронный генератор. Его конструкция подобна конструкции двухфазного асинхронного мотора

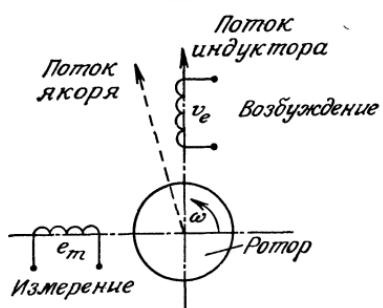


Рис. 9.5. Принцип действия асинхронного тахометрического генератора.

тахометрический сигнал e_m , амплитуда которого пропорциональна ω :

$$e_m = E_m \cos(\omega_e t + \varphi) = k\omega V_e \cos(\omega_e t + \varphi),$$

где k — постоянная данного прибора.

Разность фаз φ меняется на несколько градусов во всем диапазоне изменения скоростей генератора, но испытывает скачок на π при смене направления вращения. При нулевой скорости на клеммах измерительной обмотки возникает небольшое остаточное напряжение; оно вызвано несовершенством конструкции — асимметрией ротора, неоднородностью магнитного контура, неточной установкой обмоток по углу.

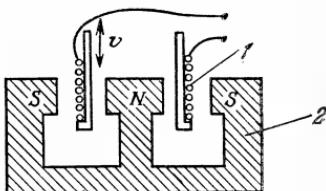
Порядок величин метрологических параметров прибора следующий: диапазон измерений от 10 об/мин до $2 \cdot 10^4$ об/мин; измеряемое напряжение при 1000 об/мин — от 1 до 10 В; отклонение от линейности — от 0,1% до 0,2% диапазона измерений; остаточное напряжение — от 10 до 100 мВ; момент инерции ротора — несколько г·см². За исключением очень малого момента инерции, характеристики генераторов этого типа не слишком примечательны; кроме того, их использование требует очень стабильного возбуждающего источника. Однако такие генераторы представляют интерес, поскольку легко могут быть включены в регулирующие или командные комплексы, в которых информация передается амплитудой синусоидальных токов фиксированной частоты, содержащие, к примеру, такие приборы, как двухфазный мотор с управляющей обмоткой, синхродетектор, резольвер, индуктивный потенциометр.

(рис. 9.5). Ротор состоит из тонкого немагнитного цилиндра, который вращается со скоростью ω , являющейся объектом измерения; его масса и инерция очень малы. Статор из магнитного листового железа несет две расположенные квадупольно обмотки: а) возбуждающую обмотку, к которой приложено напряжение v_e с амплитудой V_e и стабильной частотой ω_e ; б) измерительную обмотку, в которой наводится э. д. с. Последняя формирует

9.2. Электромагнитные тахометры линейной скорости

Когда перемещение изучаемой детали значительно (свыше метра), ее линейную скорость можно определить путем изме-

Рис. 9.6. Принцип действия датчика с подвижной катушкой.
1 — катушка; 2 — постоянный магнит.



рения угловой скорости, например, с помощью ролика либо иной вращающейся детали, являющейся частью того же устройства, скорость вращения которой пропорциональна линейной скорости перемещения; так, скорость стального листа на выходе прокатного стана определяется скоростью вращения валков.

В случае малых перемещений датчик скорости изготавливается из магнита и катушки. Поскольку один из этих элементов фиксирован, а другой связан с движущейся деталью, их относительное перемещение наводит в катушке э. д. с., пропорциональную скорости. Когда подвижна катушка, она перемещается в радиальном поле индукции торOIDального магнита (рис. 9.6); возникающая в ней э. д. с. описывается выражением

$$e = 2\pi r n B v = l B v,$$

где r и n — соответственно радиус витков и их число, $l = 2\pi r n$ — длина проволоки катушки, B — величина индукции, v — скорость перемещения.

Максимальное перемещение для таких конструкций составляет несколько миллиметров, чувствительность — порядка одного вольта на метр и секунду, а отклонение от линейности — около $\pm 10\%$.

Для перемещений более значительных (достигающих 0,5 м) используют магнит, укрепленный на движущейся детали, который перемещается вдоль оси тандема из двух катушек (рис. 9.7, а).

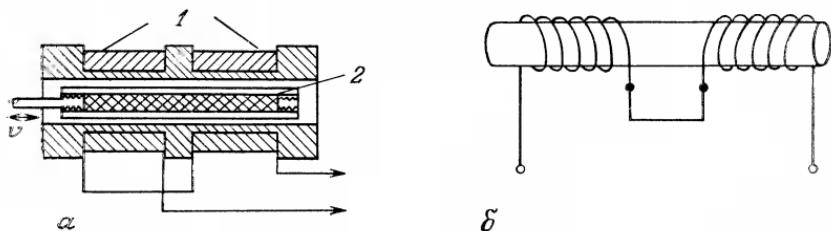


Рис. 9.7. Датчик скорости с подвижным магнитом (документация фирмы Schaeitz).
а — конструкция; б — соединение измерительных катушек.

Э. д. с., наведенная в катушке перемещением магнита, пропорциональна его скорости; э. д. с. катушек имеют противоположный знак, поскольку в них перемещаются противоположные полюса; поэтому обе катушки соединены последовательно и встречно по знаку (рис. 9.7, б), так что в этом случае получается ненулевая суммарная э. д. с.

Примером такого измерительного прибора может служить датчик линейной скорости 7L20VT.Z (фирма-изготовитель Schaeivitz), имеющий максимальный ход 500 мм, чувствительность 4,8 мВ/мм/с и линейность $\pm 1\%$ от выходного напряжения.

9.3. Импульсные тахометры угловой скорости

Часто приходится измерять скорость вращения диска на валу. Поверхность такого диска состоит из p равных секторов, каждый из которых имеет характерную отметку (отверстие, щель, зуб). В качестве образца можно использовать любое вращающееся тело с периодической структурой: шестерню, ось с выемками, колесо с лопatkами и т. д.

Соответствующий (например, оптический) датчик, помещенный напротив образца, обнаруживает прохождение отметок и каждый раз выдает импульсный сигнал. Частота импульсов датчика имеет величину f :

$$f = pN \text{ Гц},$$

где N — число оборотов образца в секунду, p — число регулярных меток, на него нанесенных.

Выбор подходящего датчика связан с природой вращающегося тела и нанесенных на него меток; в зависимости от обстоятельств используют или один из различных датчиков близости (разд. 7.6), или оптический датчик. Датчик изменяющегося магнитного сопротивления должен быть размещен вблизи вращающегося ферромагнитного тела, метки на котором представляют собой резкие изменения его магнитных свойств. Датчик на токах Фуко и индуктивный датчик чувствительны к изменениям расстояния до проводящего тела вращения. Для датчиков, основанных на использовании эффекта Холла или магнитного сопротивления, требуется, чтобы на вращающемся теле находились в движении один или несколько магнитов и обеспечивалось периодическое экранирование датчика от магнитного поля. Оптический датчик и источник света позволяют регистрировать последовательность меток, образуемых разрывами оптических свойств вследствие наличия отверстий, щелей, отражающих поверхностей.

Достоинства импульсной тахометрии обусловлены, с одной стороны, ее простотой, надежностью, совместимостью с агрессивной средой (например, измерения при ядерном облучении) и, с другой стороны, тем фактом, что носителем информации является частота, что обеспечивает определенную защищенность от различного рода помех (шумов, паразитных сигналов, ослабления в линиях связи) и упрощает преобразование в цифровую форму.

Устройством формирования сигнала служит либо цифровой частотомер, либо преобразователь частота — напряжение; последний состоит из а) каскада согласования импедансов и формирования сигналов, например триггера Шмитта; б) одностабильной схемы, которая каждый импульс, поступивший с выхода предыдущей ступени, преобразует в импульс постоянной амплитуды и постоянной длительности T_0 (очевидно, величина T_0 должна быть меньше минимального периода повторений); в) низкочастотного фильтра, выходное напряжение которого дает постоянную составляющую сигнала, равную среднему значению напряжения импульсов, сформированных одностабильной схемой, и пропорциональную fT_0 . Снижение граничной частоты фильтра уменьшает пульсации на выходе, но увеличивает постоянную времени и, следовательно, время измерения.

9.3.1. Датчики с переменным магнитным сопротивлением

Измерительная катушка снабжается магнитным сердечником, на который воздействует поток индукции постоянного магнита; катушка помещена перед диском (полюсное колесо) или перед вращающимся ферромагнитным телом. Последовательность скачков магнитных свойств (зубья, щели, отверстия) диска или вращающегося тела вызывает периодическое изменение магнитного сопротивления в магнитной цепи катушки, которое наводит в ней э. д. с. с частотой, пропорциональной скорости вращения (рис. 9.8).

Амплитуда этой э. д. с. зависит:

а) от расстояния между катушкой и вращающимся телом; она быстро падает с увеличением этого расстояния (которое обычно не может превышать нескольких миллиметров);

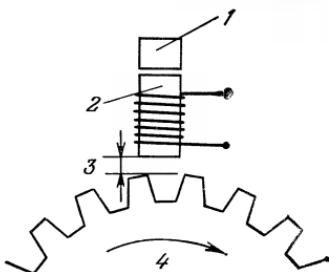


Рис. 9.8. Принцип действия тахометра с изменяемым магнитным сопротивлением.

1 — постоянный магнит; 2 — полюс; 3 — зазор; 4 — шестерня.

б) от скорости вращения (в принципе амплитуда э. д. с. пропорциональна этой скорости); при малых скоростях амплитуда может быть недостаточной для обнаружения, вследствие чего появляется «мертвая зона», в которой невозможны никакие измерения. Эта зона тем протяженнее, чем больше расстояние между катушкой и вращающимся телом. Увеличение потерь с повышением скорости ведет к ограничению амплитуды.

Диапазон измерений зависит от числа p скачкообразных изменений магнитных свойств вращающегося тела, например, от числа зубьев колеса.

Минимальная измеряемая скорость тем меньше, чем больше p , тогда как максимальная измеряемая скорость тем выше, чем меньше p . Типичные диапазоны измерений составляют от 50 до 500 об/мин для колеса с 60 зубьями и от 500 до 10 000 об/мин для колеса с 15 зубьями.

Датчик рассматриваемого типа позволяет определять скорость диска, вращающегося внутри кожуха, при условии, что стенка кожуха немагнитная и расстояние между катушкой и диском остается небольшим.

9.3.2. Датчики на токах Фуко

Этот тип датчиков применим, когда вращающееся тело металлическое, но не ферромагнитное. Катушка, представляющая собой чувствительный элемент, образует индуктивность резонансного контура синусоидального генератора. При приближении металлического проводника изменяются характеристики L и R катушки (разд. 7.6.2), вследствие чего генерация прекращается. При прохождении каждого зуба вращающейся шестерни перед катушкой происходит прерывание колебаний, что обнаруживается, например, по изменению тока питания генератора. Частота соответствующего сигнала пропорциональна скорости вращения, а его амплитуда не зависит от последней, поскольку определяется в данном случае не законом Фарадея. Отсюда следует, что этот тип датчика не имеет «мертвой зоны» и поэтому применим к измерению очень малых скоростей.

9.3.3. Оптический тахометр

В наиболее простой форме он состоит из источника света и оптического приемника — фотодиода или фототранзистора.

Вращающееся тело либо снабжают отражающими метками, расположенными регулярно по окружности, на которые направляется световой пучок, либо соединяют с диском, имеющим по-переменно прозрачные и непрозрачные сектора, который располагают между источником и приемником света (рис. 9.9).

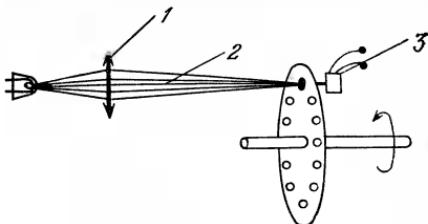


Рис. 9.9. Принцип действия оптического тахометра.

1 — линза; 2 — световой пучок; 3 — оптический приемник.

Получая модулированный скачкообразными изменениями отражения или пропускания поток, фотоприемник выдает электрический сигнал с частотой, пропорциональной скорости вращения, и с амплитудой, не зависящей от этой скорости.

Диапазон измеряемых скоростей зависит, с одной стороны, от числа скачков оптических свойств (рэски, щели, прозрачные сектора, нанесенные на диск или на вращающееся тело), а с другой — от полосы пропускания приемника и связанных с ним электрических схем.

Для измерений малых скоростей, например 0,1 об/мин, используются диски с большим числом щелей (от 500 до нескольких тысяч); в измерениях больших скоростей, например $10^5 \div 10^6$ об/мин в случае ультракентрифуг, диск имеет только одну щель, и максимальная измеряемая скорость определяется верхней граничной частотой электрической цепи.

Применение диска с двумя дорожками, сдвинутыми на четверть периода по пространству (оптический генератор приращений, разд. 7.4.2), позволяет определять направление вращения.

9.4. Гирометры

Гирометры — это приборы, устанавливаемые на движущихся объектах для определения их угловой скорости.

В зависимости от природы используемого физического явления различают: а) механические гирометры, основанные на свойствах гироскопа; б) оптические гирометры на лазерах или волоконной оптике, использующие свойства распространения волн.

9.4.1. Гирокопический измеритель скорости

Гироскоп состоит из ротора, смонтированного в кардановом подвесе, который, будучи раскрученным мотором до большой скорости ($\sim 10^4$ об/мин), вращается вокруг оси $Y'Y$ (рис. 9.10).

Измеряемая скорость вращения ω должна быть направлена по оси $Z'Z$, перпендикулярной оси $Y'Y$; из-за этой скорости по-

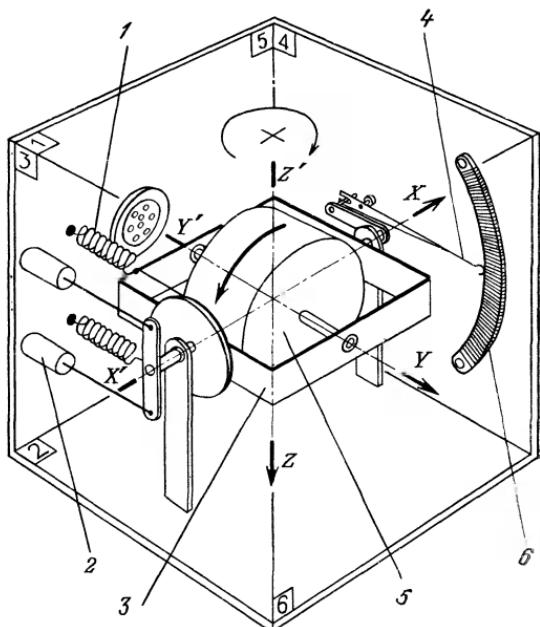


Рис. 9.10. Конструкция гироскопа (документация фирмы SFIM).

1 — пружина; 2 — амортизатор; 3 — карданов подвес; 4 — курсор; 5 — ротор; 6 — потенциометр.

является гироскопический момент сил C_g , пропорциональный ω и направленный по $X'X$ перпендикулярно осям $Y'Y$ и $Z'Z$; он стремится повернуть подвес гироскопа. Момент C_g уравновешивается моментом упругих сил C_r , создаваемым двумя пружинами; он пропорционален углу α поворота подвеса.

В условиях равновесия имеем

$$C_r = C_g,$$

где $C_r = k\alpha$, k — коэффициент упругости пружины, $C_g = \omega H$, H — кинетический момент инерции ротора. Отсюда получаем

$$\alpha = \omega H/k.$$

Угол α поворота подвеса гироскопа пропорционален измеряемой скорости ω ; с помощью потенциометра угол α преобразуется в пропорциональный ему электрический сигнал.

Порядок величин метрологических характеристик типового гироскопического измерителя скорости (докум. SFIM) следующий: диапазон измерений (Д.И.) от $\pm 7^{\circ}/\text{с}$ до $\pm 360^{\circ}/\text{с}$; чувствительность средняя от $57 \text{ Ом}^{\circ}/\text{с}$ до $1,11 \text{ Ом}^{\circ}/\text{с}$; отклонение от

линейности $<\pm 1,5\%$ от Д.И.; порог чувствительности $<\pm 1$ от Д.И.; ошибка гистерезиса 0,5% от Д.И.; собственная резонансная частота заключена между 6 и 25 Гц.

9.4.2. Оптические гиromетры

Принцип действия. Когда световая волна распространяется в движущейся среде, преодолеваемое ею расстояние зависит от того, происходит распространение в направлении движения или в противоположном ему.

Пусть, например, между двумя зеркалами M_1 и M_2 , расположенными на расстоянии L друг от друга, распространяется световая волна.

Если зеркала расположены неподвижно в неподвижной среде, то преодолеваемое волной расстояние от M_1 до M_2 , т. е. d_{12} , равно пути волны от M_2 до M_1 , т. е. d_{21} :

$$d_{12} = d_{21} = L.$$

Когда оба зеркала перемещаются как целое со скоростью V , направленной, например, от M_1 к M_2 , то

а) путь d_{12} увеличивается, потому что M_2 удаляется от фронта волны,

$$d_{12} = L(1 + V/c),$$

где $V \ll c$, c — скорость света;

б) путь d_{21} уменьшается, так как M_2 приближается к фронту волны,

$$d_{21} = L(1 - V/c).$$

Разность этих путей пропорциональна скорости V :

$$d_{12} - d_{21} = 2L(V/c).$$

Конструкция. Во вращающейся среде (рис. 9.11, а), образующей кольцевой резонатор лазера (разд. 5.4.3), две волны, распространяющиеся в противоположных направлениях, создают эффект разности их хода, проявляющийся в двух лазерных пучках различной частоты. Суперпозиция этих двух пучков рождает биение, частота Δf которого пропорциональна скорости вращения:

$$\Delta f = 4A\omega/L\lambda,$$

где A — площадь, охватываемая кольцевым резонатором, L — его периметр, λ — средняя длина волны излучения.

Такой прибор — лазерный гиromетр — позволяет измерять очень малые угловые скорости, порядка 10^{-2}°/ч .

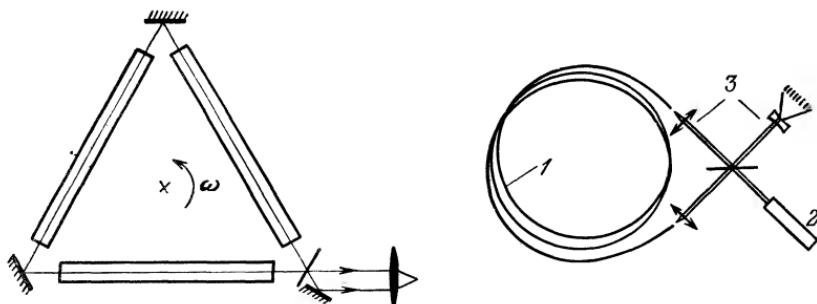


Рис. 9.11. Оптический гиrometer.

a — на газовых лазерах; *б* — лазерный с оптическим волокном. 1 — оптическое волокно; 2 — лазер; 3 — интерференционные полосы.

В гиromетре другого типа два пучка, выходящие из одного и того же лазера, распространяются в противоположных направлениях по оптическому волокну, вращающемуся с измеряемой скоростью (рис. 9.11, б).

На выходе из волокна два пучка интерфирируют; подсчет числа ΔZ смещенных из-за вращения интерференционных полос позволяет измерить скорость:

$$\Delta Z = 2Lr\omega/\lambda c,$$

где L — длина волокна, λ — длина волны излучения лазера.

Гиromетр этого типа на оптическом волокне, благодаря увеличению L при многовитковой намотке, позволяет измерять угловые скорости примерно в 100 раз меньшие, чем измеряемые обычным лазерным гиromетром.

Библиография

Монографии

1. Armenski E., Falk G., *Micromachines électriques*, Moscou, Editions Mir, 1977.

Периодические издания

2. Bost E., *Génératrices tachymétriques modernes*, *Rev. Techn. CEM*, 89 (1974).
3. Bost E., *Moteurs d'asservissements: des moteurs à fort couple aux moteurs à faible inertie*, *RGE*, 91, 167 (1981).
4. Nicoud G., *Matériaux aimants permanents pour l'électrotechnique*, *RGE*, 91, 157 (1981).
5. Vali V., Shorthill R., *Fiber ring interferometer*, *Appl. Opt.*, 15, 1099 (1976).

ОГЛАВЛЕНИЕ

От редакции	5
Предисловие	6
1. Основные понятия	8
1.1. Определения и основные характеристики	8
1.2. Активные датчики	10
1.3. Пассивные датчики	13
1.4. Комбинированные датчики	15
1.5. Влияющие величины	17
1.6. Измерительная схема	19
Библиография	19
2. Метрологические характеристики	21
2.1. Погрешности измерений	21
2.2. Градуировка датчика	27
2.3. Пределы применимости датчиков	32
2.4. Чувствительность	33
2.5. Быстродействие датчика	45
2.6. Параметры измерительной системы, влияющие на точность измерений	51
Библиография	53
3. Схемы формирования сигналов пассивных датчиков	55
3.1. Общие характеристики схем формирования сигналов	55
3.2. Потенциометрические схемы	59
3.3. Мостовые схемы	71
3.4. Генераторные измерительные схемы	91
3.5. Характеристики выходного сигнала измерительной схемы	94
Библиография	102
4. Устройства обработки измерительного сигнала	103
4.1. Согласование датчика с измерительной схемой	103
4.2. Коррекция погрешности линейности	105
4.3. Усиление измерительного сигнала и исключение постоянной составляющей	116
4.4. Выделение сигнала, содержащего полезную информацию	123
Библиография	130
5. Оптические датчики	131
5.1. Свет и его основные свойства	131
5.2. Фотометрия	133
5.3. Свет как носитель информации	136
5.4. Источники света	137
5.5. Метрологические характеристики оптических датчиков	139
5.6. Фоторезисторы	145
5.7. Фотодиоды	158
5.8. Лавинные фотодиоды	173
5.9. Фототранзистор	176
5.10. Фотоэмиссионные датчики	187
5.11. Тепловые приемники излучения	208
5.12. Датчики изображения	219
5.13. Волоконная оптика	229
Библиография	237
6. Датчики температуры	240
6.1. Шкалы температур	241
6.2. Измеренная и измеряемая температуры	247
6.3. Термометры сопротивления	260
6.4. Измерение температуры термопарой	286
6.5. Измерение температуры с помощью диодов и транзисторов	306
6.6. Измерение температуры по тепловому шуму	315

6.7. Кварцевые термометры	317
6.8. Измерение температуры на движущихся телах	325
6.9. Оптическая пирометрия	326
Приложение	331
Библиография	341
7. Датчики положения и перемещения	342
7.1. Резисторные потенциометры	343
7.2. Индуктивные датчики	353
7.3. Емкостные датчики	383
7.4. Цифровые датчики	393
7.5. Датчики, основанные на принципе распространения упругих волн	339
7.6. Датчики близости	405
Библиография	422
8. Датчики деформаций	423
8.1. Определение соответствующих механических величин	423
8.2. Основные положения	424
8.3. Металлические резисторные датчики	426
8.4. Поперечная чувствительность	429
8.5. Влияние температуры на сопротивление установленного датчика	430
8.6. Полупроводниковые резисторные датчики	433
8.7. Функционирование датчиков в динамическом режиме	440
8.8. Многоэлементные датчики (розетки)	442
8.9. Методы измерений	442
8.10. Экстензометр с вибрирующей струной	448
8.11. Экстензометры для высоких температур	453
Библиография	457
9. Тахометрические датчики	459
9.1. Электромагнитные тахометры угловой скорости	460
9.2. Электромагнитные тахометры линейной скорости	470
9.3. Импульсные тахометры угловой скорости	472
9.4. Гирометры	475
Библиография	478

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ

Жорж Аш, Пьер Андре, Жак Бофрон и др.

ДАТЧИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

В двух книгах

Книга I

Заведующий редакцией В. И. Пропой

Ст. научный редактор Ю. Б. Воронов, Мл. научный редактор Л. Л. Савинова
Художник А. А. Лукьяненко. Художественные редакторы Н. М. Иванов, О. Н. Адаскина
Технические редакторы И. М. Кренделева и Г. М. Носкова

ИБ № 7317

Сдано в набор 24.12.91. Подписано к печати 12.10.92. Формат 60×88¹/₁₆. Бумага кн.-журнал. Печать высокая. Гарнитура литературная. Объем 15,0 бум. л. Усл. печ. л. 29,4. Усл. кр.-отт. 29,4. Уч.-изд. л. 28,03. Изд. № 7/6550. Тираж 5000 экз. Зак. 33. С028

ИЗДАТЕЛЬСТВО «МИР» 129820, ГСП, Москва, И-110, 1-й Рижский пер., 2.

Московская типография № 11 Министерства печати и информации
Российской Федерации,
113105, Москва, Нагатинская ул., 1.

