

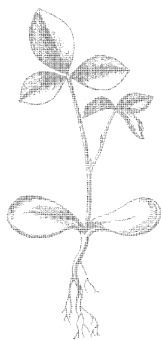
**Ю.В. ЗАЙЦЕВ
А.Н. МАРЧЕНКО
И.И. ВАЩЕНКО**

Полупроводниковые резисторы В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Ю.В. ЗАЙЦЕВ
А.Н. МАРЧЕНКО
И.И. ВАЩЕНКО

Полупроводниковые резисторы В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ



МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1988

ББК 31.264.7

3-17

УДК 621.316.8:621.382

Рецензент канд. техн. наук Л. К. Чиркин

Ю. В. Зайцев и др.

3-17 Полупроводниковые резисторы в электротехнике/ Ю. В. Зайцев, А. Н. Марченко, И. И. Ващенко.—М.: Энергоатомиздат,—136 с.: ил.

ISBN 5-283-00489-9

Приведены данные о конструкциях и основных электрических и эксплуатационных характеристиках полупроводниковых резисторов — терморезисторов, фоторезисторов, варисторов, магниторезисторов и тензорезисторов. Рассмотрены вопросы использования полупроводниковых резисторов.

Для инженеров и техников, занимающихся вопросами проектирования и эксплуатации приборов и устройств электротехники и энергетики с использованием полупроводниковых резисторов.

3 2302010000-432
051(01)-88

121-88

ББК 31.264.7

Производственное издание

ЗАЙЦЕВ ЮЛИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ
МАРЧЕНКО АЛЕКСАНДР НИКИТИЧ
ВАЩЕНКО ИРИНА ИВАНОВНА

Полупроводниковые резисторы в электротехнике

Редактор *Н. А. Шавыкин*

Редактор издательства *Л. А. Решмина*

Художественные редакторы *В. А. Гозак-Хозак,*

Ю. В. Созанская

Технический редактор *Т. Ю. Андреева*

Корректор *И. А. Володяева*

ИБ № 1061

Сдано в набор 15.12.87. Подписано в печать 02.03.88. Т-09518
Формат 60×90^{1/16} Бумага типографская №2 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 8,5 Усл. кр.-отт. 8,88 Уч.-изд. л. 9,78
Тираж 30 000 экз. Заказ 6306 Цена 50 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени
«Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» при Госком-
издате СССР. 113054, Москва, М-54, Валовая, 28.

ISBN 5-283-00489-9

© Энергоатомиздат, 1988

ПРЕДИСЛОВИЕ

Полупроводниковые резисторы — перспективный вид полупроводниковых приборов, находящихся все более широкое применение в электротехнике, энергетике и промышленной электронике.

Из данного класса приборов наиболее распространены терморезисторы, фоторезисторы, магниторезисторы и варисторы, в основе работы которых лежит свойство полупроводниковых материалов изменять свое сопротивление под действием температуры, электромагнитного излучения, магнитного поля и приложенного напряжения.

С помощью полупроводниковых резисторов решается довольно широкий круг задач по измерению электрических, неэлектрических и магнитных величин, по выполнению систем и устройств автоматического управления, защите приборов и устройств от перегрузок по току, напряжению и т. п.

Отдельные виды полупроводниковых резисторов, например варисторы, терморезисторы, нелинейные сопротивления, были рассмотрены в книгах и статьях авторов, а также в работах И. Т. Шефтеля («Терморезисторы». М.: Наука, 1973), Н. Т. Удалова («Полупроводниковые датчики». М.: Энергия, 1965), В. П. Будянова («Элементы автоматики на варисторах». М.: Энергия, 1968) и др. [2—9]. Однако, как видно из приведенного списка литературы, изданы эти материалы сравнительно давно, а в условиях научно-технического прогресса в последнее десятилетие в нашей стране и за рубежом развитие полупроводниковой техники идет быстрыми темпами. Появляются новые типы полупроводниковых приборов, совершенствуются и модернизируются старые.

Появление новых электротехнических материалов [1] способствовало разработке полупроводниковых резисторов с улучшенными параметрами и созданию на их основе более совершенных приборов. Таким образом, назрела необходимость систематизировать и обобщить разрозненные материалы по вопросам конструирования и применения полупроводниковых резисторов в одной книге.

В предлагаемой вниманию читателей книге авторы, основываясь на своих работах, а также обобщая результаты отечественных и зарубежных исследований, излагают в свете новых достижений науки и техники не только сведения по вопросам разработки полупроводниковых резисторов, но и большое внимание уделяют использованию полупроводниковых резисторов в целом ряде устройств электротехники, энергетики и промышленной электроники.

Авторы надеются, что их книга заинтересует как специалистов, занимающихся производством полупроводниковых приборов, так и специалистов, разрабатывающих устройства с использованием данных видов приборов.

Авторы выражают глубокую благодарность канд. техн. наук Л. К. Чиркину за ряд ценных советов и замечаний, данных при рецензировании рукописи, а также инж. Н. А. Шавыкину за ее редактирование.

Все замечания и пожелания по содержанию книги авторы просят направлять в адрес Энергоатомиздата: 113114, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

1.1. Основные виды полупроводниковых терморезисторов

Полупроводниковые терморезисторы — приборы, принцип действия которых основан на использовании терморезистивного эффекта, заключающегося в значительном изменении сопротивления полупроводникового материала при изменении температуры.

Длительное время в электротехнике широко использовались проволочные терморезисторы, для изготовления термочувствительных элементов (ТЭ) которых служила проволока диаметром 0,04—0,08 мм из меди, платины и других металлов. Проволочные терморезисторы имеют положительный температурный коэффициент сопротивления (TKR), обладают высокой стабильностью характеристик и взаимозаменяемы. Однако в проволочных терморезисторах не удастся получить TKR более 0,5—0,6 1/°C. К тому же они имеют весьма значительные размеры, так как ТЭ выполняются из длинной тонкой проволоки, чтобы его сопротивление было значительно больше сопротивления подводящих проводов.

На основе полупроводниковых материалов с большим удельным сопротивлением технологически просто выполнить терморезистор с сопротивлением в несколько мегаом и малыми габаритными размерами. С уменьшением габаритных размеров снижается инерционность, т. е. промежуток времени, необходимый, чтобы терморезистор принял температуру окружающей среды. Это позволяет измерять и регулировать температуру с большей степенью точности. Полупроводниковые терморезисторы имеют TKR в 10—20 раз больше, чем TKR проволочных терморезисторов, что позволяет часто выполнять схемы без промежуточных усилителей.

К недостаткам полупроводниковых терморезисторов можно отнести то, что они имеют нелинейную зависимость сопротивления от температуры и значительный разброс параметров (в одной партии приборов).

Допустимое отклонение сопротивления от номинала у наиболее распространенных полупроводниковых терморезисторов составляет $\pm 20\%$, а разброс значений TKR для партии терморезисторов одного номинала $\pm 10\%$. Это ограничивает взаимозаменяемость полупроводниковых терморезисторов, однако при использовании так называемых контуров взаимозаменяемости, состоящих из терморезистора и последовательно соединенных с ним резисторов, можно указанный недостаток частично устранить.

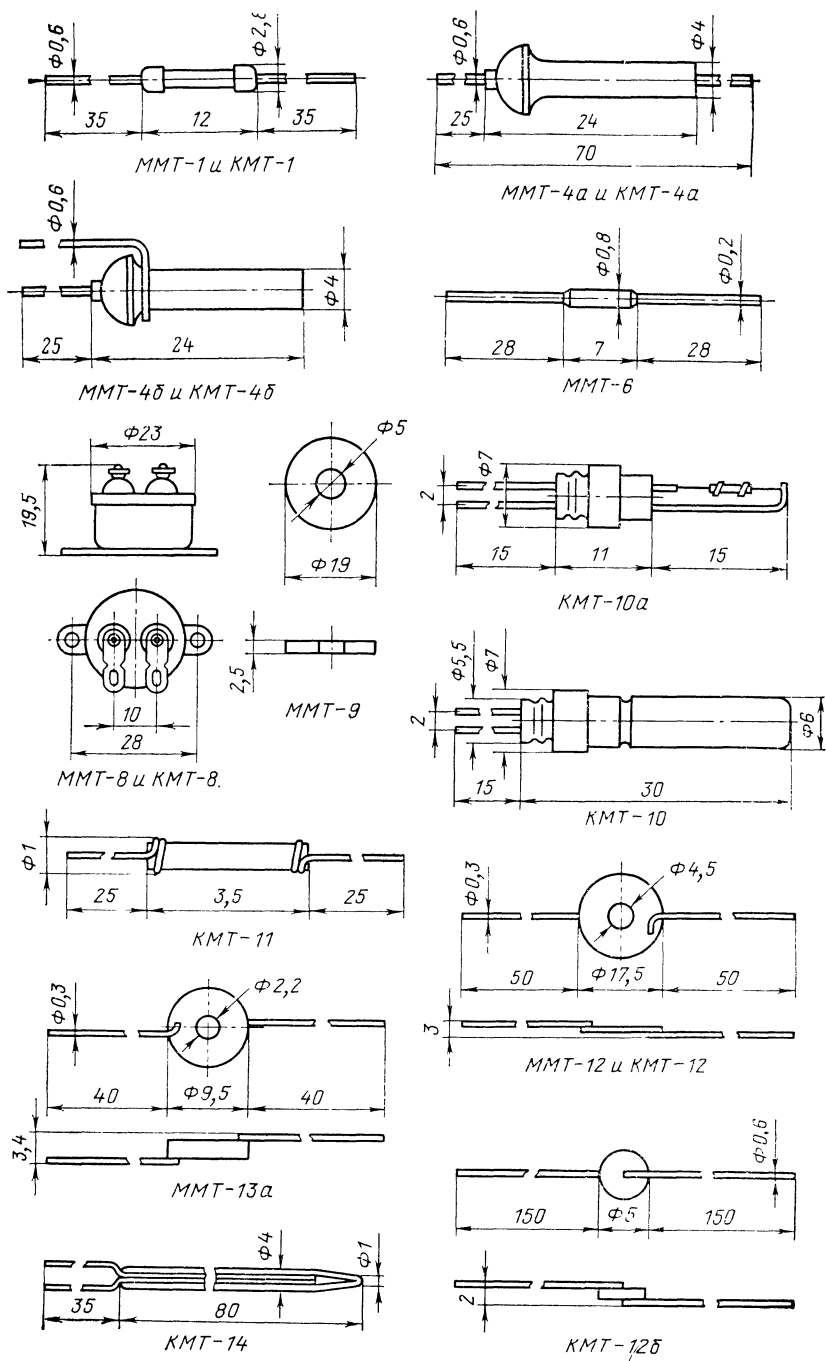


Рис. 1.1. Конструкции полупроводниковых

По принципу действия и конструктивным особенностям терморезисторы можно разделить на две группы: терморезисторы прямого подогрева и терморезисторы косвенного подогрева.

Наибольшее распространение получили терморезисторы прямого подогрева, их принцип действия основан на изменении сопротивления ТЭ при изменении температуры окружающей среды или вследствие изменения тока, протекающего по ТЭ. Терморезисторы прямого подогрева выпускаются с отрицательным и положительным ТКР. Широкая серия полупроводниковых терморезисторов с отрицательным ТКР, выпускаемая в настоящее время промышленностью, разработана коллективом ленинградских ученых и инженеров. Терморезистор косвенного подогрева состоит из ТЭ и спирали подогрева, электрически не связанных друг с другом, что позволит эффективнее реализовывать устройства защиты и управления.

В настоящее время разработана серия высокочувствительных терморезисторов с положительным ТКР, позисторов, для которых характерен исключительно высокий ТКР (в определенном интервале температур). Для ТЭ позисторов обычно используется титанат бария с примесями редкоземельных элементов.

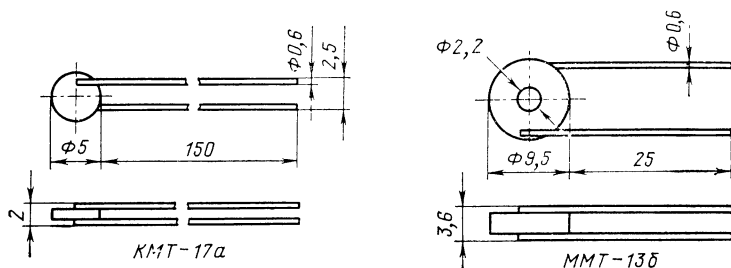
1.2. Конструкции и основные характеристики полупроводниковых терморезисторов

Конструкции ТЭ весьма разнообразны. Они выполняются в виде цилиндрических стержней, дисков, миниатюрных бусинок и плоских прямоугольников.

Для защиты от воздействия внешней среды поверхность ТЭ покрывают специальными эмалями и лаками. Конструкции основных типов медно-марганцевых (ММТ) и кобальто-марганцевых терморезисторов (КМТ) приведены на рис. 1.1.

Основные параметры терморезисторов и условия их эксплуатации приведены в табл. 1.1 и 1.2.

Терморезисторы типов ММТ-1 и КМТ-1 представляют собой стержни из соответствующего полупроводникового материала, на конце которых напрессованы металлические колпачки с проводочными выводами. Поверхность терморезистора для защиты от воздействия внешней среды покрыта эмалью зеленого цвета. По кон-



терморезисторов типов ММТ и КМТ

Тип терморезистора	Пределы номинального сопротивления, кОм, при 20°C	$\pm \Delta R_{\text{ном}}, \%$	Коэффициент температурной чувствительности, К	Температурный коэффициент сопротивления, %/°C, при 20°C	Диапазон рабочих температур, °C
KMT-1	22—1000	20	3600—7200	4,2—8,4	-60 ÷ +80
MMT-1	1—220	20	2060—4300	2,4—5	-60 ÷ +125
KMT-4a, KMT-46	22—1000	20	3600—7200	4,2—8,4	-60 ÷ +125
CCT-4a, MMT-46	1—220	20	2060—4300	2,4—5	-60 ÷ +125
MMT-6	10—100	20	2060	2,4	-60 ÷ +125
KMT-8	0,1—10	10; 20	3600—7200	4,2—8,4	-40 ÷ +70
MMT-8	0,001—1	10; 20	2060—3430	2,4—4	-40 ÷ +70
MMT-9	0,01—4,7	10; 20	2060—4300	2,4—5	-60 ÷ +125
KMT-10*	100—330	20	3600	4,2	0 ÷ +125
KMT-11*	100—3300	20	3600	4,2	0 ÷ +125
KMT-12	0,1—10	30	3600	4,2	-40 ÷ +120
MMT-12	0,0047—1,0	30	2060—3430	2,4—4	-60 ÷ +120
MMT-13a, MMT-136	0,01—2,2	20	2060—4300	2,4—5	-60 ± +120
KMT-14	0,51—7500**	30	4100	2,3—3,9**	-10 ÷ +300

* Рассчитаны на 200 аварийных срабатываний системы теплового контроля при максимальной

** При 150 °C.

структивному оформлению эти терморезисторы подобны резисторам типа МЛТ.

У терморезисторов типов ММТ-4 и КМТ-4 ТЭ помещены в герметический корпус цилиндрической формы. Один из металлических колпачков ТЭ впаян в корпус с помощью оловянно-свинцового сплава; таким образом, корпус терморезистора является одним из его выводов. Другой вывод от ТЭ выходит из корпуса через впаянный в него стеклянный изолятор. Для улучшения отвода тепла от ТЭ к корпусу пространство между ними заполнено медной фольгой.

Терморезисторы открытого исполнения типов ММТ-1 и КМТ-1 предназначены для работы в закрытых, сухих помещениях, ММТ-4 и КМТ-4 герметизированы и работоспособны в условиях повышенной влажности, а также в жидкой среде.

Терморезистор типа ММТ-6 представляет собой тонкий стержень диаметром около 0,8 мм, из торцов которого выходят проволоочные выводы толщиной 0,2 мм. Поверхность терморезистора покрыта влагостойкой эмалью.

Термочувствительный элемент терморезисторов типов ММТ-8 и КМТ-8 состоит из одной-трех полупроводниковых шайб, соединенных между собой. Для защиты от действия повышенной влажности и механических нагрузок шайбы залиты специальным компаундом в герметически закрытом корпусе.

Терморезистор типа ММТ-9 представляет собой шайбу или несколько шайб, боковые поверхности которых покрыты изоляционной эмалевой краской. На торцевые поверхности шайб нане-

Таблица 1.1

Максимальная мощность рассеяния, мВт		Кэффициент рассеяния, мВт/°С	Кэффициент энергочувствительности, мВт	Постоянная времени, с	Срок службы, 10 ³ ч, не менее	Срок хранения, лет	Масса, г, не более
при $T_{ном}$	при T_{max}						
1000	0,3	5	1	85	5	10	0,6
600	0,4	5	1,3	85	5	10	0,6
800	0,3	6	1	115	5	10	2,5
700	0,5	6	2	115	5	10	2,5
50	0,1	1,7	0,3	35	5	2	0,05
600	1	13	3	—	5	8,5	20
600	2	13	4	—	5	8,5	20
—	2	—	10	—	5	8,5	3,4
—	—	1	—	75	—	3	2
—	—	0,8	—	10	—	3	0,01
—	0,3	7	1,3	—	5	6,5	1,5
—	0,5	7	2,3	—	5	6,5	1,5
—	0,3	—	2	—	5	8,5	12
100	0,03	0,8	0,1	—	3	1,5	4

ной мощности рассеяния на элементе не более 0,25 Вт в течение до 2 с.

Таблица 1.2

Тип термо- резистора	Относительная влаж- ность окружающего воздуха, %	Атмосфер- ное дав- ление, Па	Вибрационные нагрузки				Многokратные уда		Линейные нагрузки с ускорением, g
			при креплении за корпус		при креплении (пайкой) за выводы		ускорен- ние, g	коли- честв	
			диапазон частот, Гц	ускорен- ние, g	диапазон частот, Гц	ускорен- ние, g			
KMT-1	80*	10 ⁶ —250	5—1000	7,5	5—600	7,5	35 75	10 000 4000	50
MMT-1	80*	10 ⁶ —250	5—1000	7,5	5—600	7,5	35 75	10 000 4000	50
KMT-4a, KMT-4б	98**	10 ⁶ —250	5—1000	7,5	5—200	4	35 75	10 000 4000	50
MMT-4a, MMT-4б	98**	10 ⁶ —250	5—100	7,5	5—200	4	35 75	10 000 4000	50
MMT-6	98*	10 ⁶ —250	—	—	45—55	10	—	—	—
KMT-8	98**	10 ⁶ —8	5—1000	7,5	—	—	35 75	10 000 4000	50
MMT-8	98**	10 ⁶ —8	5—1000	7,5	—	—	35 75	10 000 4000	50
MMT-9	80*	10 ⁶ —250	5—600	7,5	—	—	35	10 000	50
KMT-10a	80*	10 ⁵	—	—	40—50	10	—	—	—
KMT-11	80*	10 ⁵	—	—	40—50	10	—	—	—
KMT-12	80*	10 ⁵ —1300	—	—	20	10	—	—	—
MMT-12	80*	10 ⁵ —1300	—	—	20	10	—	—	—
MMT-13a, MMT-13б	80*	10 ⁶ —250	5—600	7,5	—	—	35	1000	50
KMT-14	98*	10 ⁵ —650	10—80	10	—	—	12	5000	—

* При 25 °С.

** При 40 °С.

сены выжиганием серебряные электроды. Контакт с терморезистором типа ММТ-9 обычно осуществляется прижимом контактных пружин к посеребрённым поверхностям.

Рассмотренные типы терморезисторов предназначены для схем измерения и регулирования температуры, а также для схем температурной компенсации.

Полупроводниковые терморезисторы, предназначенные для работы в системах температурной сигнализации и теплового контроля, выполняются герметизированными (КМТ-10) и негерметизированными (КМТ-11) — в виде одного полупроводникового элемента без защитного корпуса. Терморезисторы типа КМТ-10 предназначены для работы при относительной влажности до 98%, терморезисторы типа КМТ-11 — до 80%. Срок службы терморезисторов типов КМТ-10 и КМТ-11 рассчитан на 200 аварийных включений системы теплового контроля при максимальной мощности рассеяния на терморезисторе не более 0,25 Вт. Время работы терморезисторов при максимальной нагрузке не должно превышать 2 с. Терморезисторы типов ММТ-12, КМТ-12 и ММТ-13 представляют собой шайбу из соответствующего полупроводникового материала, на торцевые поверхности которой нанесены вжиганием серебряные электроды; проволочные выводы терморезисторов припаяны к электродам. Поверхность терморезисторов покрыта эмалью.

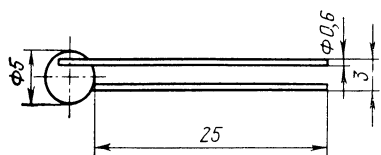
К наиболее нагревостойким терморезисторам относятся терморезисторы типов КМТ-14 и КМТ-17. Термочувствительный элемент терморезистора КМТ-14 представляет собой бусинку диаметром 0,5 мм, нанесённую на две параллельные проволоки, приваренные к платиновым выводам (диаметром 0,4 мм), и герметизированную в стеклянном баллоне (рис. 1.1). Термочувствительные элементы терморезисторов типа КМТ-17 выполняются в виде диска. Выпускается терморезистор в двух конструктивных вариантах, отличающихся расположением выводов (рис. 1.1).

Медно-марганцевые и кобальто-марганцевые терморезисторы, как показано в табл. 1.1, имеют широкий диапазон номинальных сопротивлений. Обычно для каждого типа терморезистора указываются пределы номинального сопротивления при заданной температуре (20°C). Промежуточные значения номинальных сопротивлений устанавливаются в соответствии с ГОСТ 2825-75.

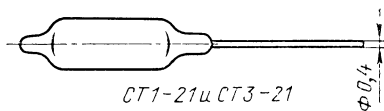
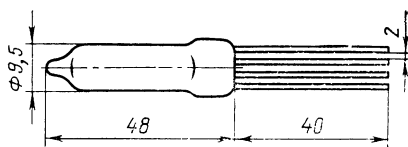
Терморезисторы КМТ имеют по сравнению с терморезисторами ММТ более высокую температурную чувствительность. Так, у терморезисторов КМТ ТКР лежит в пределах от $-4,2$ до $-8,5\%/^{\circ}\text{C}$ (при 20°C), в то время как у терморезисторов ММТ от $-2,3$ до $-5,0\%/^{\circ}\text{C}$.

В последние годы отечественной промышленностью на основе кобальто-марганцевых (СТ1), медно-марганцевых (СТ2) и медно-кобальто-марганцевых (СТ3) оксидных полупроводников раз-

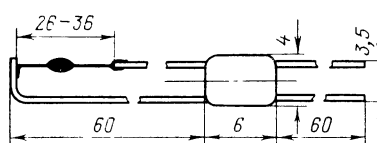
Рис. 1.2. Конструкции полупроводниковых терморезисторов типов СТ, Т8, ТП и ТКП



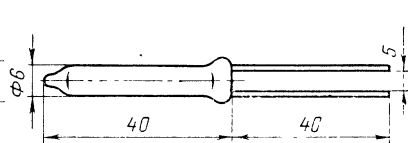
CT1-17 и CT3-17



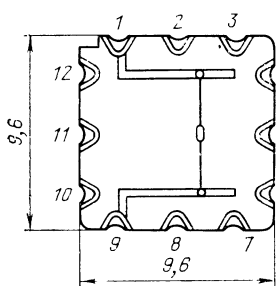
CT1-21 и CT3-21



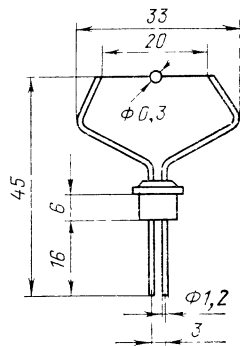
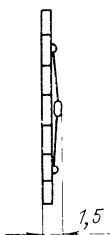
CT1-18, CT3-18(a, б)



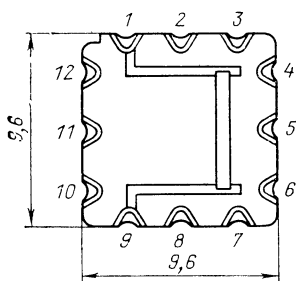
CT3-22



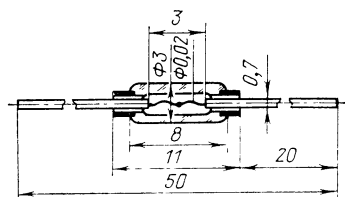
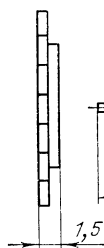
CT3-24



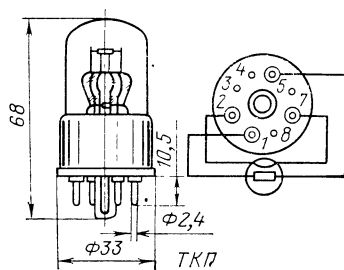
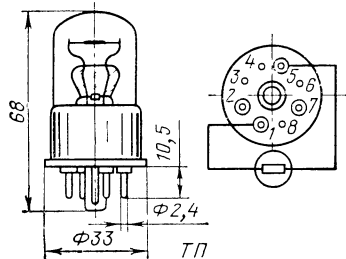
CT3-25



CT2-26 и CT3-26



Т8



Тип терморезистора	Пределы номинального сопротивления, кОм, при 20°C	$\Delta R_{ном}$, %	Максимальная мощность рассеяния, мВт, при		TKR, %/°C, при 20°C
			$T_{ном}$	T_{max}	
СТ1-17	0,3—22	10; 20	500	0,1	4,2—7
СТ3-17	0,033; 0,33	10; 20	500	0,2	3—4,5
СТ1-18	1,5—2200*	20	45	0,03	2,25—5*
СТ3-18	0,68—3,3	20	15	0,02	2,5—4,1
СТ1-19	3,3—2200*	20	60	0,05	2,35—4*
СТ3-19	2,2—15	20	45	0,04	3,4—4,5
СТ3-22	1**	30	8—12*	6—9*	3,05—4,25
СТ3-23	(2,2—4,7) · 10 ⁻³	10; 20	—	3	3,05—3,75
СТ3-24	0,68—3,3	20	—	—	2,6—4,1
СТ3-25	1,5—3,3	20	8	0,01	3,05—3,75
СТ2-26	1,0—100	20	—	—	2,4—5
СТ3-26	0,1—0,68	20	—	—	2,4—5

работаны терморезисторы типа СТ. Основные параметры их приведены в табл. 1.3, а конструкции — на рис. 1.2.

Терморезисторы типов СТ1-17 и СТ3-17 имеют форму диска, проволочные выводы припаяны к металлическим электродам, нанесенным на плоские поверхности дисков, у терморезистора СТ3-23 ТЭ выполнен в виде прямоугольной пластины. У бусиновых терморезисторов типа СТ1-18, СТ3-18, СТ3-25 для защиты от повреждений и загрязнений элемент покрывается тонким слоем стекла, а тонкие платиновые контакты привариваются или припаяются (СТ3-25) к траверсам, выполненным из более толстой проволоки. Термочувствительный элемент у терморезисторов типов СТ1-18 и СТ3-18 выполнен в виде бусинки диаметром 0,5 мм, а у терморезисторов типа СТ3-25 — диаметром 0,3 мм.

Терморезисторы типов СТ1-19 и СТ3-19 имеют герметичную конструкцию — их ТЭ помещены в миниатюрной стеклянной капсуле. Стеклянная капсула защищает как полупроводниковый элемент, так и места соединения платиновых контактов с платиновыми выводами. Терморезисторы типов СТ1-19 и СТ3-19 имеют меньшие габариты по сравнению с терморезисторами типа КМТ-14 и отличаются значительной механической прочностью и надежностью в работе.

На основе кобальто-марганцевых и медно-кобальто-марганцевых оксидных полупроводников разработаны терморезисторы косвенного подогрева (СТ1-21, СТ3-21, СТ3-30, СТ3-31).

У терморезисторов микромодульного исполнения (СТ3-24; СТ2-26; СТ3-26) ТЭ укрепляется непосредственно на стандартной керамической плате (рис. 1.2).

Промышленностью выпускаются также измерительные терморезисторы, предназначенные для использования в качестве чувствительных элементов при измерениях мощности сверхвысокочастотных колебаний (от долей микроватта до нескольких милли-

Таблица 1.3

Коэффициент температурной чувствительности, К	Интервал рабочих температур, °С	Коэффициент рассеяния, мВт/°С	Коэффициент энергетической чувствительности, мВт	Постоянная времени, с	Срок службы, 10 ³ ч, не менее
3600—600	—60 ÷ +100	10	0,5	30	3
2580—3860	—60 ÷ +100	10	0,8	30	5
4050—9000	—60 ÷ +300	0,2	0,08	1	5
2250—3520	—60 ÷ +125	0,18	0,05	1	3
4230—7200	—60 ÷ +300	0,6	0,15	3	3
2900—3850	—90 ÷ +125	0,5	0,12	3	3
2600—3700	—60 ÷ +85	0,06	—	15	1
2600—3200	0 ÷ +125	9	2,5	—	5
2250—3520	—60 ÷ +85	—	0,15	—	5
2600—3200	—100 ÷ +125	0,08	0,02	0,4	3
2060—4300	—60 ÷ +125	—	—	—	5
2060—4300	—60 ÷ +125	—	—	—	5

* При 150 °С.

** При 25 °С.

ватт). Для этих целей используются терморезисторы типа Т8 (рис. 1.2). Они имеют сопротивление 120—150 Ом; коэффициент температурной чувствительности (В) в диапазоне 1500—5000 К, ТКР составляет (1—5,8) %/°С, постоянная времени не более 2,5 с. Своеобразное конструктивное оформление имеют терморезисторы типов ТП2/0,5, ТП2/2, ТП6/2, предназначенные для стабилизации напряжения в цепях постоянного тока или переменного тока с частотой до 150 кГц. Конструктивно они представляют собой цилиндрические стержни, заключенные в стеклянный баллон. Давление внутри баллона составляет 10^{-3} Па. В обозначении терморезистора типа ТП число в числителе показывает номинальное напряжение в вольтах, а в знаменателе — среднее значение рабочего тока в миллиамперах.

Терморезисторы косвенного подогрева типа ТКП имеют конструктивное оформление, аналогичное терморезисторам типа ТП. Основные параметры терморезисторов косвенного подогрева и условия их эксплуатации приведены в табл. 1.4 и 1.5.

Терморезисторы косвенного подогрева предназначены для электрических цепей, в которых необходимо разделить управляемую цепь от управляющей. Основной характеристикой терморезистора косвенного подогрева является зависимость сопротивления ТЭ от тока подогрева и от скорости потока воздуха (рис. 1.3).

На кафедре электротехнических материалов МЭИ с участием авторов разработаны терморезисторы косвенного подогрева на основе германия и кремния с высоким удельным сопротивлением.

Материал для ТЭ выбирается с таким расчетом, чтобы при температуре 20—25 °С начинала сказываться собственная электропроводность. Характеристики терморезистора косвенного подогрева небольшой мощности (0,5 Вт) с ТЭ на основе германия показаны на рис. 1.4.

Таблица 1.4

Параметры терморезистора	Тип терморезистора					
	СТ1-21	СТ3-21	СТ1-27	СТ3-27	СТ1-30	СТ3-31
Номинальное сопротивление, кОм, при 20 или 25°C	6,8—150	0,68—1,5	33	2,2	33	0,68
Отклонение сопротивления от номинального, %	±20	±20	±20	±20	±20	±20
Коэффициент температурной чувствительности, К	2800—4920	2480—3960	3690—4510	2560—3840	3600—4400	2700—3300
Температурный коэффициент сопротивления, %/°C, при 20°C	3,25—5,75	2,9—4,6	4,3—5,25	3—4,45	4,2—5,1	3,15—3,85
Минимальное сопротивление, См (при максимальном токе подогрева)	40—400	7—15	150	30	200	20
Номинальная мощность рассеяния, мВт	60	60	70	70	—	90
Номинальное сопротивление нагревателя, См	100	100	100	100	100	100
Допускаемое отклонение сопротивления нагревателя, %	±10	±10	±10	±10	±10	±10
Максимальный ток в цепи нагревателя, мА	25	25	27	26	120	23,9÷29,2
Коэффициент тепловой связи	0,8	0,8	0,8	0,5	—	0,8
Постоянная времени, с	15—40	15—40	4—6	4—6	6—12	4—6
Динамический параметр	200—400	200—400	200—400	100	100	100
Диапазон рабочих температур, С	—60÷+85	—60÷+85	—60÷+85	—60÷+50	—60±+85	—60÷+85
Срок службы, ч, не менее	5000	5000	5000	20 000	5000	20 000
Срок хранения, лет	5	5	8	5	5	8

Таблица 1.5

Тип резистора	Атмосферное давление, Па	Относительная влажность окружающего воздуха, %	Вибрационные нагрузки		Многократные удары		Линейные нагрузки с ускорением, g	Масса, г
			диапазон частот, Гц	ускорение, g	ускорение, g	количество		
ТКП-20Т	90—3·10 ⁷	95—98	5—1000	7,5±0,5	150 500	4000 9	50	45
ТКП-20Б	90—3·10 ⁷	95—98	5—1000	7,5±0,5	150 500	4000 9	50	45
ТКП-50	90—3·10 ⁷	95—98	5—1000	7,5±0,5	150 500	4000 9	50	45
ТКП-300А	90—3·10 ⁷	95—98	5—1000	10±2,5	35 150	10 000 9	100	45
СТ1-21	10 ² —10 ⁷	98	5—80	2,5	12	5000	9	2,8
СТ3-21	7·10 ³ —10 ⁷	98	5—80	2,5	12	5000	9	2,8
СТ3-27	7·10 ³ —10 ⁷	98	5—80	2,5	12	5000	9	2,8
СТ1-27	7·10 ³ —10 ⁷	98	5—80	2,5	12 150	5000 6	9	2,8
СТ1-30	7·10 ³ —1,5·10 ⁸	98	5—200	4,0	12 150	10 000 6	50	6
СТ3-31	1,2·10 ³ —3·10 ⁷	98	5—80	2,5	12 150	5000 6	9	2

Термоэлектрические элементы на основе германия и кремния выполняются с малым допуском по сопротивлению (0,5—1 %). Это достигается путем механической или химической юстировки ТЭ. Высокий ТКР, малое допустимое

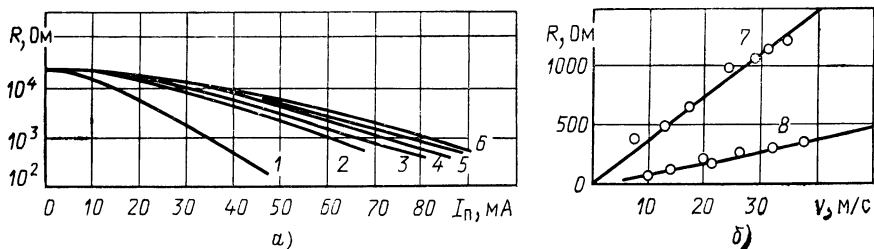


Рис. 1.3. Зависимость сопротивления ТЭ терморезистора типа СТ1-30 от тока подогрева I_n при различных скоростях потока воздуха (а) и скорости потока воздуха v (б):

1 — $v=0$ м/с; 2 — $v=11,7$ м/с; 3 — $v=14,2$ м/с; 4 — $v=23,2$ м/с; 5 — $v=32,5$ м/с; 6 — $v=36,6$ м/с; 7 — $I_n=70$ мА; 8 — $I_n=90$ мА

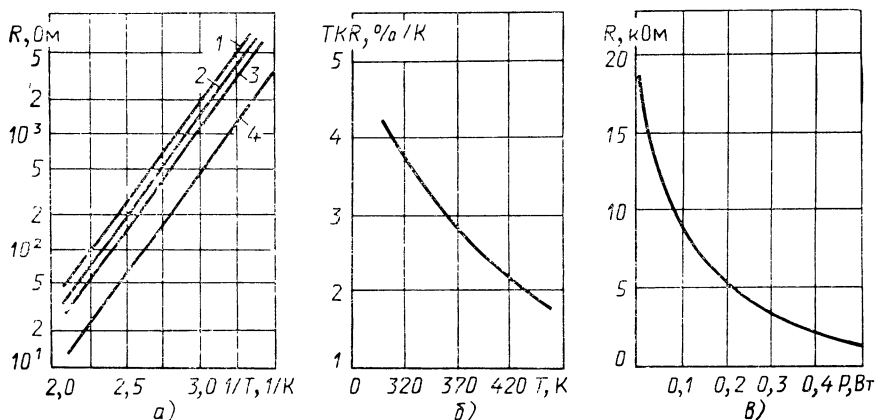


Рис. 1.4. Зависимости сопротивления и ТКР ТЭ от температуры (а, б) и сопротивления ТЭ от подводимой мощности нагрева (в):

1 — $R_{ном}=9,1$ кОм; 2 — $R_{ном}=6,8$ кОм; 3 — $R_{ном}=5,1$ кОм; 4 — $R_{ном}=2,2$ кОм

отклонение номинального сопротивления, высокая стабильность характеристик во времени — таковы характерные особенности терморезисторов косвенного подогрева на основе германия и кремния.

Отечественной промышленностью выпускаются терморезисторы с положительным ТКР (позисторы) типа СТ5-1 (рис. 1.5). Температурная зависимость сопротивления и статическая вольт-амперная характеристика для позистора типа СТ5-1 приведены на рис. 1.6. Сопротивление позистора мало изменяется при изменении температуры вплоть до 110°C , при температуре около 125°C наблюдается резкое увеличение сопротивления.

Вид статической вольт-амперной характеристики позистора определяется в значительной мере условиями теплообмена ТЭ с окружающей средой. С увеличением температуры окружающей среды точка характеристики, соответствующая максимальному

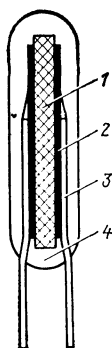


Рис. 1.5. Конструкция позисторов:

1 — ТЭ; 2 — контакт;
3 — вывод; 4 — защитный компаунд

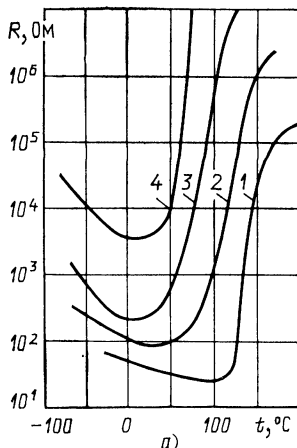
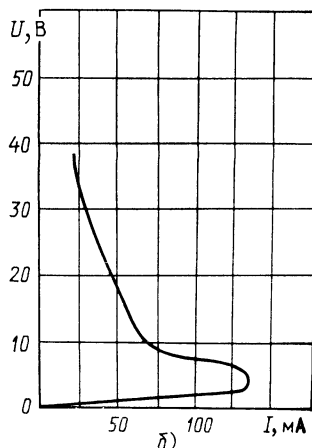


Рис. 1.6. Температурная зависимость сопротивления ТЭ позисторов (а) и вольт-амперная характеристика позистора типа СТ5-1 (б):

1 — СТ5-1; 2 — СТ6-1А; 3 — СТ6-1Б; 4 — СТ6-3Б



значению тока, сдвигается в сторону меньших токов, так как по мере повышения температуры ТЭ требуется меньшая мощность для нагрева его до температуры, при которой происходит интенсивное увеличение сопротивления.

В последние годы разработана целая серия позисторов на основе титаната бария (позисторы типа СТ6), характеризующихся резким изменением сопротивления в области более низких температур по сравнению с позисторами типа СТ5-1 (см. рис. 1.6,а).

Основные параметры позисторов, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 1.6. Кроме указанных в табл. 1.6, важным параметром является также кратность изменения сопротивления в области положительного ТКР, равная или большая 10^4 . Отметим одну специфическую особенность позисторов, которая заключается в том, что температурные зависимости сопротивления, полученные при нагревании за счет рассеиваемой на нем мощности и при нагревании за счет температуры окружающей среды, не совпадают (рис. 1.7).

Таблица 1.6

Параметры позистора	Тип позистора				
	СТ5-1	СТ6-1А	СТ6-1Б	СТ6-2Б	СТ6-3Б
Сопротивление при 20°C, Ом	20—150	40—400	100—700	10—100	1000—10 000
Максимальная мощность рассеяния при 20°C, мВт	0,8	1,1	0,8	1,3	0,2
Диапазон рабочих температур, °C	-60 ÷ +200	-60 ÷ +155	-60 ÷ +125	-60 ÷ +125	-60 ÷ +125
Температурный интервал положительного ТКР, °C	120—190	40—155	20—125	0—125	10—125
Максимальный ТКР, %/°C	20	10	15	15	15
Температурный интервал максимального ТКР, °C	120—130	90—120	70—100	70—95	60—90
Коэффициент рассеяния, мВт/°C	4	8—9	8—10	12—14	0,2—0,25
Постоянная времени, с	10—15	10—15	10—15	—	5

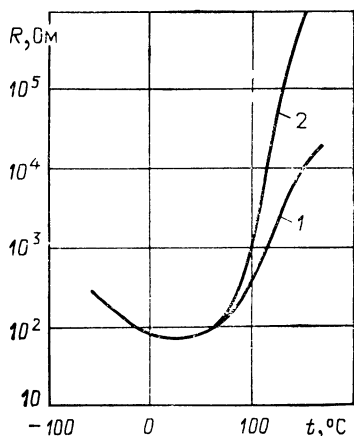


Рис. 1.7. Температурная зависимость сопротивления позистора типа СТ6-1А, полученная при нагревании за счет подводящей мощности (1) и за счет изменения температуры окружающей среды (2)

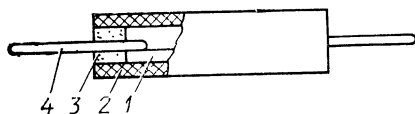


Рис. 1.8. Кремниевый позистор:
1 — кремниевый ТЭ; 2 — стеклокерамическая оболочка; 3 — компаунд; 4 — вывод

Начальные участки характеристики близки друг к другу, однако увеличение сопротивления позистора типа СТ6-1А в интервале температур выше 100°C составляет более четырех порядков при нагревании ТЭ за счет температуры окружающей среды и всего полтора порядка величины при нагревании ТЭ за счет протекающего по нему тока. Это обусловлено тем, что сопротивление терморезистора, изготовляемого на основе титаната бария, зависит как от температуры образца, так и от приложенного к нему напряжения. Увеличение напряжения приводит к уменьшению сопротивления ТЭ.

На кафедре электротехнических материалов МЭИ разработаны позисторы с ТКР, равным $0,7\text{--}1\text{ \%}/^\circ\text{C}$. Они выполнены на основе кремния n -типа с удельным сопротивлением $(5\text{--}10) \cdot 10^{-3}\text{ Ом}\cdot\text{см}$. Конструкция позистора приведена на рис. 1.8.

На основе кремния марки КЭФ с удельным сопротивлением $0,5$ и $1\text{ Ом}\cdot\text{см}$ получены терморезисторы с сопротивлением от 10 до 300 Ом и номинальной мощностью рассеяния $0,25\text{ Вт}$. Длина ТЭ 8 мм и сечение $0,1\text{--}0,4\text{ мм}^2$.

Для защиты от влаги и других внешних воздействий ТЭ помещают в стеклокерамическую трубку, концы которой залиты нагревостойким компаундом, обладающим соизмеримыми с внешним корпусом теплопроводностью и температурным коэффициентом линейного расширения. При такой герметизации элемента после 1000 ч эксплуатации изменение сопротивления терморезисторов не превышает $1,5\text{--}2\text{ \%}$. Более перспективной является запайка ТЭ в стеклянном баллоне. Применение стеклянного корпуса позволяет также в несколько раз уменьшить габаритные размеры терморезистора.

Терморезисторы, выполненные на основе кремния, имеют более высокий ТКР. Они обладают почти линейной зависимостью сопротивления от температуры и могут быть выполнены с высоким номинальным значением сопротивления (десятки килоом). Постоянная времени кремниевых резисторов значительно меньше, чем медных и платиновых терморезисторов типов ТСМ и ТСП.

На основе кремния получены методом химического или электрохимического травления миниатюрные терморезисторы с положительным ТКР, равным $0,7\text{--}$

1,0 %/°C, предназначенные для использования в устройствах измерения и автоматического регулирования температуры, схемах сигнализации о превышении заданного температурного режима и для температурной компенсации в транзисторных схемах. Допустимое отклонение сопротивления терморезистора не превышает 10%.

Одним из видов полупроводниковых терморезисторов является прибор, представляющий собой монокристаллический резистивный элемент (РЭ), у которого имеют место синусоидальные колебания тока, вызванные колебаниями электронно-дырочной плазмы типа медленных рекомбинационных волн. Резистивный элемент выполняется в виде пластины размером $2,4 \times 1,6 \times 0,8$ мм из кремния, легированного специальными примесями. Напряженность поля, при которой возникают колебания тока в цепи, содержащей терморезистор, составляет 15—20 В/см. Пороговое значение частоты колебаний $f_n = 10 \div 2000$ Гц. При увеличении напряженности электрического поля за порогом генерации амплитуда колебаний увеличивается до 500 мВ, а частота — в 2—3 раза по сравнению с пороговой. Временная стабильность частоты колебаний равна 0,01 %.

Указанные терморезисторы являются функциональными элементами, так как осуществляют преобразование постоянного сигнала в переменный. При измерении температуры в приборе одновременно происходят два процесса: изменение порогового напряжения, необходимого для возбуждения колебаний, и перераспределение напряжения между нагрузкой и элементом в связи с изменением сопротивления последнего. К основным параметрам прибора относятся: температурный коэффициент частоты TKf , равный $\frac{1}{f} \frac{df}{dT}$, и точность измерения температуры $\Delta T = \Delta f / (df/dT)$. Для приборов TKf равен 5—10%/°C, а $\Delta T = 0,005 \div 0,01$ °C. Таким образом, данный прибор может эффективно использоваться в качестве датчика температурного разбаланса для стабилизации температуры в термостатах и термокомпенсации. Область измеряемых температур от —30 до +100 °C. Датчик температуры с частотным входом технически более правильно назвать не терморезистором, а термоосциллятором. Полупроводниковый датчик с высоким разрешением по температуре ($\Delta T \approx 5 \cdot 10^{-3}$ °C) разработан авторами совместно с канд. техн. наук В. А. Привезенцевым на кафедре электротехнических материалов Московского энергетического института [17].

В электротехнической аппаратуре все большее применение находят силовые терморезисторы, ТЭ которых изготовлен из смеси $\text{CuO} - \text{Mn}_2\text{O}_4$ или из монокристаллов Si и Ge (пускорегулирующие устройства, релейно-контактные устройства для управления пуском, торможением и т. д.). Силовые терморезисторы имеют сотовую конструкцию. Эта конструкция позволяет получить при малом объеме значительные поверхности охлаждения, обеспечивает высокий коэффициент теплоотдачи при принудительном охлаждении воздухом и высокую механическую прочность.

Использование монокристаллических материалов Si и Ge позволяет получить стабильные по свойствам ТЭ, так как монокристаллическая структура ТЭ дает возможность свести к минимуму процессы старения в материале. Так, кремниевые ТЭ при выдержке в течение 500 ч при 250 °C изменяют свое сопротивление на 1,5—2%. Наибольшее применение в производстве ТЭ находит монокристаллический Si с $\rho = 150, 300$ и $700 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

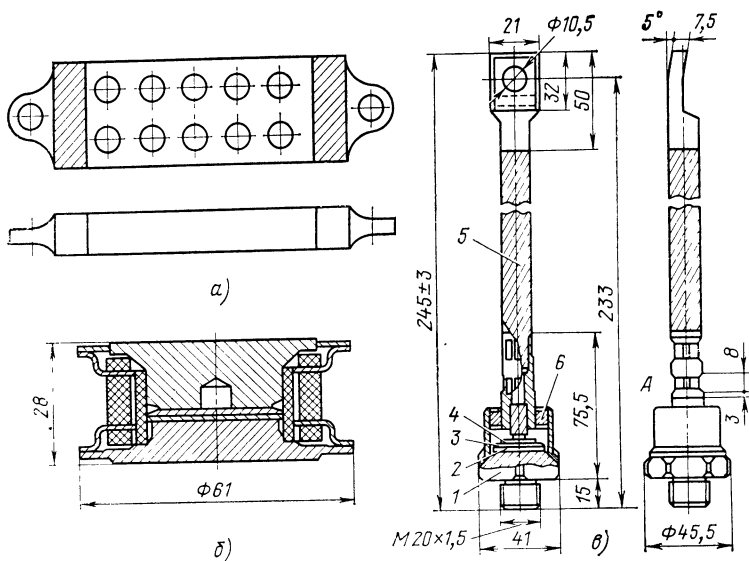


Рис. 1.9. Конструкции терморезисторов большой мощности:

а — силовой терморезистор на основе окисных материалов; *б, в* — силовые терморезисторы на основе монокристаллических полупроводниковых материалов; *1* — основание; *2, 4* — вольфрамовые диски; *3* — кремниевая пластина; *5* — медный вывод; *6* — проходной изолятор

Наиболее резкое изменение удельного сопротивления монокристаллических полупроводников при достаточно высоких температурах происходит в области собственной проводимости:

$$R = A \exp (\Delta E / 2kT),$$

где A — коэффициент, зависящий от сопротивления исходного полупроводникового материала; ΔE — ширина запрещенной зоны полупроводника; k — постоянная Больцмана; T — температура.

При более низких температурах, когда собственная проводимость еще не возникает, изменение сопротивления определяется изменением подвижности носителей зарядов в материале. В этом случае температурную зависимость сопротивления можно выразить соотношением

$$R = R_0 (T/T_0)^\alpha,$$

здесь R_0 — сопротивление при некоторой температуре T_0 ; α — коэффициент, зависящий от вида полупроводникового материала.

Таким образом, температурная характеристика имеет два участка: первый обусловлен повышением сопротивления ТЭ (за счет снижения подвижности носителей заряда) и второй — снижением сопротивления (за счет возникновения собственной проводимости материала).

Конструкции силовых полупроводниковых терморезисторов приведены на рис. 1.9. Представляет интерес терморезистор с прижимными контактами и ТЭ в виде диска диаметром 61 мм и высотой 28 мм (рис. 1.9,б).

Таблица 1.7

Параметры терморезистора	Вид силового терморезистора с ТЭ	
	поликристаллическим	монокристаллическим
Номинальное сопротивление, Ом	20—100	0,15—15
Коэффициент температурной чувствительности, К	2300—3200	1300—1500
Допустимая рабочая температура (кратковременно), °С	400	400
Максимальный ток установившегося режима при естественном охлаждении воздухом, А	10	10
Габаритные размеры, мм	50×15×7	245×45×45

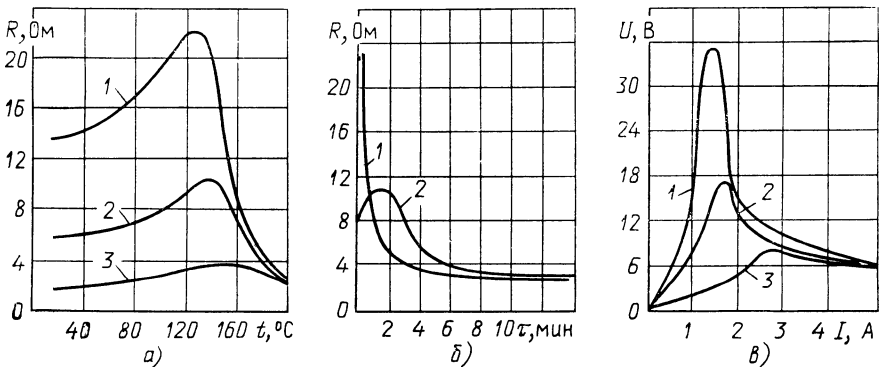


Рис. 1.10. Основные характеристики силовых терморезисторов, выполненных на основе кремния с различным удельным сопротивлением:

а, б — зависимости сопротивления от температуры и времени соответственно; в — вольт-амперная статическая характеристика; 1 — 700 Ом·см; 2 — 300 Ом·см; 3 — 150 Ом·см

Основные параметры силовых кремниевых терморезисторов приведены в табл. 1.7, а характеристики — на рис. 1.10.

1.3. Применение терморезисторов

Терморезисторы широко применяются для регулирования и измерения температур, температурной компенсации, в схемах стабилизации напряжения и уровня сигнала, а также в качестве чувствительных элементов вакуумметров, измерителей уровня жидких и сыпучих тел и т. п. Ниже указаны преимущественные области применения различных типов терморезисторов:

Тип терморезистора
 ММТ-1; ММТ-4; ММТ-6; КМТ-1;
 КМТ-4; КМТ-14; КМТ-17; СТ1-17;
 СТ1-18; СТ1-19; СТ3-17; СТ3-18; СТ-25
 ММТ-8; ММТ-9; ММТ-12; ММТ-13;
 КМТ-8; КМТ-12; СТ1-17; СТ3-17; СТ3-23
 КМТ-10; КМТ-11; СТ1-21; СТ3-21;
 СТ3-22; СТ3-27; СТ5-1; СТ6-1; СТ6-2

Область применения
 Измерение и регулирование температуры

Температурная компенсация в электрических схемах
 Тепловой контроль

При использовании терморезисторов для температурной компенсации, измерения температур, определения влажности и ряда других целей рабочим участком вольт-амперной характеристики является ее начальный линейный участок. При применении терморезисторов в релейных схемах, схемах измерения мощности СВЧ, генерирования низкой частоты и др. рабочим участком характеристики терморезисторов является ее падающий участок.

Полупроводниковые терморезисторы имеют ряд важных преимуществ по сравнению с другими видами температурных датчиков — высокий ТКР, малые габаритные размеры, небольшую инерционность, высокое номинальное сопротивление, позволяющее пренебречь сопротивлением подводящих проводов при измерении температур объектов, находящихся на больших расстояниях.

Важнейшая область применения полупроводниковых терморезисторов в электротехнических устройствах — использование их в схемах теплового контроля и пожарной сигнализации. Принцип действия указанных схем основан на релейном эффекте, возникающем при определенных условиях в цепи, состоящей из терморезистора и резистора.

В схемах автоматического регулирования температуры последовательно с терморезистором включают обмотку реле или электромагнитного усилителя, которые при возникновении релейного эффекта коммутируют цепь питания нагревателя или воздействуют на сигнальную систему. Условия возникновения релейного эффекта в цепи с терморезистором показаны на рис. 1.11. С повышением температуры максимум вольт-амперной характеристики снижается, при этом возникает случай, когда прямая нагрузки касается в некоторой точке кривой вольт-амперной характеристики — при этом возникает так называемый прямой релейный эффект, представляющий собой увеличение тока от I_e до I_d . При понижении температуры рабочая точка смещается по вольт-ампер-

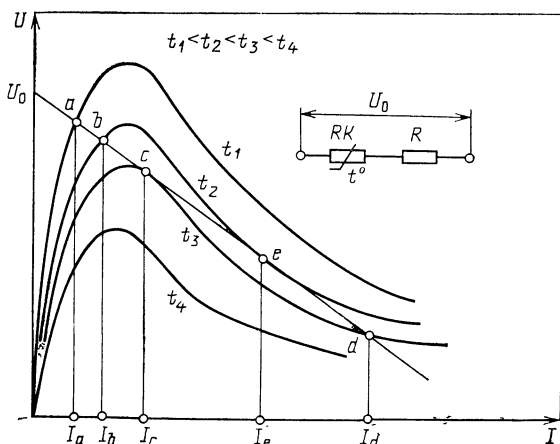


Рис. 1.11. Возникновение релейного эффекта в цепи с терморезистором

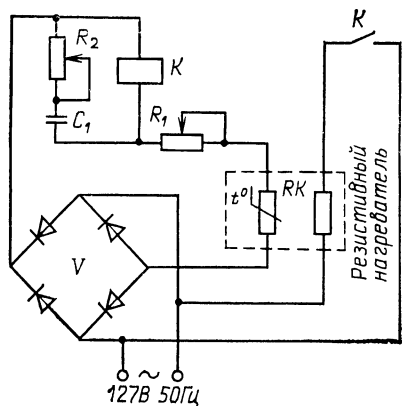


Рис. 1.12. Терморегулятор на полупроводниковых терморезисторах

ся напряжение от выпрямителя V . С помощью переменного резистора R_1 проводится настройка на определенную температуру, при которой срабатывает реле K . Переменный резистор R_2 и конденсатор C_1 служат фильтром. Контакты реле K размыкают и замыкают цепь питания нагревателя. Если температура ниже допустимой, контакты реле замкнуты и на нагреватель подается напряжение. Когда температура превышает заданное значение, ток в цепи с терморезистором резко возрастает и реле отключает питание нагревателя. Подробно вопросы регулирования температуры подобными устройствами описаны в [2]. Рассмотренная схема обеспечивает точность регулирования температуры в пределах $1-2^\circ\text{C}$. При необходимости более высокой точности рекомендуется использовать мостовые схемы [2].

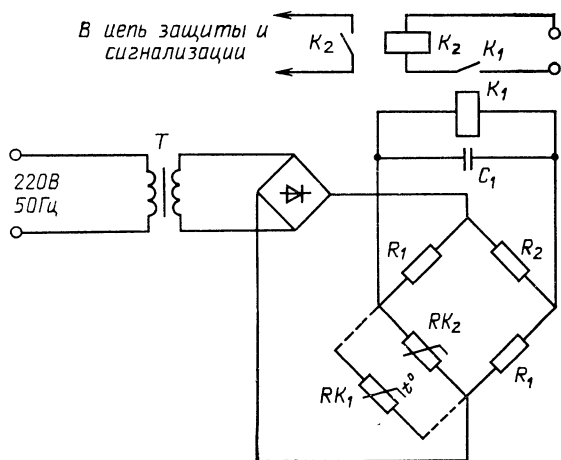


Рис. 1.13. Термореле с полупроводниковыми терморезисторами RK_1 и RK_2

ной характеристике влево от точки d . Точка e характеризует неустойчивый режим работы — при этом возникает обратный релейный эффект, ток резко уменьшается от I_e до I_b . Для возникновения релейного эффекта необходимо, чтобы сопротивление резистора было меньше наибольшего отрицательного дифференциального сопротивления терморезистора.

Схема терморегулятора с полупроводниковым терморезистором приведена на рис. 1.12. На терморезистор и последовательно включенные с ним переменный резистор и обмотку реле подает-

На полупроводниковых терморезисторах выполняются схемы температурного контроля. Схема реле многоточечного контроля температуры (типа АТВ-229) приведена на рис. 1.13.

Настройка реле АТВ-229 на заданные значения температуры срабатывания производится изменением напряжения. Параллельно включается до десяти терморезисторов.

Исполнительное реле срабатывает от наиболее нагретого терморезистора, в котором произошло скачкообразное увеличение тока. В нормальном состоянии (при температурах ниже критической) сопротивление терморезисторов составляет десятки — сотни килоом, при возникновении релейного эффекта оно снижается в десятки раз.

В настоящее время широко применяется реле температуры типа ПТР-2.

Технические данные реле

Диапазон изменения температуры срабатывания, °С	—30÷+50
Разность между температурами замыкания и размыкания контактов, °С	0,5—5 (регулируется плавно)
Отключаемая мощность контактов (при напряжении 220 В), В·А	500
Напряжение питания, В	127/220
Допустимые колебания напряжения питания, %	10
Размеры, мм	104×106×167
Масса, кг, не более	2

Реле типа ПТР-2 предназначено для регулирования с высокой точностью температуры воздуха и жидких сред. Реле с выносным датчиком позволяет осуществить контроль и регулирование температуры на объектах, удаленных на расстояние до 300 м.

Для регулирования температуры перспективны полупроводниковые позисторы, характеризующиеся высоким значением ТКР. На позисторах можно эффективно осуществить регулирование температуры в некотором объеме, если режим работы позистора подобрать таким образом, чтобы при увеличении температуры выше заданного значения происходило уменьшение мощности, выделяемой в позисторе — нагревателе. Однако такие схемы регулирования температуры приемлемы для нагревателя небольшой мощности, поскольку мощность рассеяния серийно выпускаемых полупроводниковых позисторов ограничена несколькими ваттами (рис. 1.14).

На рис. 1.14 приведена электрическая схема, состоящая из позистора и неоновой лампы. Лампа используется в качестве индикатора перегрева электротехнических аппаратов и приборов и для сигнализации о превышении температурного режима в рабочих камерах, помещениях и т. п.

Статическая вольт-амперная характеристика позистора может быть изменена включением параллельно позистору резистора. При определенном сопротивлении резистора, включенного параллельно позистору, цепь может быть использована для стабилизации тока (рис. 1.15). При включении последовательно с нагруз-

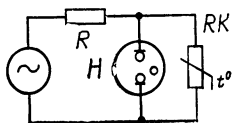


Рис. 1.14. Схема контроля и регулирования температуры на позисторе

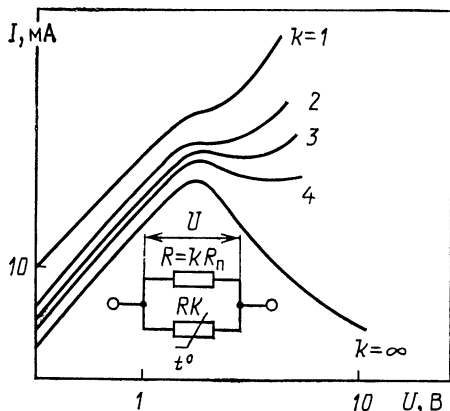


Рис. 1.15. Вольт-амперные характеристики цепи, состоящей из позистора и параллельно включенных резисторов с различными сопротивлениями (k — отношение сопротивления резистора к сопротивлению позистора)

кой позистор выполняет функции ограничителя тока (рис. 1.16). Когда сопротивление нагрузки падает ниже определенного значения, ток в цепи увеличивается и возрастает температура позистора, вместе с тем растет его сопротивление, что ограничивает ток в цепи нагрузки.

Полупроводниковые позисторы применяют для улучшения работы реле в схемах выдержки времени (рис. 1.17). При использовании в коммутирующих цепях электромагнитных реле желательно, чтобы начальный намагничивающий ток был достаточно большим для надежного замыкания контактов реле. Ток, протекающий по обмотке реле, можно уменьшить, включив последовательно с обмоткой полупроводниковый позистор. При этом намагничивающий ток уменьшается вследствие нагрева позистора после не-

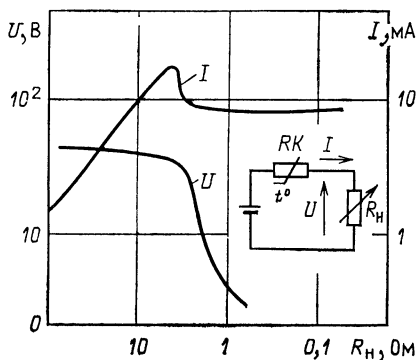


Рис. 1.16. Позистор RK — как ограничитель тока (R_N — сопротивление нагрузки)

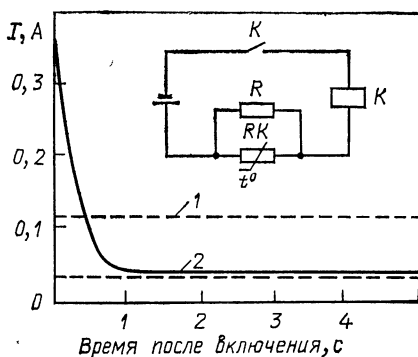


Рис. 1.17. Улучшение работы реле при использовании позистора:
1 — рабочий ток реле; 2 — ток размыкания реле

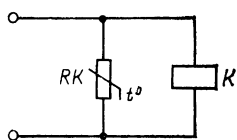
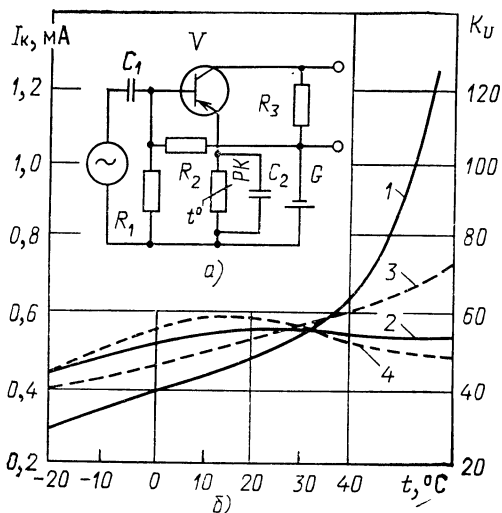


Рис. 1.18. Регулятор выдержки времени с позистором

Рис. 1.19. Схема температурной компенсации с использованием позистора (а) и зависимости от температуры тока коллектора I_K и коэффициента усиления K_U (по напряжению) транзистора (б): 1, 2 — ток коллектора при наличии компенсации и без нее; 3, 4 — коэффициент усиления при наличии компенсации и без нее



большого интервала времени, определяемого постоянной времени позистора.

Электромагнитное реле с позистором может использоваться в качестве регулятора выдержки времени (рис. 1.18). Вначале позистор шунтирует реле K , и, когда через установленный промежуток времени сопротивление позистора возрастет, реле срабатывает.

На рис. 1.19, а, б представлены схема температурной компенсации с помощью позистора зависимости тока коллектора и коэффициента усиления по напряжению транзистора V .

Схема тепловой защиты электродвигателя, выполненной на полупроводниковом терморезисторе, включенном по мостовой схеме, приведена на рис. 1.20. Сопротивления резисторов моста подобра-

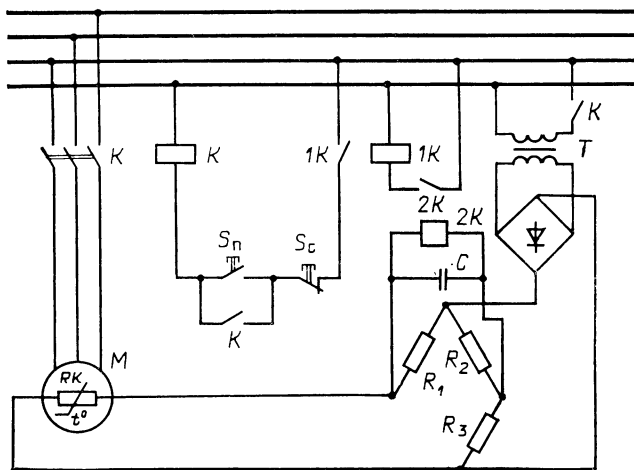


Рис. 1.20. Схема тепловой защиты электродвигателя с помощью терморезистора, включенного по мостовой схеме

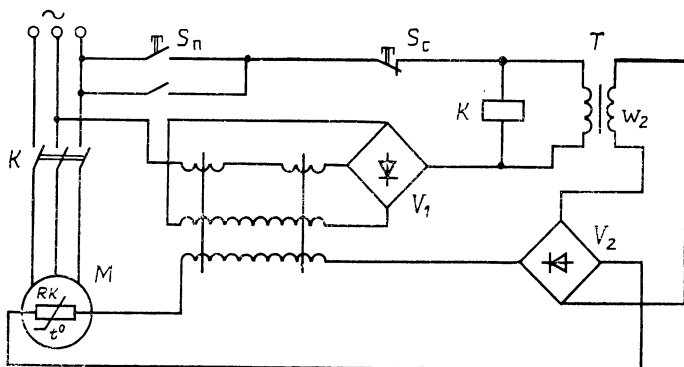


Рис. 1.21. Устройство тепловой защиты электродвигателя

ны таким образом, что мост будет стабилизирован при комнатной либо при предельно допустимой температуре обмоток двигателя M . В первом случае, когда температура обмоток приближается к предельно допустимому значению, разбаланс моста становится таким, что ток в обмотке реле достигает тока срабатывания реле и двигатель отключается от сети.

Во втором случае — наоборот, при достижении температуры обмоток предельно допустимого значения мост оказывается сбалансированным, ток в цепи обмотки поляризованного реле уменьшается, реле отключается и разрывает цепь управления промежуточного реле, которое в свою очередь отключает питание обмоток контактора, и двигатель окажется отключенным от сети.

Устройство тепловой защиты приведено на рис. 1.21. В цепь обмотки пускателя включены рабочие обмотки магнитного усилителя, имеющего релейную характеристику.

Терморезистор, находящийся в непосредственном тепловом контакте с обмоткой защищаемой машины, включен в цепь управляющей обмотки магнитного усилителя. При достижении предельной температуры ток в цепи управляющей обмотки магнитного усилителя скачкообразно увеличивается, сопротивление рабочих обмоток магнитного усилителя возрастает, а ток обмотки пускателя уменьшается и пускатель отключает двигатель. Последующий пуск двигателя возможен при уменьшении температуры обмоток ниже максимально допустимой.

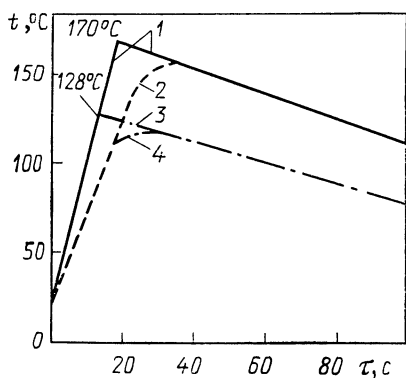


Рис. 1.22. Временные зависимости температуры при запуске электродвигателя мощностью 7,3 кВт из холодного состояния с заторможенным ротором:

1, 3 — для обмотки; 2, 4 — для полупроводникового терморезистора

Зависимости изменения температуры электродвигателя мощностью 7,3 кВт с заторможенным ротором приведены на рис. 1.22. Как видно из рис. 1.22, скорость увеличения температуры обмоток электродвигателя довольно велика ($9\text{--}10^\circ\text{C}/\text{с}$) и температура терморезисторов отстает от температуры обмоток. Вследствие инерционности терморезисторов устройство защиты, предназначенное для срабатывания при температуре 120°C , производит отключение двигателя, когда температура его статорных обмоток достигает 170°C . В связи с этим при установке температуры срабатывания необходимо учитывать разницу между температурами датчиков и температурой обмоток.

Устройства с позисторами для тепловой защиты асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором обеспечивают надежную защиту от превышений температуры, вызываемых длительной перегрузкой, заклиниванием ротора и т. д. Важным преимуществом защиты на полупроводниковых позисторах является возможность ее унификации для всех типов двигателей. Устройства с позисторами не требуют настройки, так как температура срабатывания определяется типом используемого прибора, закладываемого в обмотки, и должна соответствовать классу нагревостойкости применяемого в машине электроизоляционного материала.

Однако необходимо отметить, что устройства с полупроводниковыми позисторами, расположенными на статоре, не обеспечивают достаточно надежной защиты асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором мощностью более 200 кВт, асинхронных двигателей с вытеснением тока и двигателей постоянного тока в связи с тем, что роторы этих двигателей более чувствительны к перегрузкам, чем статорные обмотки, и в перегрузочных режимах температура ротора первой достигает предельно допустимой.

Для контроля температуры вращающихся частей электрических машин также целесообразно применять датчики на основе полупроводниковых терморезисторов. К этим датчикам предъявляются такие же требования, что и к датчикам для устройств тепловой защиты статорных обмоток асинхронных электродвигателей. Они должны обладать возможно меньшей инерционностью, чтобы обеспечивать достаточную точность слежения за температурой вращающихся элементов и своевременное отключение электрической машины при достижении каким-либо ее элементом предельного значения температуры. Если температурные датчики располагаются в непосредственной близости от токоведущих частей, то необходима их надежная изоляция, которая, однако, не должна вызывать существенного увеличения инерционности датчика. Специфическим требованием при выборе датчиков для контроля температуры вращающихся элементов электрических машин является стойкость к механическим нагрузкам, в условиях которых им предстоит работать.

Правильный выбор места расположения датчика температуры является одной из основных предпосылок обеспечения надежной защиты ротора электродвигателя, так как из-за неоднородности

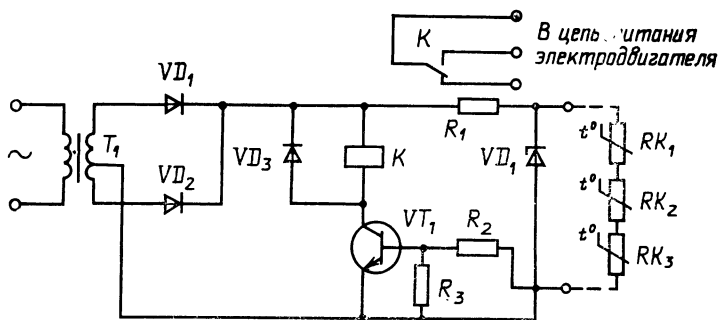


Рис. 1.23. Схема защиты трехфазного электродвигателя

распределения температуры внутри двигателя момент срабатывания теплового устройства будет определяться лишь температурой в месте расположения полупроводникового терморезистора, которая может существенно отличаться от температуры в других точках конструкции.

На рис. 1.23 приведена схема защиты трехфазного двигателя на позисторах $RK_1—RK_3$. Из всех элементов ротора наиболее нагруженными в тепловом отношении являются лобовые части обмоток. Поэтому полупроводниковые терморезисторы, используемые в качестве датчиков температуры, следует располагать в лобовых частях роторных обмоток.

Способы монтажа полупроводниковых терморезисторов на вращающихся элементах электрических машин аналогичны способам монтажа в статоре и отличаются лишь тем, что должны учитывать воздействие на приборы-датчики механических центробежных нагрузок.

Соединительные провода от датчика к системе передачи либо прокладываются через отверстие, просверленное по оси вала, либо крепятся к валу бандажами. Наибольшая трудность в создании таких устройств тепловой защиты ротора связана с выбором системы передачи сигнала от датчика к исполнительному устройству.

Разработано несколько способов передачи сигнала. Наиболее перспективна передача, которая может быть осуществлена посредством индукционной или емкостной связи терморезистора-датчика с исполнительным устройством. При индукционной связи используют две катушки индуктивности: одна устанавливается на статоре, другая жестко укреплена на роторе. При емкостной связи используют вращающиеся конденсаторы, обкладками которых служат концентрически расположенные полые цилиндры, укрепленные один на статоре, другой на роторе.

В обоих случаях применяется достаточно высокая частота, что предъявляет ряд специфических требований к конструкции устройства в связи с возможным возникновением значительных паразитных связей.

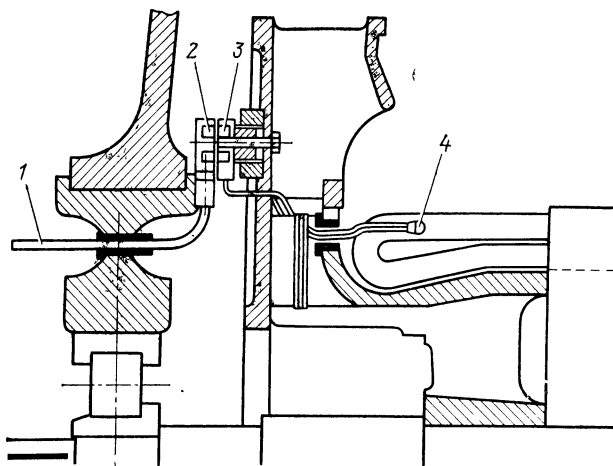


Рис. 1.24. Расположение позисторного датчика и катушек связи в электродвигателе постоянного тока:

1 — коаксиальный кабель от ВЧ-генератора; 2 — неподвижная, укрепленная на статоре катушка связи; 3 — укрепленная на роторе катушка связи; 4 — полупроводниковый датчик температуры (позистор)

На рис. 1.24 показано расположение позисторного датчика и катушек связи тепловой защиты ротора электродвигателя постоянного тока. Полупроводниковый позистор включается последовательно с укрепленной на якоре катушкой связи и образует с ней замкнутый контур. При температуре, меньшей предельной, сопротивление полупроводникового позистора составляет около 50 Ом. Поэтому напряжение высокой частоты, подаваемое на неподвижную катушку связи от входящего в комплект устройства генератора, модулируется в такт с вращением якоря. Глубина модуляции может оцениваться специальным транзисторным устройством.

Если температура датчика достигает предельного значения, то сопротивление позистора увеличивается на 3—4 порядка, а энергия высокочастотного сигнала, рассеиваемая в позисторе, существенно уменьшается. В связи с этим значительно уменьшается глубина модуляции (рис. 1.25) высокочастотного напряжения, что ведет к отключению электрической машины от сети.

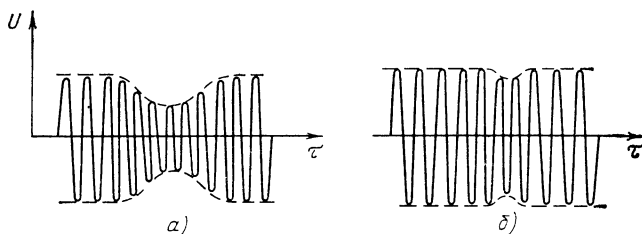


Рис. 1.25. Вид сигнала, снимаемого с неподвижной катушки связи:

а — температура в контролируемой точке ниже предельной; б — температура в контролируемой точке выше предельно допустимой или равна ей

В электродвигателях постоянного тока при остановке якоря под током коллекторные пластины под щетками быстро нагреваются, что может привести к отпаиванию отдельных секций обмотки возбуждения, поэтому защитное устройство при полном останове якоря или уменьшении частоты вращения якоря до некоторого минимального значения должно отключать электродвигатель.

При работе терморезисторов, особенно силовых, их температура достигает 150—180 °С, а некоторых типов терморезисторов до 300 °С, поэтому располагать терморезисторы следует таким образом, чтобы от их нагрева не повреждались другие элементы схемы.

Полупроводниковые терморезисторы выдерживают без механических повреждений пайку к выводам на расстоянии 10—12 мм от корпуса. Допускается проводить пайку выводов и на расстоянии 5—6 мм от корпуса прибора при обеспечении хорошего теплоотвода. В ряде случаев электрический контакт с электродами терморезистора можно осуществлять с помощью медных или латунных лепестков.

Приведенные примеры далеко не исчерпывают возможностей применения полупроводниковых терморезисторов в электротехнике.

Силовые терморезисторы перспективны для электромеханических пусковых устройств электропривода, мощных генераторных ламп, осветительных установок, при этом отпадает необходимость в контроллерных, релейно-контактных устройствах для управления пуском, торможением.

Опыт эксплуатации силовых полупроводниковых терморезисторов показывает, что в тех случаях, когда перед пусковым устройством не ставится задача регулирования, а только необходимо ограничить пусковой ток, ток динамического торможения, осуществить наперед заданный переходной режим, целесообразнее (в том числе и по сравнению с тиристорным способом пуска) использовать силовые полупроводниковые терморезисторы. Кроме того, схемы устройств управления тиристорами довольно сложны: так, для пуска электродвигателя по заданной программе необходимо иметь тахогенератор, усилитель, источник напряжения сравнения, т. е. для получения необходимых пусковых или тормозных характеристик с помощью тириستоров требуется довольно сложная система управления и высококвалифицированный обслуживающий персонал. Отметим, что тиристорное управление приводит к искажению формы кривой тока сети, что неблагоприятно сказывается как на источниках, так и потребителях электроэнергии.

При использовании электротехнических устройств на полупроводниковых терморезисторах для автоматизации управления пуском объектов терморезисторы включаются в силовую цепь. В момент включения сопротивление терморезистора должно быть таким, чтобы ограничить пусковой ток или ток торможения до требуемых значений. В начале пуска, когда температура полупроводникового терморезистора мала, а сопротивление имеет исходное

значение, мощность, потребляемая терморезисторами, значительна, и они интенсивно нагреваются, сопротивление их при этом плавно снижается практически по экспоненте $R_t = A \exp(B/T)$, где B — коэффициент температурной чувствительности; A — коэффициент терморезистора, мало зависящий от температуры. По своему эффекту это явление аналогично автоматическому плавному выведению пускового реостата, причем отметим, что пуск устройства осуществляется без бросков тока, а в электроприводе — без резких изменений частоты вращения и момента.

Использование силовых полупроводниковых терморезисторов позволяет автоматизировать пуск электротехнических устройств с осуществлением плавного управления за счет свойств полупроводниковых терморезисторов при минимальном количестве контакторов. Пусковые устройства на терморезисторах не искажают форму кривой тока сети. Однако это направление сегодня не получило достаточного развития, что, по-видимому, сдерживается отсутствием серийного промышленного выпуска полупроводниковых терморезисторов большой мощности.

Терморезисторы нашли применение при измерении параметров медленно изменяющихся процессов, в частности потоков газов и жидкостей. Схема датчика скорости потока приведена на рис. 1.26.

При измерении непulsующих, относительно мало изменяющихся скоростей рекомендуется мостовая схема с обратной связью, компенсирующая изменение сопротивления терморезистора.

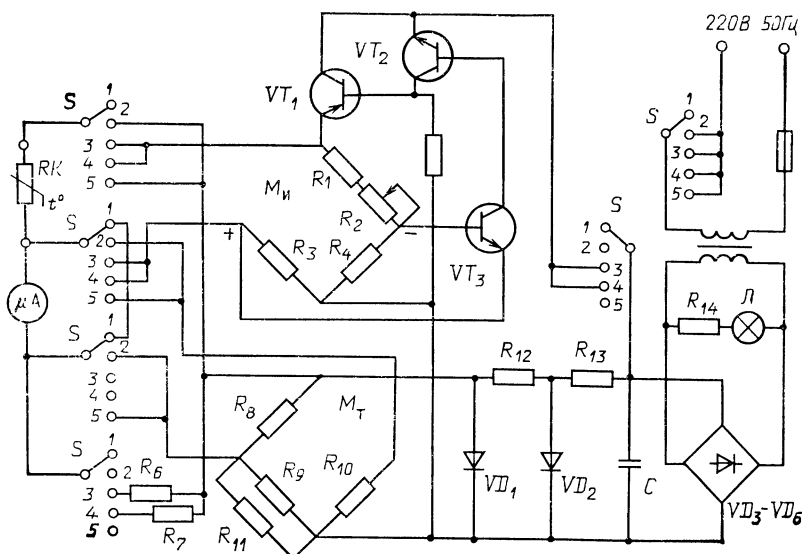


Рис. 1.26. Схема датчика скорости потоков газов или жидкостей на терморезисторах:

1 — прибор включен; 2, 5 — измерение температуры; 3 — измерение скорости 0—4 м/с; 4 — измерение скорости 0—20 м/с

При обдувании терморезистора возникает разбаланс моста. Корректировку влияния температуры потока на показания прибора осуществляют регулировкой сопротивления резистора R_2 , включенного в смежное с терморезистором RK плечо.

Выбор схемы усилителя, его коэффициента усиления и корректирующих устройств связан с конкретным применением прибора.

Достоинства указанного способа измерения могут быть реализованы при условии создания надежной системы стабилизации температуры терморезистора. Расчет мостовой схемы с обратной связью сводится к выбору коэффициента обратной связи, который определяется допустимой статической погрешностью и требуемым быстродействием. Исходными данными при расчете схемы являются начальный ток терморезистора и его максимальное значение. Начальный ток определяется типом используемого терморезистора, требуемой чувствительностью прибора, скоростью и температурой контролируемого потока жидкости или газа. Максимальный ток определяется наибольшей измеряемой скоростью и начальным током.

На рис. 1.27 показано семейство вольт-амперных характеристик терморезистора, снятых при различных скоростях потока и проведены прямые, характеризующие сопротивление терморезистора при различных температурах. Средняя чувствительность схемы по току определяется выражением

$$\Delta I / \Delta v = (I_{\max} - I_{\min}) / (v_{\max} - v_{\min}).$$

Так как чувствительность схемы по току зависит от скорости потока, то шкала прибора неравномерна:

$$\Delta I = I(v) - I(0) = \sqrt{A + B \sqrt{v}} - \sqrt{A}.$$

Значения коэффициентов A и B при $t = 100^\circ\text{C}$ соответственно равны 52 и 22 мА.

Поскольку для точного измерения необходимо знать температуру терморезистора, в схеме предусмотрено, что терморезистор

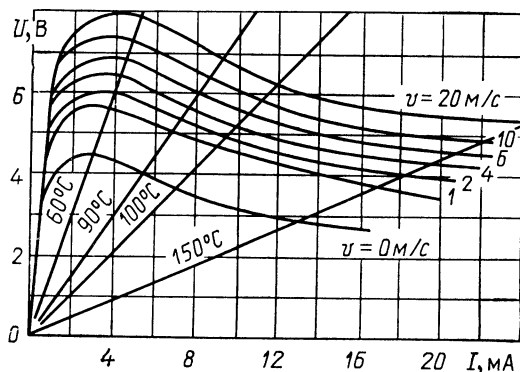


Рис. 1.27. Семейство вольт-амперных характеристик при различных скоростях потока

может работать также в режиме измерения температуры в интервале 0—150 °С. Измерение температуры производится с помощью мостовой схемы M_T , питаемой через стабилизирующую цепь $R_{13}-VD_2-R_{12}-VD_1$. Стабилитроны подобраны так, что напряжение стабилизации у них отличается не более чем на 2—2,5 В, что обеспечивает высокую степень стабилизации. Измерение скоростей потока проводится с помощью мостовой схемы M_n , охваченной отрицательной обратной связью. Отсчет скорости проводится по шкале микроамперметра mA .

Начальный ток терморезистора, соответствующий нулевой скорости потока, вызывает падение напряжения на резисторе R_3 , которое компенсируется опорным напряжением, получаемым от стабилизирующей цепи $R_{12}-VD_2-R_{13}-VD_1$, поэтому при нулевой скорости потока ток через микроамперметр не протекает. Движение воздушного потока вызывает снижение температуры терморезистора, при этом его сопротивление возрастает. На выходе моста появляется напряжение разбаланса, которое подается на вход усилителя. В коллекторной цепи транзистора VT_3 появляется ток. Он усиливается транзистором VT_2 и подается на вход транзистора VT_1 , в результате чего ток терморезистора увеличивается и его температура повышается до прежнего значения. Ток микроамперметра пропорционален приращению тока терморезистора:

$$I = \frac{R_3}{R_6 + R} \Delta I_T \quad \text{или} \quad I = \frac{R_3}{R_7 + R} \Delta I_T.$$

Изменение тока терморезистора связано с изменением его коэффициента рассеяния.

Применение терморезисторов перспективно для газоиндикаторов. В настоящее время наиболее широко используются терморезисторы на основе платины. Для измерения концентрации горючих газов используется способ, основанный на свойстве нагретой платины ускорять химические реакции. Принципиальная электрическая схема газоиндикатора типа ПФГ приведена на рис. 1.28,а. Проба воздуха забирается поршневым насосом в измерительную камеру (ИК), где находится ТЭ — раскаленная платиновая спираль RK_1 . Газ, находящийся в контролируемом воздухе, сгорает при контакте со спиралью, повышая при этом ее температуру и соответственно сопротивление.

Другой ТЭ RK_2 аналогичной конструкции и с идентичными электрическими параметрами находится в сравнительной камере, он не имеет контакта с воздухом, содержащим горючий газ, и температура его остается практически постоянной. Оба термочувствительных элемента входят в схему равновесного моста.

Чем выше концентрация горючего газа в воздухе, тем больше протекающий ток. Газоиндикатор типа ПФГ предназначен для эксплуатации при температурах от 0 до 40 °С. При использовании приборов типа ПФГ необходимо иметь в виду, что они взрывоопасны, поэтому в помещениях, где имеет место взрывоопасная концентрация газа, пробы набирают через резиновый шланг, а оп-

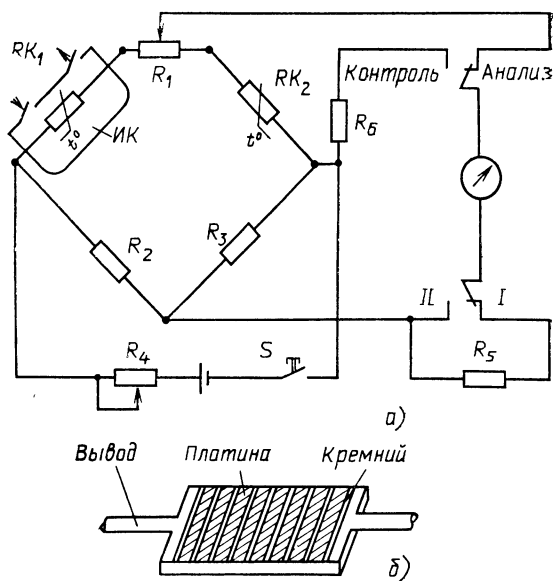


Рис. 1.28. Принципиальная электрическая схема газоиндикатора с чувствительным элементом—терморезистором (а) и конструкция кремниевого терморезистора—датчика горячих газов (б)

ределение концентрации газа проводится во взрывобезопасном помещении. Выпускается промышленностью взрывобезопасный прибор типа ПФГ-2, предназначенный для определения горячих газов в воздухе помещений, относимых к категориям В-1 и В-1а. На основе указанных типов приборов разработан модернизированный вариант газоиндикатора типа ПФГ-2М-И1.

Для определения содержания в воздухе метана, сжиженных газов используется другая модификация прибора типа ПФГ-2М-ИЗГ. Прибор имеет размеры $204 \times 100 \times 132$ мм, массу 3 кг.

Для газоиндикаторов в качестве датчиков перспективны полупроводниковые терморезисторы. Конструкция кремниевого терморезистора горячих газов приведена на рис. 1.28, б.

Терморезисторы косвенного подогрева используют в устройствах, где необходимо разделить управляющую цепь и управляемую для дистанционного управления электротехническими приборами и устройствами.

Схема стабилизации сигнала на выходе усилителя приведена на рис. 1.29. Степень стабилизации определяется параметрами терморезистора косвенного подогрева. Такие схемы позволяют при изменении сигнала на входе в 2 раза и колебаниях температуры окружающей среды от 10 до 40 °С обеспечить постоянство сигнала на выходе с колебаниями в пределах 5—6%.

Терморезисторы косвенного подогрева используют в схемах контроля скорости жидкостей и газов. Схема термоанемометра с

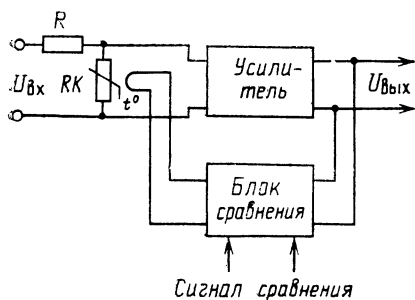


Рис. 1.29. Схема стабилизации сигнала на выходе усилителя с помощью терморезистора косвенного подогрева

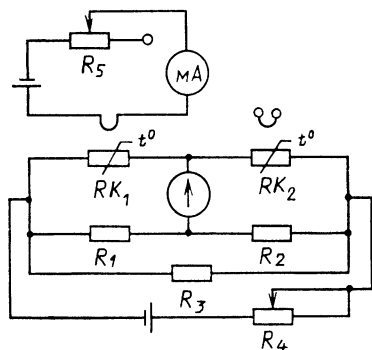


Рис. 1.30. Схема термоанемометра, выполненного с использованием в качестве чувствительных элементов—терморезисторов косвенного подогрева

использованием терморезистора косвенного подогрева приведена на рис. 1.30. Через обмотку нагрева одного из терморезисторов, например RK_1 , пропускают постоянный ток такой, чтобы выделяемая мощность соответствовала значению, при котором проводилась градуировка прибора. Другой терморезистор RK_2 компенсирует влияние температуры на показания прибора. Скорость воздушного потока определяется по току в диагонали моста. Элементы мостовой схемы подбирают таким образом, чтобы отсутствие воздушного потока соответствовало максимальному току через гальванометр в диагонали моста, а максимальная скорость потока соответствовала начальному положению гальванометра. В качестве индикатора в приборе используется микроамперметр или самописец для обеспечения непрерывной записи скорости потока.

Терморезисторы с косвенным подогревом используют в электротехнической аппаратуре для измерения действующего значения напряжения и тока в широком диапазоне частот. Измеряемое напряжение или ток подводят к цепи подогрева терморезистора и сравнивают их тепловое действие на сопротивление термочувствительного элемента с аналогичным действием постоянного тока, определяя таким образом действующее значение измеряемого переменного тока или напряжения. Схемы измерения с использованием терморезисторов косвенного подогрева приведены на рис. 1.31.

При измерении напряжения (рис. 1.31,а) переключатель первоначально устанавливают в положение 1, тогда ток подогрева

$$I_n = U_x / (R_n + R_1),$$

где R_n — сопротивление подогревателя; R_1 — сопротивление добавочного резистора.

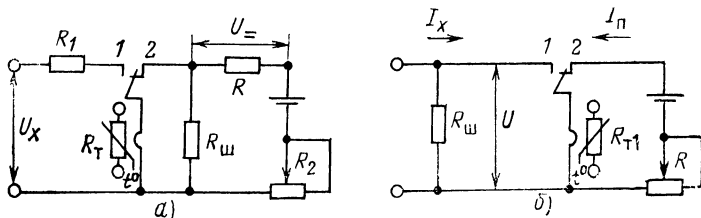


Рис. 1.31. Схемы измерения напряжения (а) и тока (б) на терморезисторах косвенного подогрева

Установив переключатель в положение 2, получим

$$U = IR; \quad I_{n0}R_n = \frac{R_n R_{ш}}{R_n + R_{ш}} i,$$

здесь I_{n0} —постоянный ток, протекающий по подогревателю; R — сопротивление добавочного резистора в цепи постоянного тока.

Тогда

$$U = I_{n0}R(R_{n0} + R_{ш})/R_{ш}.$$

Если при установлении переключателя в положения 1 и 2 сопротивление термочувствительного элемента остается неизменным, то $I_n = I_{n0}$ и

$$U_x = UR_{ш}(R_1 + R_n)/R(R_{ш} + R_n).$$

Если $R_{ш} = R_1$,

$$U_x = \frac{R_{ш}}{R} U.$$

Напряжение измеряется с помощью потенциометра постоянного тока. При измерении переменного тока I_x , когда переключатель находится в положении 1 (рис. 1.31, б),

$$I_n R_n = I_x R_{ш} R_n / (R_{ш} + R_n).$$

Когда переключатель находится в положении 2,

$$U = I(R + R_n).$$

Устанавливая $I_n = I$, при условии $R = R_{ш}$ получаем

$$I_x = U/R_{ш}.$$

Полупроводниковые терморезисторы могут быть применены для измерения малых мощностей в том случае, когда электродинамические ваттметры непригодны.

Терморезисторы косвенного подогрева используют для сглаживания пульсаций переменного тока, для подавления квадратурных сигналов в электромеханических следящих системах на переменном токе, в схемах генераторов высокочастотных колебаний, в удвоителях низких частот и других устройствах.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОРЕЗИСТОРЫ

2.1. Общие сведения

Полупроводниковые фоторезисторы — приборы, действие которых основано на фоторезистивном эффекте — эффекте изменения проводимости материала при воздействии электромагнитного излучения. Различают положительный фоторезистивный эффект, сопровождающийся увеличением проводимости, и отрицательный, когда проводимость уменьшается. Полупроводниковые материалы, используемые для получения фоторезисторов, имеют положительный фоторезистивный эффект.

Кристаллические полупроводниковые материалы, если на них не воздействуют излучение и электромагнитное поле, имеют незначительную концентрацию свободных электронов в зоне проводимости. При воздействии электромагнитного излучения часть электронов приобретает энергию, достаточную для их перевода из валентной зоны в зону проводимости, т. е. некоторые электроны становятся свободными и обуславливают увеличение проводимости.

У полупроводниковых материалов количество свободных электронно-дырочных пар возрастает при освещении, если энергия фотонов достаточна для перевода электронов в зону проводимости. Это явление называют генерацией свободных носителей заряда.

Энергия, отдаваемая электрону, определяется частотой электромагнитного излучения и не зависит от его интенсивности, т. е. с увеличением интенсивности излучения растет число поглощающих свет электронов, но не энергия, получаемая каждым из них.

Энергия фотона определяется согласно известной формуле Макса Планка

$$E_{\text{ф}} = h\nu,$$

где $h = 6,625 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка; ν — частота излучения.

Энергия фотона желтого света (частота излучения около 5×10^{14} Гц) составляет более 2 эВ, что многим полупроводниковым материалам вполне достаточно для перевода электронов в зону проводимости.

Возбужденные излучением электроны находятся в зоне проводимости в течение времени жизни τ , а затем переходят на примесные уровни или в валентную зону. При непрерывном воздействии излучения устанавливается динамическое равновесие, при котором число генерируемых электронов равно числу рекомбинирующих.

Фоторезистивный эффект впервые был обнаружен У. Смитом в 1873 г. у селена. Начало создания фоторезисторов как приемников излучения относится к 1917 г., когда были созданы сернисто-таллиевые фоторезисторы (таллофиды).

В 1940 г. были получены первые сведения о фотопроводимости в PbS и PbSe; последующие исследования привели к созданию свинцово-сернистых фоторезисторов. С этого момента начинается быстрое развитие фоторезисторов, нашедших применение в различных областях народного хозяйства.

В нашей стране большую роль в деле изучения фотоэффекта в полупроводниках, в создании и изучении новых полупроводниковых материалов, пригодных для изготовления фоторезисторов, сыграли работы А. Ф. Иоффе и его сотрудников. Большой вклад в изучение механизма фотопроводимости был внесен также работами Б. Т. Коломийца, С. М. Рывкина, Л. Н. Курбатова, А. О. Олеска, Д. В. Наследова.

Серийный выпуск фоторезисторов в нашей стране начался в 1948 г., тогда были освоены сернисто-висмутовые фоторезисторы. Позже они были заменены сернисто-кадмиевыми и селенисто-кадмиевыми фоторезисторами, обладающими значительно лучшими параметрами. Большая роль в создании промышленных серий фоторезисторов на основе сернистого кадмия и сернистого свинца принадлежит проф. Б. Т. Коломийцу и его сотрудникам. В последние годы были созданы также фоторезисторы на основе селенистого свинца, обладающие высокими фотоэлектрическими параметрами и эксплуатационными свойствами.

В настоящее время трудно найти такую отрасль народного хозяйства, науки или техники, где не применялись бы фоторезисторы. Многочисленные исследования, проведенные советскими и зарубежными учеными, показали, что наиболее перспективными материалами для создания фоторезисторов являются сульфид кадмия, селенид кадмия и сернистый свинец. На этих материалах в основном и выполняются современные типы фоторезисторов.

В последние годы получено большое число полупроводниковых материалов, у которых фоторезистивный эффект ярко выражен при частотах, соответствующих инфракрасной области спектра. На их основе разработана целая серия сернисто-свинцовых фоторезисторов. В зависимости от используемого светочувствительного материала и конструктивного оформления фоторезисторам даны соответствующие обозначения. ФС и СФ — старое и новое обозначения фоторезисторов. Буквами А, К, Д обозначается материал, используемый для светочувствительного элемента (А — PbS; К — CdS; Д — CdSe). В новых обозначениях буквы заменяются цифрами, которые ставят после индекса СФ. Цифры характеризуют конструктивное оформление фоторезисторов. Иногда перед цифрой может стоять буква Г, обозначающая герметизированную конструкцию.

Фоторезисторы имеют рабочие токи, измеряемые миллиамперами, что дает возможность на их основе выполнять простые и надежные фотореле без усилителей. Основные промышленные типы фоторезисторов могут работать в схемах, питание которых осуществляется непосредственно от сети с напряжением 127 и 220 В.

Полупроводниковые фоторезисторы имеют высокую чувствительность к излучению в широком диапазоне длин волн от инфракрасной области спектра до рентгеновских и гамма-лучей, стабильны в работе, просты по конструкции, а также позволяют ус-

танавливать приемник света на значительном расстоянии от исполнительных механизмов. Этот комплекс положительных свойств фоторезисторов позволяет использовать их для контроля, автоматизации и регулирования различных производственных процессов и обеспечивает им широкое применение в самой различной аппаратуре.

2.2 Конструктивное оформление и параметры фоторезисторов

Основным рабочим элементом фоторезистора является светочувствительный элемент (СЭ). У одних приборов он представляет собой спрессованную из порошкообразного сульфида или селенида кадмия круглую или прямоугольную таблетку, у других — тонкий слой полупроводникового материала на стеклянном основании. На поверхность полупроводника нанесены обычно два металлических электрода.

Устройство фоторезисторов и способ их включения в электрическую цепь показаны на рис. 2.1. Размеры СЭ фоторезистора указаны в табл. 2.1. Как следует из таблицы, СЭ различаются между собой по размеру светочувствительной площадки, форме и расстоянию между электродами.

Обычно СЭ заключаются в пластмассовый или металлический

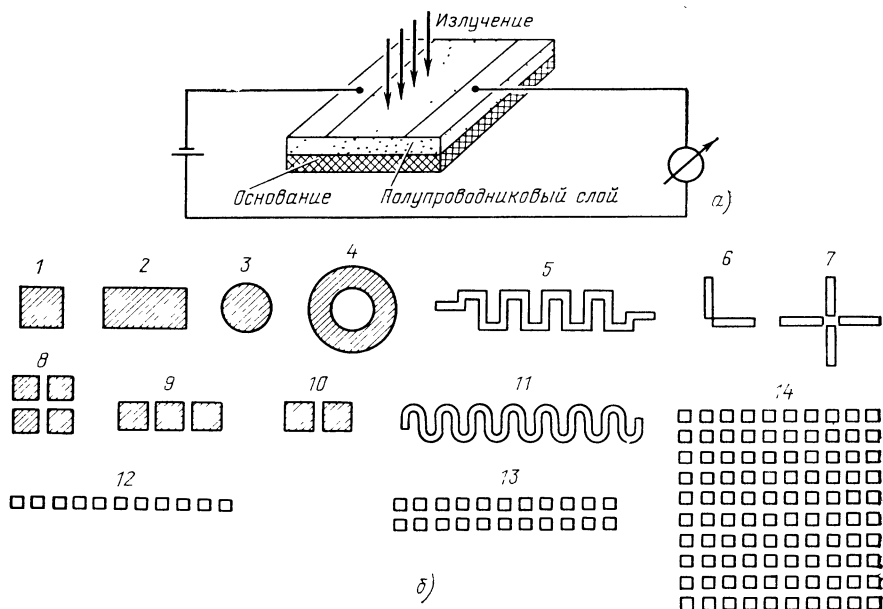


Рис. 2.1. Устройство фоторезистора, включение в цепь (а) и типовые формы светочувствительных элементов (б):

1 — квадратная; 2 — прямоугольная; 3 — круглая; 4 — кольцевая; 5 — в виде меандра; 6 — угловая; 7 — крестообразная; 8 — четырехэлементная; 9 — трехэлементная; 10 — двухэлементная; 11 — змейка; 12 — одна линейка; 13 — две линейки; 14 — многоэлементная мозаика

Таблица 2.1

Вид фоторезистора	Тип фоторезистора	Размер СЭ, мм	Размер рабочей светочувствительной площади СЭ, мм ²	Расстояние между электродами, мм	Форма СЭ
Сернисто-свинцовые	ФСА-1а	12×7,5×1,2	30	4	Прямоугольная
	ФСА-1	12×7,5×1,2	30	4	"
	ФСА-Г1	12×7,5×1,2	30	4	"
	ФСА-Г2	16×12×1,2	96	8	"
	ФСА-6	16×1,2	125	4	Круглая (с отверстием)
Сернисто-кадмиевые	ФСК-1а	8×1	28,8	4	Круглая
	ФСК-1	8×1	28,8	4	"
	ФСК-2	8×1	28,8	4	"
	ФСК-4	7×6×0,5			Прямоугольная
	ФСК-5	6×1,0×1,0	1,0	1	Круглая (с отверстием)
	ФСК-6	16	125	4	
	ФСК-7а	25	200	6,5	Круглая
	ФСК-7б	25	200	6,5	"
	ФСК-Г7а	20×1	170	6,5	"
	ФСК-Г7б	20×1	170	6,5	"
	ФСК-Г1	8×1	28,8	4	"
	ФСК-Г2	2×8×1	57,6	4	"
	ФСК-П1	6×6×0,5	12	2	Прямоугольная
	СФ2-1	1,5×3×1,2	0,5×1,5	0,5	
	СФ2-2	6×12×0,5	6×12	0,5	
Селенисто-кадмиевые	ФСД-1а	8×1	28,8	4	Круглая
	ФСД-1	8×1	28,8	4	"
	ФСД-Г1	8×1	28,8	4	"
	СФЗ-1	1,5×3×1,2	0,5×1,5	0,5	Прямоугольная

корпус; в отдельных же случаях, когда требуются фоторезисторы малых габаритов, они выпускаются без корпуса.

В зависимости от конструкции фоторезисторы можно подразделить на следующие группы. Первая группа — фоторезисторы без специального конструктивного оформления. К этой группе относятся фоторезисторы типов ФСА-1а, ФСК-5, ФСК-7а, ФСК-7б, ФСК-1а, ФСД-1а (рис. 2.2, 2.3). У фоторезисторов типов ФСК-1а, ФСД-1а и ФСК-7 СЭ приклеен к стеклянной пластинке. ФСК-1а и ФСД-1а имеют серебряные электроды, к которым припаиваются металлические выводы. Фоторезисторы этих типов выпускаются также в пластмассовых и герметичных корпусах.

Фоторезисторы типов ФСК-4, ФСК-5 и ФСК-7 предназначены для сборки в блоки. Схематическое изображение блока из десяти таких фоторезисторов приведено на рис. 2.3.

На поверхность полупроводникового элемента фоторезистора

Рис. 2.2. Конструкции полупроводниковых бескорпусных фоторезисторов типов ФСА-1а, ФСК-1а и ФСД-1а:

1 — изоляционная подложка; 2 — светочувствительный элемент; 3 — защитный слой лака

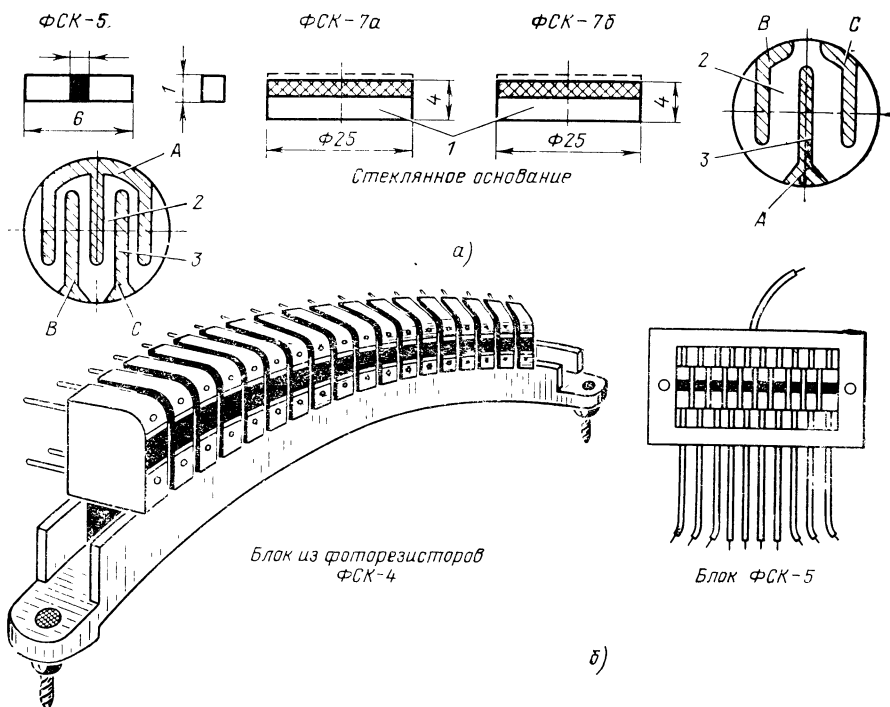
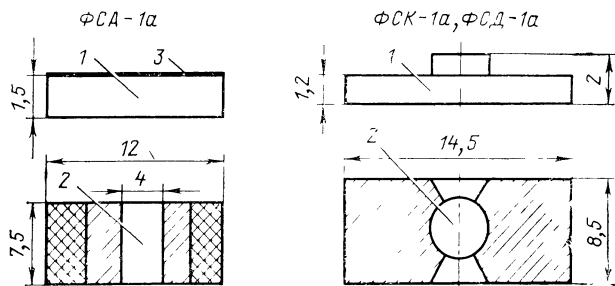


Рис. 2.3. Фоторезисторы типов ФСК-5, ФСК-7 (а) и блоки из фоторезисторов типов ФСК-5 и ФСК-4 (б):

1 — стеклянное основание; 2 — светочувствительная поверхность; 3 — электроды

типа ФСК-7 в отличие от других фоторезисторов нанесены не два, а три электрода, что позволяет использовать их как дифференциальные и как обычные фоторезисторы.

Фоторезисторы типа ФСК-7 удобно включать в мостовую схему. Их выполняют в двух конструктивных вариантах, отличающихся друг от друга конфигурацией и расположением электродов (рис. 2.3). Включение фоторезисторов в электрическую цепь осуществляют с помощью электрических контактов.

У полупроводниковых фоторезисторов типов ФСК-1, ФСК-2, ФСК-4а, ФСК-6, ФСА-1, ФСА-6 и ФСД-1 СЭ помещается в пластмассовый корпус (рис. 2.4). Фоторезисторы типов ФСК-6 и ФСА-6 предназначены для работы в отраженном свете. Светочувствительный элемент этих фоторезисторов представляет собой плоскую шайбу с отверстием, через которое свет поступает на отражающую поверхность, что дает возможность устанавливать фоторезисторы на близком расстоянии от контролируемого объекта. Светочувствительный элемент у рассмотренных типов фоторезисторов защищен от воздействия внешней среды прозрачной лаковой пленкой, которая, однако, не обеспечивает надежной защиты СЭ фоторезисторов в условиях повышенной влажности. Фоторезисторы ФСК-1, ФСК-2, ФСА-6, ФСК-6 могут быть включены в восьмиштырьковую радиопанель, конструкция фоторезистора типа ФСД-1 обеспечивает его включение в панель для семиштырьковых радиоламп; у фоторезистора типа ФСК-4 выводы рассчитаны на включение в специальную панель, так как из фоторезисторов данного типа обычно собираются блоки с различным числом приборов.

Герметизированные фоторезисторы типов ФСА-Г1, ФСК-Г1 разработаны для эксплуатации при повышенной влажности, в жидких непроводящих средах и в условиях высокой относительной влажности (93—98%) при температурах 40—45 °С. Три варианта

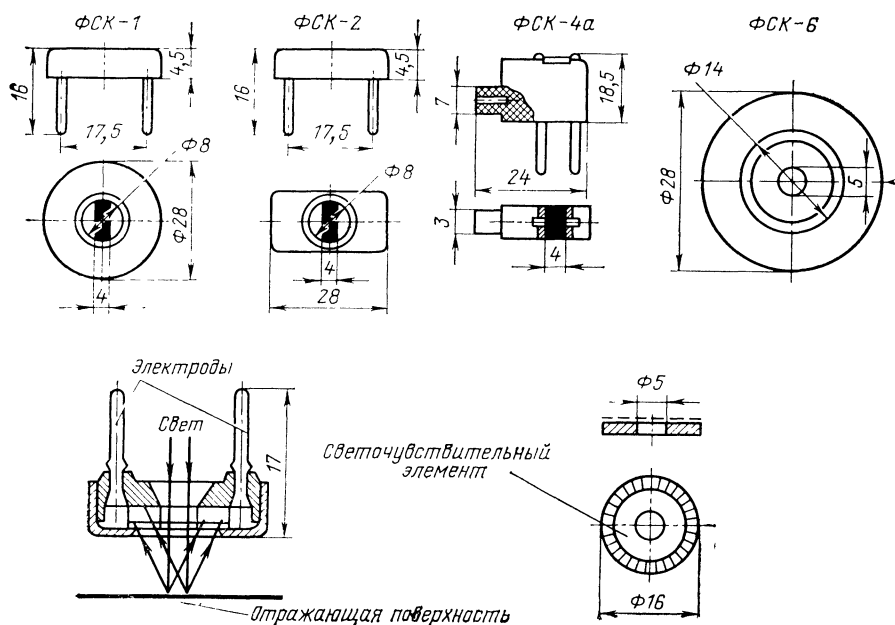


Рис. 2.4. Фоторезисторы в пластмассовых корпусах.

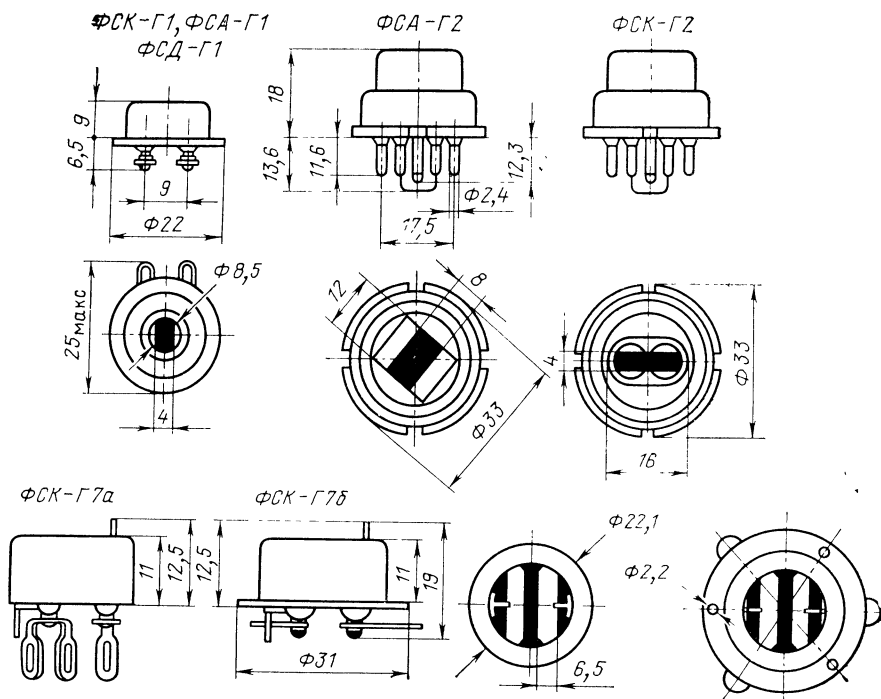


Рис. 2.5. Конструкции герметизированных полупроводниковых фоторезисторов

конструкций герметизированных полупроводниковых фоторезисторов приведены на рис. 2.5.

Первая конструкция используется обычно для герметизации СЭ фоторезисторов типов ФСК-1, ФСА-1 и ФСД-1, вторая — для светочувствительных фоторезисторов ФСА, имеющих большие габаритные размеры, или для герметизации двух фоторезисторов типа ФСК-1; третья — для дифференциальных фоторезисторов типа ФСК-7. Фоторезисторы типов ФСА-Г2 и ФСК-Г2 имеют в основании радиоламповый цоколь, обеспечивающий включение фоторезисторов в стандартную панель; у фоторезисторов типов ФСА-Г1, ФСК-Г1, ФСК-Г7 и ФСД-Г1 выводы выполнены в виде металлических лепестков.

К малогабаритным фоторезисторам с влагозащитой СЭ относятся пленочные селенисто-кадмиевые и сернисто-кадмиевые фоторезисторы следующих типов: СФ2-1, СФ3-1, ФСК-П1 и СФ2-2 (рис. 2.6).

Фоторезисторы типов СФ2-1 и СФ3-1 имеют одинаковые пластмассовые основания, на торцах которых помещаются миниатюрные СЭ. В фоторезисторах типов СФ2-1 и СФ3-1 используют различные материалы для СЭ, что и обуславливает их различные электрические параметры. Светочувствительные элементы фоторезисторов типов СФ2-1 и СФ3-1 защищены от воздействия внешней среды пленкой прозрачной эпоксидной смолы.

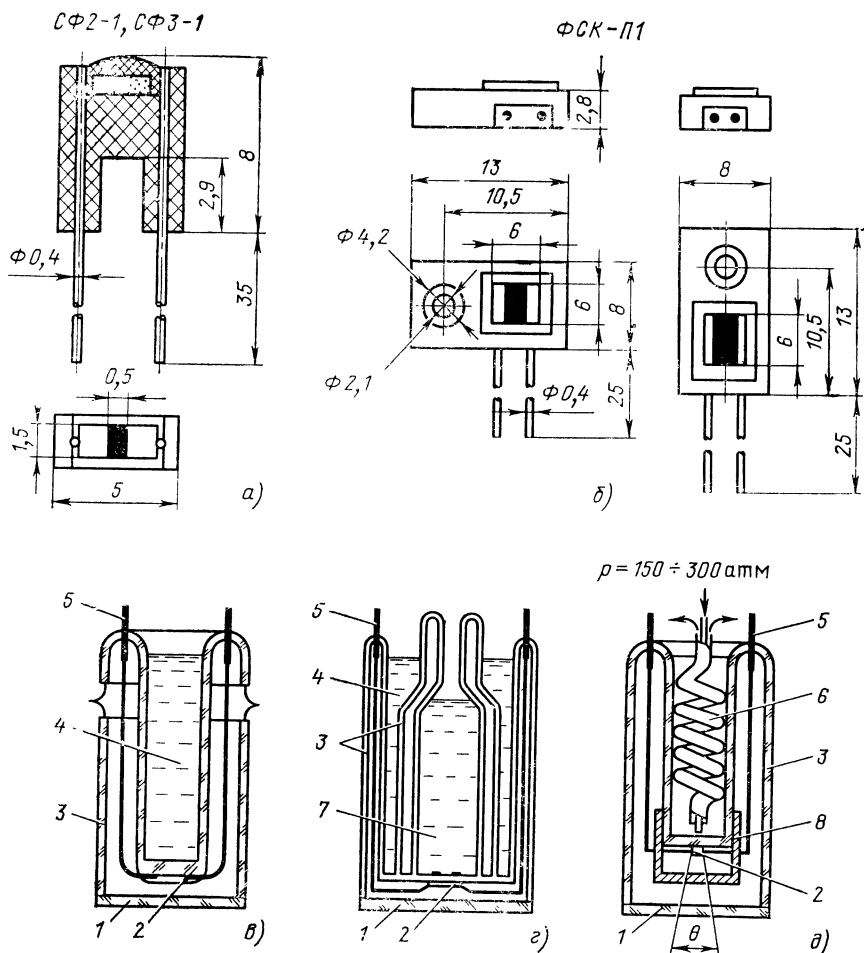


Рис. 2.6. Миниатюрные фоторезисторы (а, б) и конструкции фоторезисторов с охлаждением светочувствительного элемента жидким азотом (в), жидким гелием (г) и сжатым азотом (д):

1 — входное окно (фильтр); 2 — светочувствительный элемент; 3 — сосуд Дьюара; 4 — жидкий азот; 5 — электрический вывод; 6 — змеевик; 7 — жидкий гелий; 8 — охлаждаемая диафрагма, образующая апертурный угол

Светочувствительные элементы фоторезисторов типов ФСК-П1 и СФ2-2 укрепляют в пластмассовом корпусе с окном, соединение которого с корпусом выполняют с помощью эпоксидной смолы. Основные параметры промышленных типов фоторезисторов приведены в табл. 2.2.

Фоторезисторы обладают заданной стабильностью параметров только при эксплуатации в условиях, оговариваемых техническими условиями. Каждый прибор имеет интервал рабочих температур, в котором он работоспособен и сохраняет свои параметры в течение указанного срока службы. Сернисто-кадмиевые фоторези-

Таблица 2.2

Тип фоторезистора	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Рабочее напряжение, В	Темновое сопротивление, МОм	Темновой ток I_T , мкА	Световой ток (Фототок) $I_{св}$, мА	Отношение $R_p/R_{св}$	Интервальная чувствительность, А/лм	Удельная чувствительность, K , 10^{-3} мА/(лм·В)
Селенисто-кадмиевые: ФСД-1а ФСД-1 ФСД-Г1 СФЗ-1	0,05	20	2	1	3	2000	15	30
	0,05	20	2	1	3	2000	15	30
	0,05	20	2	1	3	2000	15	30
	0,01	15	30	0,01	1,5	150 000	20	600
Сернисто-кадмиевые: ФСК-1а ФСК-1 ФСК-2 ФСК-4а ФСК-5 ФСК-6 ФСК-7а ФСК-7б ФСК-Г7 ФСК-Г1 ФСК-Г2 ФСК-П1 СФ2-1 СФ2-2 СФ3-2 ФСК-М1 ФСК-М2	0,125	50	3,3	5	2	400	2,8	7
	0,125	50	3,3	5	2	400	2,8	7
	0,125	100	3,3	10	1	100	0,5	1,6
	0,125	25	1,6	5	2	400	3,0	15
	0,05	50	10	1	1	1000	5,0	220
	0,20	50	3,3	5	2	400	0,8	6
	0,35	50	0,5	10	0,5	50	0,15	0,25
	0,35	10	0,1	10	3	300	3,6	7,5
	0,35	50	5	5	2	400	0,7	1,8
	0,12	50	3,3	5	2	400	2,1	7
	0,2	50	1,6	10	6	800	2,1	7
	0,1	100	100	0,01	2	200 000	4,8	8
	0,01	15	15	0,5	1	2000	10	400
	0,05	2	2	0,5—0,2	1,5	3000	0,36	75
	0,1	5	5	0,5	2	4000	—	80
	0,03—0,06	70	700	0,1	0,3	10^3 — 10^6	0,5—3	35—50
	0,03—0,06	70	70	1	1	10^3 — 10^6	3—10	35—50
Сернисто-свинцовые: ФСА-1 ФСА-1а ФСА-6 ФСА-Г1 ФСА-Г2	0,01	2—100	0,022—1	—	—	1,2	—	0,5
	0,01	2—100	0,022—1	—	—	1,2	—	0,5
	0,01	5—30	0,05—0,3	—	—	1,2	—	0,5
	0,01	4—40	0,047—0,47	—	—	1,2	—	0,5
	0,01	4—40	0,047—0,47	—	—	1,2	—	0,5

Примечания: 1. Значение светового тока определено через 15 с после воздействия потока в 200 лк.

2. Удельная чувствительность—это отношение фототока к произведению падающего на фоторезистор светового потока и приложенного напряжения.

сторы имеют интервал рабочих температур от -60 до $+85^{\circ}\text{C}$, селенисто-кадмиевые — от -60 до $+40^{\circ}\text{C}$. Допускается эксплуатация фоторезисторов при атмосферном давлении до 6,5 Па.

Герметизированные фоторезисторы типов ФСА-Г1, ФСА-Г2, ФСК-Г1, СФ2-2 и другие могут быть использованы при относительной влажности воздуха до 98%; фоторезисторы открытого типа используются при относительной влажности воздуха до 80%.

Фоторезисторы сохраняют свою работоспособность при воздействии механических нагрузок, указанных в табл. 2.3.

Фоторезисторы предназначены для работы в цепях постоянного и переменного тока различной аппаратуры. Допускается эксплуатация фоторезисторов в цепях импульсных токов, однако мощность в импульсе не должна превышать 10-кратной мощности (максимальной) рассеяния при средней мощности не выше допустимой.

В последние годы отечественной промышленностью разработан ряд фоторезисторов, параметры которых приведены в табл. 2.4. Эти фоторезисторы выполняются в герметичных металлических корпусах, а следовательно, отличаются большей надежностью и стабильностью параметров по сравнению с фоторезисторами в пластмассовых корпусах. Для фоторезисторов типов СФ2-4 и СФ3-4 разработаны герметические корпуса с окнами, выполненными из оптического стекла. Пленочный СЭ фоторезисторов типов СФ2-5 и СФ3-5 выполняется в виде диска.

Фоторезисторы предназначены для использования в кино- и фотоаппаратуре, а также в различных автоматических устройствах.

Фоторезисторы типа СФ4-1, выполняемые на основе селенида свинца, имеют максимум спектральной чувствительности в инфракрасной области спектра (длина волны 3,5 мкм, красная граница спектральной характеристики 4,7 мкм) и предназначены для дистанционного измерения температуры и тепловой локации предметов, нагретых до 100°C .

В настоящее время ведутся разработки фоторезисторов на основе сульфидов и селенидов кадмия и свинца с улучшенными параметрами по сравнению с имеющимися образцами. Начаты работы по созданию новых типов фоторезисторов, в частности — для автоматического регулирования диафрагмы при съемке для ультрафиолетового участка спектра на основе сульфида кадмия и других полупроводниковых материалов. Разработаны конструкции полупроводниковых фоторезисторов с охлаждением СЭ сжиженными газами (рис. 2.6, в, г).

Охлаждение СЭ позволяет сдвигать максимум спектральной характеристики фоторезистора в сторону более длинных волн, что дает возможность обнаруживать тепловое излучение от объектов, нагретых до небольших температур (80 — 100°C).

В полупроводниковых материалах (селениде кадмия, сульфиде кадмия и др.) при воздействии рентгено- и гамма-лучей возника-

Таблица 2.3

Тип фоторезистора	Интервал рабочих температур, °С	Относительная влажность, %	Атмосферное давление, Па	Вибрация (частота), Гц Ускорение, g	Ударная нагрузка с ускорением, g Число ударов	Линейные перегрузки с ускорением, g	Срок службы, ч	Срок хранения, лет
Сернисто-кадмиевые: ФСК-1 ФСК-1а ФСК-2 ФСК-4 ФСК-6	-60 ÷ +85	80*	6,6	$\frac{5-1\,000}{7,5}$	$\frac{35}{10\,000}$	25	10 000	8,5
ФСК-5	-25 ÷ +55	80*	6,6	—	—	—	5000	3
ФСК-Г1 ФСК-Г2, ФСК-Г7	-60 ÷ +85	98**	6,6	$\frac{5-1\,000}{7,5}$ $\frac{5-80}{7,5}$	$\frac{35}{10\,000}$ $\frac{12}{10\,000}$	25 25	10 000	8,5
ФСК-П1 СФ2-2, СФ3-2 СФ2-1	-60 ÷ +85	98*	6,6	$\frac{10-3\,000}{12}$ $\frac{10-80}{2,5}$ $\frac{10-80}{2,5}$	$\frac{35}{4000}$ $\frac{12}{5000}$ $\frac{12}{10\,000}$	50 9 9	5000 1000 3000	5 5 5

Продолжение табл. 2.3

Тип фоторезистора	Интервал рабочих температур, °C	Относительная влажность, %	Атмосферное давление, Па	Вибрация (частота), Гц Ускорение, g	Ударная нагрузка с ускорением, g Число ударов	Линейные перегрузки с ускорением, g	Срок службы, ч	Срок хранения, лет
Селенисто-кадмиевые: ФСД-1, ФСД-1а ФСД-Г1 СФ3-1	-60 ÷ +40	80*	6,6	$\frac{5-1000}{7,5}$	$\frac{35}{10\,000}$	25	1000	8,5
	-60 ÷ +40	98**	6,6	$\frac{5-1000}{7,5}$	$\frac{35}{10\,000}$	25	1000	8,5
	-60 ÷ +85	98*	6,6	$\frac{10-80}{2,5}$	$\frac{12}{10\,000}$	9	3000	5
Гернисто-свинцовые: ФСА-1, ФСА-1а ФСА-6, ФСА-Г1 ФСА-Г2	-60 ÷ +70	80*	6,6	$\frac{5-10\,000}{7,5}$	$\frac{35}{10\,000}$	25	10 000	8,5
		98**		$\frac{5-1000}{7,5}$	$\frac{35}{10\,000}$	25		
		98**		$\frac{5-80}{7,5}$	$\frac{12}{10\,000}$	25		
Селенисто-свинцовые: СФ4-1	-55 ÷ +40	80*	10*	$\frac{5-80}{2,5}$	$\frac{12}{5000}$	9	500	5

* При 25 °C.
** При 40 °C.

Таблица 2.4

Параметры фоторезистора	Тип фоторезистора			
	СФ2-4	СФ2-5	СФ2-8	СФ2-9
Темновое сопротивление, МОм, не менее	15	1	100	3,3
Рабочее напряжение, В	5	1,3	100	25
Предельно допустимое напряжение, В	15	10	150	100
Допустимая мощность рассеяния, Вт	0,01	0,025	0,125	0,125
Световой ток, мкА	200	500	1000	250—900
Температурный коэффициент светового тока, %	$\pm 0,3 \div 0,7$	$-0,2 \div 0,4$	$\pm 0,3$	$\pm 0,4$
Постоянная времени, мкс:				
по нарастанию фототока	100	20	25	50
по спадающему фототоку	35	50	20	30
Размер фоточувствительной площадки, мм	$0,5 \times 1,5$	$0,3 \times 2,7$	2×6	$3,5 \times 6$

Продолжение табл. 2.4

Параметры фоторезистора	Тип фоторезистора			
	СФ2-12	СФ2-16	СФ3-5	СФ3-8
Темновое сопротивление, МОм, не менее	15	3,3	2	20
Рабочее напряжение, В	5	10	2	20
Предельно допустимое напряжение, В	15	15	6	50
Допустимая мощность рассеяния, Вт	0,01	0,01	0,05	0,05
Световой ток, мкА	200—1200	300	500	500
Температурный коэффициент светового тока, %	$\pm 0,2$	$-0,9$	$-1,5$	1,5
Постоянная времени, мкс:				
по нарастанию фототока	25	100	10	10
по спадающему фототоку	25	40	10	15
Размер фоточувствительной площадки, мм	$0,5 \times 1,5$	$0,2 \times 2$	$0,3 \times 2,7$	2×6

Примечание. Параметры фоторезисторов типов СФ2-5, СФ2-8, СФ2-9, СФ2-16, СФ3-5 и СФ3-8 указаны при освещенности 200 лк, а СФ2-4 и СФ2-12 — при 300 лк.

ет добавочная проводимость, что позволяет на основе этих материалов выполнять датчики излучения. На основе материалов, широко используемых в технологии производства фоторезисторов, в последние годы разработаны полупроводниковые резисторы-датчики жесткого электромагнитного излучения — рентгено- и гамма-лучей. Рентгено-гамма-датчики предназначены для использования в дозиметрической и контрольной рентгеновской аппаратуре, сигнализирующих устройствах.

Отечественной промышленностью выпускаются гамма-датчики типов РГД-2 и ГД-Г1 и рентгено-датчики РГД-0 и РГД-1 (одно-

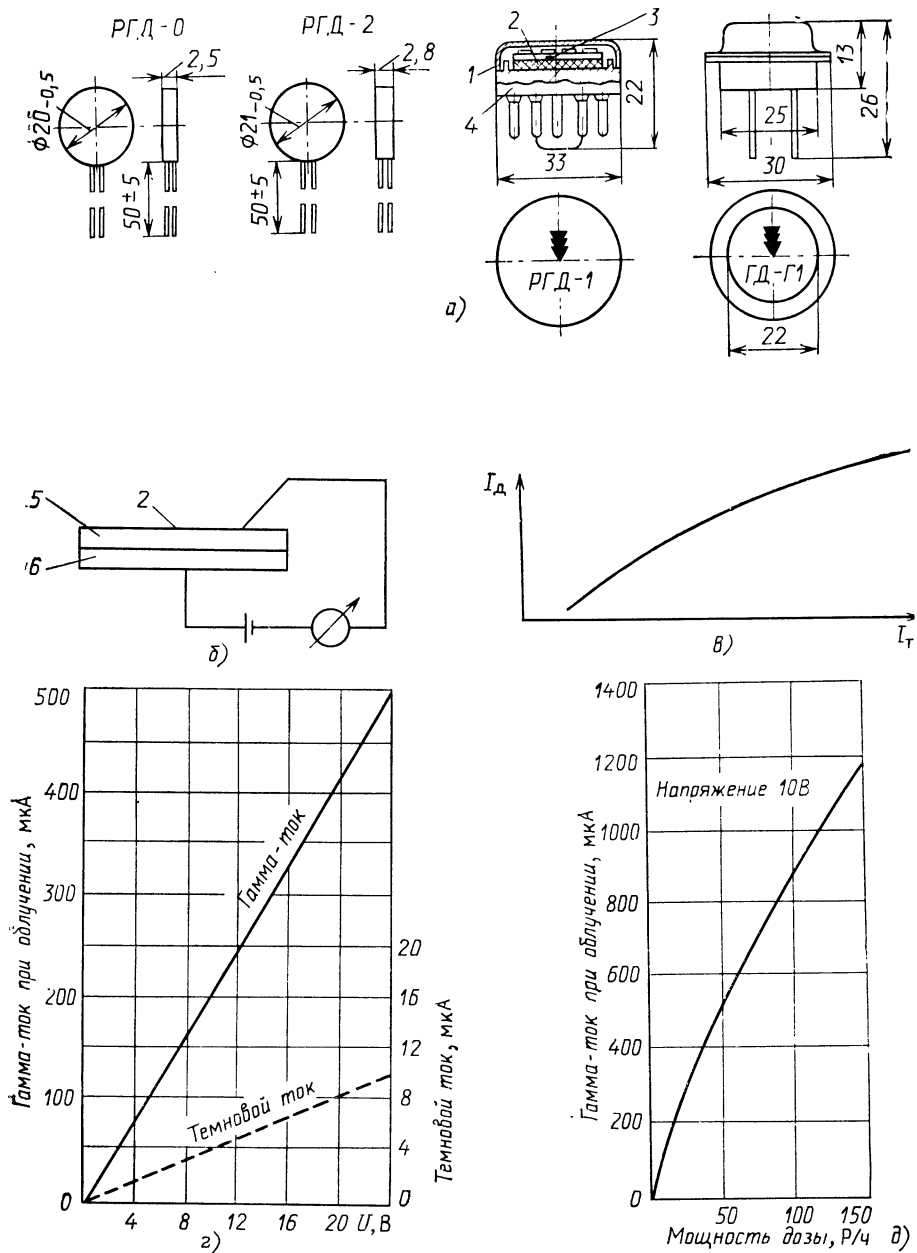


Рис. 2.7. Конструкции рентгено-гамма-датчиков (а), светочувствительный элемент (б) и характеристики датчиков (в—г):
 1 — крышка; 2 — электроды; 3 — датчик; 4 — цоколь; 5 — полупроводниковый материал; 6 — графит

временно они являются датчиками и гамма-излучения). Основой датчика типа ГД-Г1 является поликристаллический слой селенистого кадмия, остальные изготавливают из сернистого кадмия (рис. 2.7).

Метод изготовления полупроводниковых чувствительных слоев датчиков заключается в возгонке сернистого или селенистого кадмия в вакууме на нагретую проводящую подложку. Эта подложка служит одновременно одним из электродов датчика и его основанием. Второй электрод наносят методом термического испарения в вакууме почти на всю поверхность полупроводникового чувствительного слоя. Таким образом, в отличие от фоторезисторов в датчиках проникающего излучения электроды расположены на противоположных поверхностях полупроводникового чувствительного слоя. Приемной рабочей площадкой датчиков является практически весь полупроводниковый слой. У перечисленных датчиков рабочая площадка одинакова и составляет около 300 мм².

Рентгено-гамма-датчик изготавливают в виде диска, к электродам которого припаивают два проводника для удобства присоединения датчика к схеме. В целях защиты от механических повреждений полупроводниковый слой покрывают толстым слоем эпоксидной смолы, прозрачной для рентгено-, гамма-излучений и видимого света.

Рентгено-гамма-датчик РГД-1 имеет пластмассовое основание с цоколем восьмиштырьковой электронной лампы. Первые четыре штырька цоколя, закороченные между собой, соединены с одним из электродов полупроводникового чувствительного слоя, вторые четыре — с другим электродом.

У гамма-датчика РГД-2 полупроводниковый СЭ помещают в металлический колпачок и заливают эпоксидной смолой. В колпачке полупроводниковый слой защищен от попадания видимого света, а также и рентгеновского излучения. Из-за наличия металлического колпачка датчик РГД-2 является только гамма-датчиком (в связи с этим его маркировка неточно определяет назначение датчика).

Гамма-датчик ГД-Г1 представляет собой подложку с полупроводниковым чувствительным слоем из селенида кадмия, заключенную в металлический корпус с металлической крышкой, соединенные холодной сваркой. Для повышения механической прочности датчика ГД-Г1 подложку с чувствительным слоем внутри корпуса перед герметизацией заливают толстым слоем эпоксидного компаунда. Датчик ГД-Г1 имеет надежную герметизацию. Допускается его эксплуатация в средах с высокой относительной влажностью и в условиях повышенных механических нагрузок. Наличие у датчика ГД-Г1 металлической крышки позволяет использовать его только в качестве гамма-датчика. По внешнему конструктивному оформлению, способу крепления и присоединения к электрической схеме датчик ГД-Г1 подобен транзистору П-210.

Чувствительностью к рентгено- и гамма-излучению кроме рентгено- и гамма-датчиков РГД и ГД обладают сернисто-кадмиевые

фоторезисторы типа ФСК, а также селенисто-кадмиевые фоторезисторы.

Схема датчика показана на рис. 2.7,б.

Полупроводниковый материал в порошкообразном состоянии возгоняется на проводящую подложку, которая является одним из электродов. Толщина чувствительного слоя составляет 0,5—1,5 мм. Второй электрод наносится на готовый чувствительный слой.

Чувствительность датчиков характеризуется рентгеновским током и гамма-током. Рентгеновский ток определяется как разность между током при облучении и темновым током, он зависит от режима облучения. Добавочный рентгеновский ток у датчиков РГД-0 и РГД-1 составляет около 900 мкА при рабочем напряжении на датчике и при следующем режиме облучения: при напряжении на рентгеновской трубке 35 кВ; токе трубки 2 мА; расстоянии между датчиками и окном трубки 50 см. Если датчик (РГД-0, РГД-1) расположить на расстоянии 5 см от рентгеновской трубки, работающей при напряжении 40 кВ и токе 5 мА, то добавочный ток будет составлять 4000—5000 мкА. Инерционность датчиков при этом не превышает 10^{-1} — 10^{-2} с. Зависимость рентгеновского тока I_d от тока трубки I_t носит нелинейный характер (рис. 2.7,в).

Гамма-ток в цепи датчиков зависит от приложенного напряжения (вольт-амперная характеристика) и мощности дозы облучения (дозиметрическая характеристика). Эти зависимости практически линейны. Отклонение дозиметрической характеристики от линейности не превышает 10—15%. При высоких напряжениях и больших мощностях доз облучения могут быть получены гамма-токи, измеряемые сотнями микроампер. Вольт-амперная и дозиметрическая характеристики приведены на рис. 2.7,г, д.

Гамма-ток у датчиков РГД-0, РГД-1, РГД-2 при рабочем напряжении и мощности дозы облучения 5 Р/ч от изотопа Co_{60} может составлять 500 мкА. Чувствительность этих датчиков, определенная как отношение стационарного значения добавочного тока к мощности дозы облучения, при рабочем напряжении на датчике равна 200 мкА на 1 Р/ч. У остальных датчиков она может достигать 500—800 мкА/(Р/ч).

Датчики рентгеновского и гамма-излучения, обладающие высокой чувствительностью, отличаются обычно и большой инерционностью. Постоянная времени гамма-тока у РГД-0, РГД-1 и РГД-2 при мощности дозы облучения 5 Р/ч составляет менее 60 с. При интенсивности облучения менее 0,5 Р/ч инерционность составляет 10 мин. Инерционность в сильной степени зависит от мощности дозы облучения и температуры окружающей среды. Поэтому полупроводниковые рентгено- и гамма-датчики рекомендуется использовать при уровнях облучения свыше 0,5 Р/ч. В отдельных случаях для увеличения чувствительности и уменьшения постоянной времени можно воспользоваться дополнительной подсветкой. При увеличении температуры окружающей среды уменьшается также инерционность датчиков.

В пределах рабочего интервала температур ($-25 \div +40^\circ\text{C}$)

инерционность датчиков РГД изменяется в 2 раза. У датчиков ГД-Г1, имеющих интервал рабочих температур $-60 \div +80^\circ\text{C}$, инерционность в пределах рабочих температур изменяется в 5—10 раз. Напряжение, прикладываемое к датчикам, на их инерционности практически не сказывается.

Кроме основных параметров (темновое сопротивление, кратность изменения сопротивления или тока, допустимая мощность рассеяния, рабочее напряжение, удельная чувствительность, инерционность) фоторезисторы характеризуются рядом других параметров, определяющих свойства и границы использования: спектральной, частотной, световой чувствительностями, средним температурным коэффициентом фототока в определенном интервале температур, предельной положительной и отрицательной температурами окружающей среды, характеризующими интервал рабочих температур фоторезистора. Темновое сопротивление — сопротивление включенного в цепь фоторезистора при отсутствии освещения.

Для некоторых типов фоторезисторов (ФСА-1а, ФСА-1, ФСА-Г1 и др.) указываются диапазон значений темнового сопротивления. Так, у фоторезисторов ФСА-1а темновое сопротивление может быть от 22 кОм до 1 МОм, а у ФСА-Г1 — от 47 до 470 кОм. Промежуточные значения темнового сопротивления соответствуют шкале ГОСТ 2825-75. Однако для большинства фоторезисторов устанавливается только нижний предел темнового сопротивления. Кратность изменения сопротивления (отношение темнового сопротивления фоторезистора к сопротивлению при определенной освещенности) определяет чувствительность фоторезистора. В табл. 2.2 приведены кратности изменения сопротивления различных типов фоторезисторов, измеренные при освещенности в 200 лк. У сернисто-свинцовых фоторезисторов кратность изменения сопротивления не менее 1,2; у селенисто-кадмиевых и сернисто-кадмиевых фоторезисторов кратность изменения сопротивления может достигать значений 10^4 — 10^6 . При увеличении освещенности кратность изменения сопротивления возрастает по линейному закону.

При работе фоторезистора выделяющаяся в нем мощность должна быть ограничена, чтобы его температура не превышала допустимого значения. В табл. 2.2 для всех типов фоторезисторов указаны значения допустимой мощности рассеяния, при которой не происходит необратимого изменения свойств в процессе длительной эксплуатации.

При повышении температуры окружающей среды допустимая мощность рассеяния снижается обычно по линейному закону (рис. 2.8).

Если значение протекающего по фоторезистору тока, полученного при освещении фоторезистора, отнести к величине светового потока, получим чувствительность фоторезистора в мкА/лм. Однако из вольт-амперной характеристики фоторезистора (рис. 2.9) следует, что этот параметр является условным, поскольку фототок зависит от приложенного напряжения. Так как зависимость фототока от приложенного напряжения линейна, удобно характеризовать

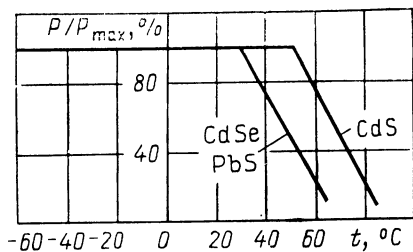


Рис. 2.8. Допустимая мощность рассеяния при различных температурах окружающей среды

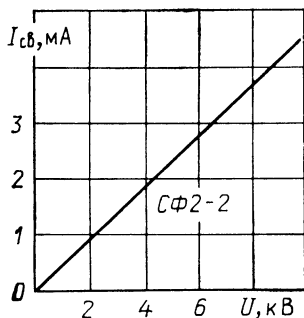


Рис. 2.9. Вольт-амперная характеристика фоторезистора типа СФ2-2, снятая при потоке излучения 200 лк

вать фоторезистор удельной чувствительностью на 1 В приложенного напряжения, $\text{А}/(\text{лм} \cdot \text{В})$, равной разности токов при работе фоторезистора в темноте и при определенной освещенности:

$$K = I_{\Phi} / \Phi U,$$

где I_{Φ} — фототок; Φ — падающий световой поток; U — напряжение, приложенное к фоторезистору.

Необходимо отметить, что зависимость фототока от интенсивности светового потока Φ у фоторезисторов носит нелинейный характер, поэтому экспериментальное определение чувствительности производится при определенном световом потоке (рис. 2.10). Чувствительность фоторезистора можно также характеризовать относительным изменением сопротивления:

$$\Delta R / R = (R_{\text{Т}} - R_{\text{св}}) / R_{\text{Т}},$$

где $R_{\text{Т}}$ — темновое сопротивление фоторезистора; $R_{\text{св}}$ — сопротивление при определенной интенсивности освещенности.

Интегральная чувствительность фоторезисторов — это произведение удельной чувствительности и предельного рабочего напряжения. Для большинства типов фоторезисторов интегральная чувствительность более 1,2 $\text{А}/\text{лм}$.

Рабочие напряжения у фоторезисторов отечественного произ-

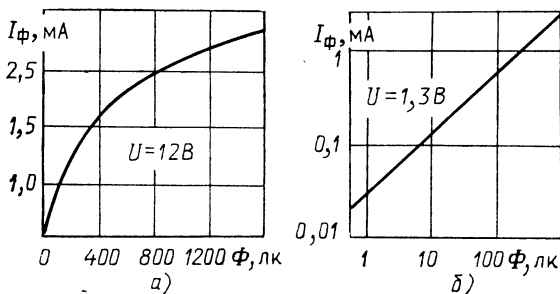


Рис. 2.10. Световые характеристики фоторезисторов: а — ФСД; б — СФ2-5

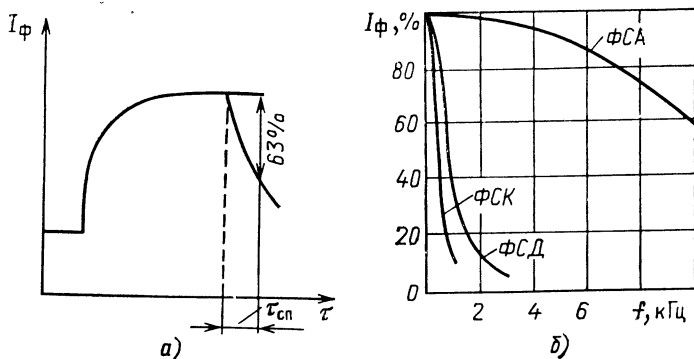


Рис. 2.11. Изменение фототока при освещении прямоугольным импульсом излучения (а) и частотные характеристики фоторезисторов типов ФСА, ФСК и ФСД (б)

водства лежат в интервале 4—100 В. У сернисто-кадмиевых и селенисто-кадмиевых фоторезисторов при работе в импульсном режиме предельно допустимые напряжения могут превышать рабочее напряжение в 2—3 раза. Вольт-амперная характеристика фоторезистора показывает зависимость тока от приложенного напряжения.

При освещении фоторезистора фототок достигает своего установившегося значения не мгновенно, а через небольшой промежуток времени. Аналогичное явление происходит и при прекращении действия светового потока. Изменение фототока при освещении прямоугольным световым импульсом показано на рис. 2.11,а.

Инерционность процесса нарастания или уменьшения фототока характеризуется постоянной времени, в течение которого фототок увеличивается или уменьшается на 63%. При этом изменение тока происходит по экспоненциальному закону. Наименьшую инерционность имеют сернисто-свинцовые фоторезисторы, а наибольшую — фоторезисторы, выполненные на основе сернистого кадмия. Необходимо отметить, что фоторезисторы на основе CdSe и CdS имеют различные постоянные времени при нарастании и спаде фототока.

Наличие определенной инерционности у всех фоторезисторов приводит к тому, что возникающий фототок зависит от частоты падающего светового потока. С увеличением частоты светового потока фототок уменьшается. Частотные характеристики фоторезисторов приведены на рис. 2.11,б. Инерционность ограничивает применение фоторезисторов при работе с переменными световыми потоками.

Спектральная характеристика показывает чувствительность фоторезистора при действии на него излучения определенной длины волны. Фоторезисторы имеют различные спектральные характеристики в зависимости от материала, используемого для СЭ. Так, сернисто-кадмиевые фоторезисторы типа ФСК имеют высо-

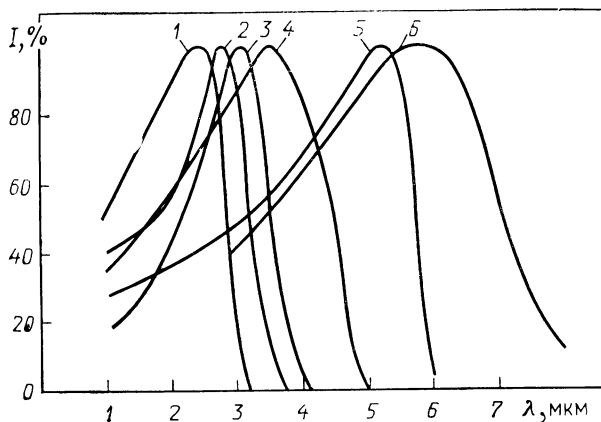


Рис. 2.12. Спектральные характеристики материалов фоторезисторов при различной температуре:

1 — PbS (296 K); 2 — PbS (195 K); 3 — PbS (77 K); 4 — PbSe (295 K); 5 — InSb (77 K); 6 — PbSe (77 K)

кую чувствительность во всей видимой области спектра, а селенисто-кадмиевые фоторезисторы типа ФСД имеют максимум чувствительности в красной части спектра и в ближайшей инфракрасной области спектра. У сернисто-свинцовых фоторезисторов типа ФСА максимум чувствительности лежит в инфракрасной области спектра (рис. 2.12). Спектральная характеристика, таким образом, определяет фототок, возникающий от действия единицы светового потока с определенной длиной волны. Фоторезистор, как правило, обладают достаточной чувствительностью в широком диапазоне длин волн.

Температурная зависимость светового тока характеризует влияние температуры на ток, протекающий по фоторезистору.

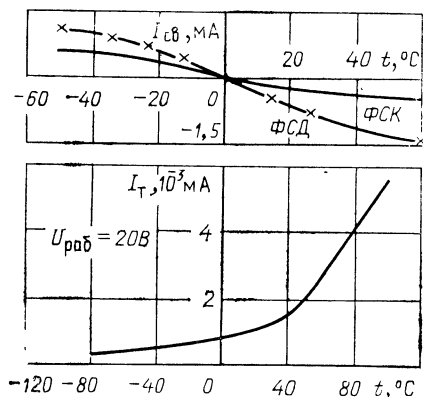


Рис. 2.13. Температурная зависимость светового и темнового приборов

Температурная зависимость светового тока фоторезисторов типов ФСК и ФСД приведена на рис. 2.13, а. С увеличением температуры световой ток уменьшается, особенно у фоторезисторов типа ФСД, а темновой ток фоторезисторов увеличивается (рис. 2.13, б).

При хранении в нормальных климатических условиях фоторезисторы практически не изменяют своих основных параметров. В первые часы работы в фоторезисторах происходит некоторое изменение фототока. Так, у фоторезисторов типа ФСК-1 в течение первых 50 ч работы происхо-

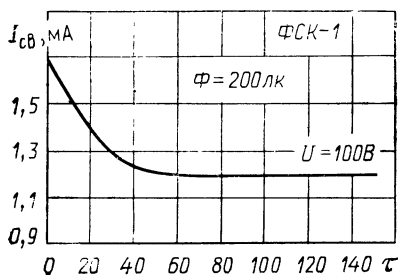


Рис. 2.14. Изменение светового тока фоторезисторов ФСК-1 от времени

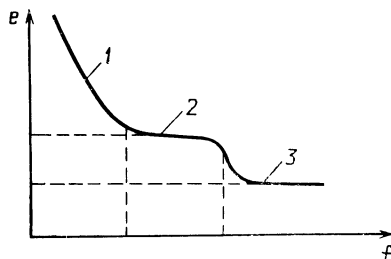


Рис. 2.15. Распределение спектра мощности шума фоторезисторов

дит уменьшение фототока. В дальнейшем чувствительность фоторезистора остается практически постоянной (рис. 2.14).

Чувствительность фоторезисторов типа ФСК-2 при непрерывной нагрузке в течение 2000 ч (при мощности рассеяния 0,1 Вт) увеличивается в первые 150—200 ч, а затем остается постоянной [3].

При правильной эксплуатации срок службы фоторезисторов составляет несколько тысяч часов.

Одними из важных характеристик фоторезисторов являются шумовые характеристики. На рис. 2.15 показан характер изменения спектра шума фоторезистора. В фоторезисторах в основном наблюдаются три вида шумов — тепловой (область 1), генерационно-рекомбинационный (область 2), фотонный и избыточный (область 3).

Собственные шумы определяют пороговую чувствительность прибора к излучению. Применяя специальные конструктивные меры по снижению шумов (охлаждение СЭ), можно добиться значительного снижения уровня шумов прибора. Однако даже если предположить, что собственные шумы полностью исключены, пороговая чувствительность фоторезистора будет ограничена шумами, вызываемыми флуктуациями излучения фона (фотонными шумами).

Тепловой шум возникает вследствие флуктуаций концентрации носителей заряда в отдельных микрообъемах проводника. Характерными признаками теплового шума являются независимость амплитуды шумового напряжения от частоты (так называемый «белый шум») и приложенного напряжения.

Среднеквадратичное значение напряжения шума, возникающее на СЭ, вычисляют по формуле Найквиста

$$e_{\tau} = \sqrt{4kTR_{\tau}\Delta f},$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт·с/К; T — температура СЭ, К; R_{τ} — сопротивление СЭ, Ом; Δf — ширина полосы частот.

При температуре 20 °С

$$e_{\tau} \approx 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_{\tau}\Delta f}.$$

Из рис. 2.15 следует, что тепловой шум может ограничить пороговую чувствительность фоторезистора на сравнительно высоких частотах.

Генерационно-рекомбинационный шум вызывается статистическими флуктуациями скоростей генерации и рекомбинации носителей заряда, что приводит к флуктуациям концентрации свободных носителей заряда в зонах. Генерация носителей из заполненной зоны или примесных уровней может происходить как вследствие забросов электронов в зону проводимости в результате взаимодействия с тепловыми колебаниями решетки, так и путем взаимодействия с квантами падающего на фоторезистор излучения, поэтому различают компоненты генерационно-рекомбинационного шума, вызванного термическим или радиационным возбуждением.

При достаточно глубоком охлаждении составляющая шума, вызванная термическим возбуждением, может быть сделана много меньшей, чем радиационная составляющая. В этом случае (при отсутствии других видов шума) достигается так называемый режим ограничения фоном, т. е. пороговая чувствительность начинает ограничиваться шумами, вызванными флуктуациями излучения окружающего фона.

Спектральная плотность мощности генерационно-рекомбинационного шума

$$e_p^2 = \frac{Ug\mu\sqrt{2N\tau}}{\sqrt{1 + (2\pi f\tau)^2}},$$

где N — концентрация носителей, обусловленная термической ионизацией и излучением фона; U — напряжение на СЭ; μ — подвижность носителей; g — заряд электрона; τ — время жизни носителей (определяется соотношением скоростей термической и радиационной генерации носителей).

Генерационно-рекомбинационные процессы в полупроводниках происходят с определенной постоянной времени τ , поэтому амплитуда этого шума остается практически постоянной только для частот $f \ll 1/2\pi\tau$.

Фоторезисторы обладают высокой чувствительностью не только к излучению специальных источников, но и к излучению окружающего фона в широком диапазоне спектра, поэтому при отсутствии излучения от специального источника в СЭ фоторезистора постоянно идет процесс генерации носителей, приводящий к изменению его сопротивления. Допустим, что на СЭ фоторезистора за 1 с попадает $\bar{n}$ квантов. При этом если проследить за темпом поступления квантов в более короткие последовательные и равные интервалы времени, то можно заметить, что количество поступающих в них квантов различно. Эти отклонения числа квантов от их среднего значения (флуктуации) обуславливают появление фотонного шума. Среднеквадратичное отклонение числа квантов от среднего значения пропорционально общему числу квантов в потоке $\Delta n^2 = n$. Общее количество квантов, обуславливающих процесс генерации носителей, определяют из спектрального распределения мощности излучения фона и относительного спектрального распределения чувствительности фоторезистора. Их число бу-

дет пропорционально потоку излучения фона (коэффициенту использования излучения фона). Зная квантовую эффективность (число носителей, генерируемых на один квант излучения), можно определить среднеквадратичную флуктуацию проводимости, т. е. фотонный шум резистора.

Фотонный шум по воздействию не отличается от полезного сигнала, он подвергается такому же преобразованию со стороны фоторезистора, как и сигнал. Спектральная плотность мощности фотонного шума на выходе СЭ

$$e_{\Phi}^2 = 8S^2 k \sigma T_{\Phi}^5 K,$$

где S — площадь СЭ; T_{Φ} — температура фона; K — коэффициент преобразования (интегральная чувствительность фоторезистора), k — постоянная Больцмана; σ — электрическая проводимость.

Механизм возникновения избыточного шума окончательно не выяснен. Считается, что появление этой составляющей шума связано с недостатками в технологии изготовления контактов к СЭ и обработки его поверхности.

Избыточный шум ограничивает пороговую чувствительность приборов на низких частотах, где он значительно превышает остальные шумы (на один-два порядка). Он возрастает пропорционально квадрату тока, протекающему через СЭ. Иногда избыточный шум называют токовым шумом.

Спектральную плотность мощности избыточного шума представим так:

$$e_n = \gamma I^{\beta} / f^{\alpha},$$

где γ , β , α — коэффициенты, которые определяются на основании эксперимента; f — основная частота шума.

Порог чувствительности — минимальный поток излучения определенного спектрального состава, падающий на фоторезистор. Этот поток на выходе фоторезистора создает сигнал, равный напряжению шумов. Численно он равен отношению напряжения шумов к интегральной чувствительности:

$$\Phi_n = U_{\text{ш}} / K.$$

2.3. Применение фоторезисторов

Из-за высокой чувствительности, простоты конструкции, малых габаритных размеров полупроводниковые фоторезисторы находят широкое применение в различных электротехнических схемах и установках. В последние годы фоторезисторы стали широко использовать вместо вакуумных и газонаполненных фотоэлементов. Этому в значительной мере способствует широкий ассортимент выпускаемых фоторезисторов с различными электрическими параметрами и различным конструктивным оформлением. Фоторезисторы обладают более высокой мощностью рассеяния по сравнению с фотоэлементами, фотодиодами и фототранзисторами, что позволяет создать простые и надежные реле без усилителей.

Принципиальные электрические схемы фотореле приведены на рис. 2.16.

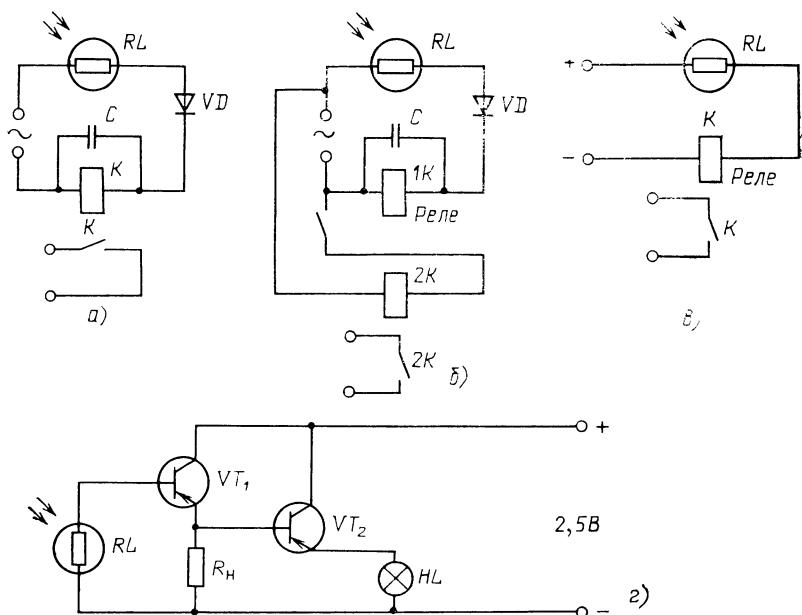


Рис. 2.16. Электрические схемы фотореле

На рис. 2.16,а показано реле с применением фоторезистора RL , которое рассчитано на небольшую коммутируемую мощность; если мощность необходимо увеличить, включают дополнительное промежуточное реле $2K$ (рис. 2.16,б).

Реле может быть непосредственно включено в цепь последовательно с фоторезистором, при этом световой ток фоторезистора должен быть достаточным для срабатывания реле. На рис. 2.16,в приведено реле с фоторезистором. Реле работает от источника постоянного напряжения. В схеме рис. 2.16,г сигнал, поступающий с фоторезистора RL , усиливается транзисторами VT_1 и VT_2 . Эта схема применяется для автоматического включения сигнальных огней.

Необходимо также отметить, что для многих технических задач большая инерционность фоторезисторов по сравнению с фотодиодами и фототранзисторами не приводит к существенному ограничению их использования. При включении в цепь с фоторезистором электромагнитных реле инерционность фоторезисторов не играет существенного значения, поскольку инерционность схемы в целом определяется инерционностью электромагнитных реле.

Фоторезисторы осуществляют функции датчиков контроля за обрывом различных изоляционных лент, бумаги и т. д. Принципиальная схема фотоэлектрического устройства для контроля за обрывом ленты приведена на рис. 2.17. Лента проходит между фоторезисторами, установленными в различных участках, и лампочками. Если во время намотки имеет место обрыв ленты, то на один, два или на три фоторезистора поступает световой поток от

ламп, увеличивается ток в цепи и подается сигнал на останов машины.

В электротехнической промышленности с помощью фоторезисторов решается также ряд других технических задач [2, 3].

При сборке электрических машин используются устройства с фоторезисторами типа ФСК для разбраковки подшипников по допускам на несколько десятков групп с точностью до 0,5 мкм [3].

Устройства с фотоэлектрическими датчиками просты по конструкции и надежны в эксплуатации. Основными элементами этих устройств являются датчик, состоящий из набора фоторезисторов, и оптическая система. Световой поток проходит через объектив и попадает на зеркало, укрепленное на пружине. Пружина через угловую подвеску растягивается при действии на нее измерительного стержня. Зеркало при растягивании пружины поворачивается на угол, пропорциональный перемещению стержня; световой луч при этом падает на датчик из фоторезисторов. В зависимости от размера детали луч света падает на соответствующий фоторезистор, который включает исполнительный механизм. Конструкция и электрическая схема устройства с датчиками типа ФДМ показаны на рис. 2.18.

Реле $1K—5K$ срабатывают обычно при засвечивании половины фоторезистора, а переход светового луча от одного фоторезистора к другому соответствует изменению размера измеряемой детали на 1 мк. Чувствительность датчика составляет 0,5 мкм. Измерение одной детали производится за 200 мс, что вполне достаточно для срабатывания измерительных и сортировочных элементов схемы.

В фотоэлектрических устройствах, созданных для контроля самых различных деталей и элементов электротехники, широко используются фоторезисторы типов ФСК-6 и ФСА-6. Так, эти типы фоторезисторов применяются в фотокопирах, позволяющих обрабатывать детали по чертежу [3].

Значительные габаритные размеры и масса обычных копир, состоящих из набора копирных датчиков, усложняют их применение, требуют значительных затрат при изготовлении и эксплуатации. Применение фоторезисторов позволяет значительно упростить копии, так как в этом случае они представляют собой чертеж, выполненный на тонком листовом металле или бумаге. Машина

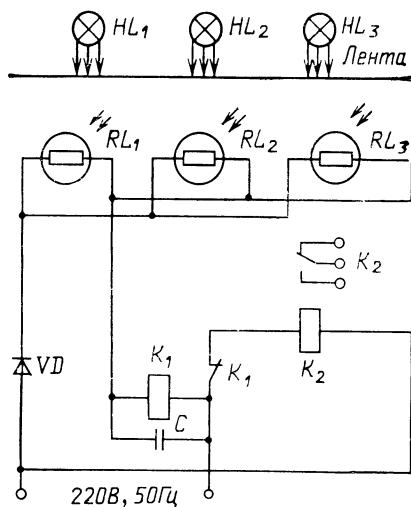


Рис. 2.17. Схема устройства контроля за прохождением изоляционной ленты при намотке электротехнических изделий

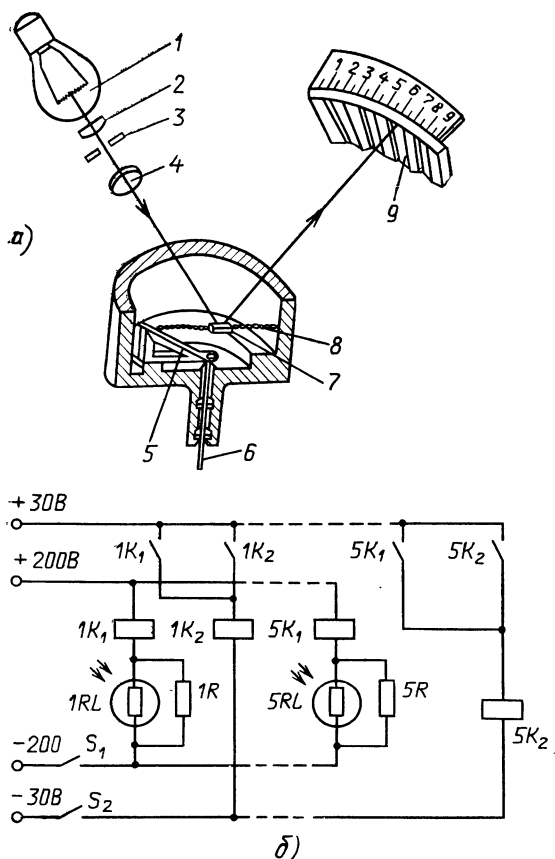


Рис. 2.18. Фотоэлектрические датчики на полупроводниковых фоторезисторах: а) — устройство датчика; б) — принципиальная схема датчика; 1—лампа; 2—конденсатор светового потока; 3—диафрагма; 4—объектив; 5—измерительный стержень; 6—подвеска; 7—пружина; 8—зеркало; 9—блок полупроводниковых фоторезисторов

МДМ-2 может производить фигурную вырезку шести деталей одновременно, а также ряд других операций по обработке изделий по чертежу [3].

В схемах регулирования температуры (рис. 2.19) производится сравнение ЭДС хромель-алюмелевой термопары со стабилизированным напряжением, снимаемым с делителя, состоящего из пяти прецизионных резисторов. Нулевым индикатором служит микроамперметр типа М-24 со шкалой на 200 мкВ и сопротивлением рамки 70—80 Ом. Фоторезистор устанавливается под шкалой микроамперметра. Когда ЭДС термопары меньше напряжения, снимаемого с делителя, стрелка прибора отклоняется от нулевого положения, что приводит к освещению фоторезистора, установленного под шкалой, и, соответственно, к включению реле 2К.

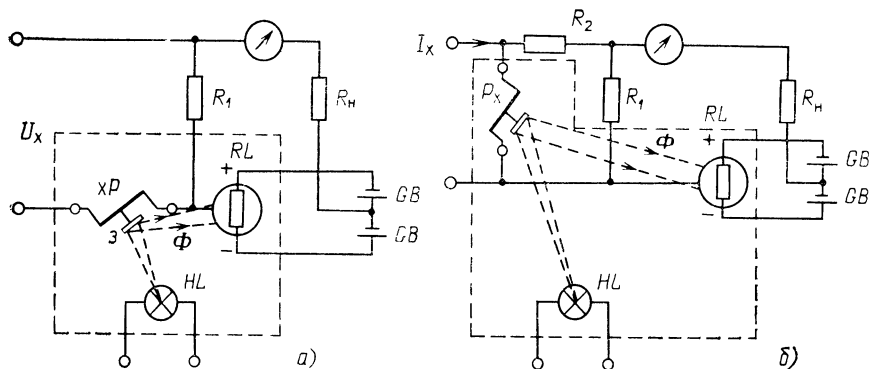


Рис. 2.21. Схемы фотоэлектрических усилителей типа Ф17 для измерения напряжения (а) и тока (б)

напряжения не равны, по рамке гальванометра протекает ток — легкое зеркало, укрепленное на рамке, придет в движение и, повернувшись, изменит распределение света между отдельными половинками СЭ. Соответственно изменяется ток в нагрузке, последовательно с которым включен компенсационный резистор. Рамка гальванометра прекратит свое движение тогда, когда напряжение на компенсационном резисторе сравняется с измеряемым напряжением. Аналогично работает схема, предназначенная для измерения токов (рис. 2.21, б).

На основе фоторезисторов типов ФСК и ФСД разработаны фотопылемеры (Ф-1, Ф-2, ПД-4, ПФР-3), предназначенные для контроля запыленности атмосферы в шахтах с целью обнаружения взрывоопасной и вредной в санитарном отношении концентрации угольной пыли.

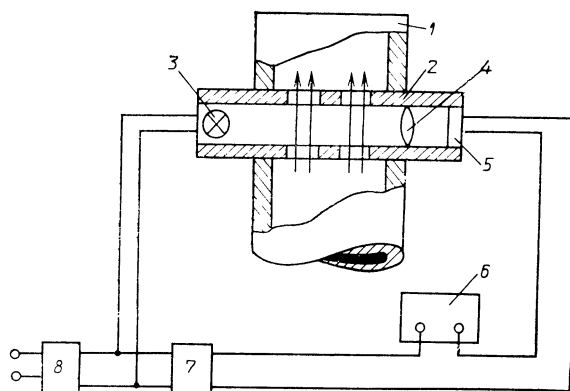
Принцип действия фотопылемеров основан на измерении интенсивности светового потока, пропускаемого через слой запыленного воздуха. В качестве источника света используется лампа, приемником света служит фоторезистор. Изменение тока в цепи с фоторезистором определяется по микроамперметру, отградуированному в мг/м^3 . Фотопылемер типа Ф-2 имеет пределы измерения $0-0,5 \text{ мг/м}^3$.

Приборы на основе фоторезисторов используются для измерения запыленности выходящих газов в различных электротехнических установках, что имеет важное значение в борьбе с загрязнениями атмосферы и излишним расходом горючего; принципиальная схема дымомера показана на рис. 2.22.

Дымомер, выполненный на основе фоторезисторов, имеет простую конструкцию. Через центр трубы на выходе газов устанавливается металлический цилиндр диаметром около 200 мм. В той же части цилиндра, которая находится в трубе, имеется ряд отверстий для прохода газов. В одном в конце цилиндра помещается лампа, в другом — фоторезистор с линзой. Последовательно с фоторезистором включается измерительный прибор, который по-

Рис. 2.22. Схема дымомера:

1 — труба; 2 — приемная труба; 3 — лампа; 4 — линза; 5 — фоторезистор; 6 — измерительный прибор; 7 — выпрямитель; 8 — стабилизатор



казывает изменение тока в цепи. При отсутствии дыма световой поток, падающий на фоторезистор, имеет максимальную интенсивность, и ток в цепи с фоторезистором имеет наибольшее значение. При увеличении задымленности выходящих газов интенсивность света, падающего на фоторезистор, уменьшается; соответственно уменьшается ток в цепи, фиксируемый измерительным прибором.

Фоторезисторы нашли применение и в пирометрах. Пирометры излучения позволяют производить измерение температуры без непосредственного контакта с объектом. Пирометры излучения, воспринимающие энергию, излучаемую телом во всем спектре излучения (полную энергию, излучаемую нагретым телом), называют радиационными пирометрами. Пирометры, воспринимающие энергию, излучаемую телом в узком участке спектра, т. е. монохроматическое излучение, получили название яркостных пирометров. Из яркостных пирометров для систем автоматики интерес представляют только фотоэлектрические пирометры.

Радиационный пирометр состоит из трех основных узлов: оптической системы — телескопа (рис. 2.23,а), термоприемника — термобатареи (рис. 2.23,б) и измерительного прибора — автоматического электронного потенциометра. Электрическая схема радиационного пирометра приведена на рис. 2.23,в.

Термоэлектрический радиационный пирометр, находящийся при температуре окружающей среды T_0 , будучи направленным на абсолютно черное тело с температурой T , развивает термо-ЭДС, равную

$$E = M(1-r)(FT^4 - F_0T_0^4).$$

Множители $(1-r)F$ и $(1-r)F_0$ представляют собой доли излучения абсолютно черного тела от источников, находящихся при температурах T и T_0 соответственно, которые могут достигнуть термобатареи с помощью оптической системы и поглотиться ею.

Множитель $(1-r)$ учитывает потери на отражение и поглощение излучения в оптической системе пирометра.

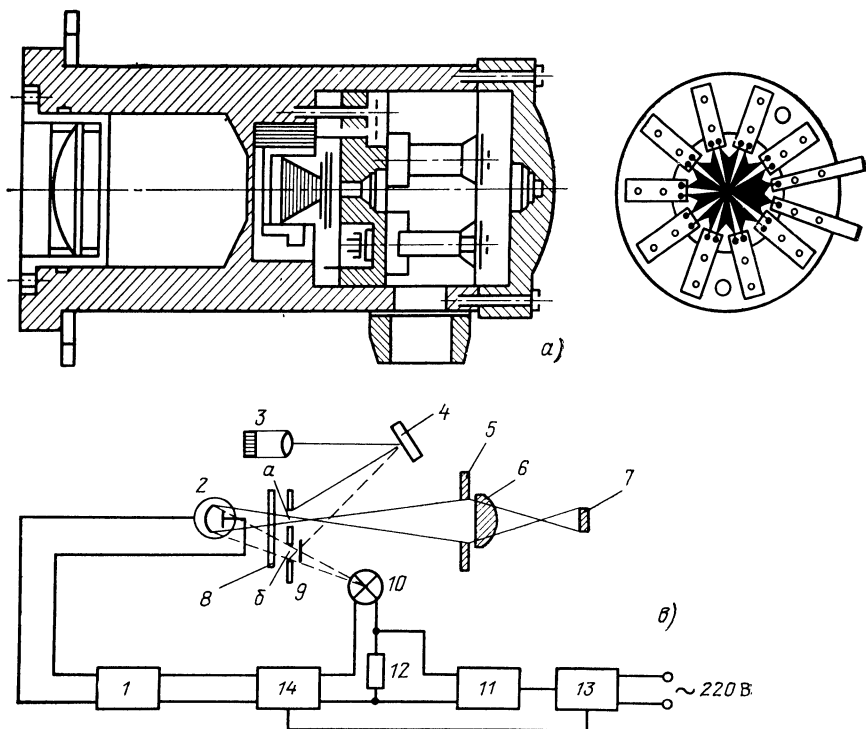


Рис. 2.23. Радиационный пирометр:

a — оптическая схема; *б* — термобатарея; *в* — электрическая схема

При отсутствии поглощения и отражения в оптической системе пирометра уравнение радиационного пирометра принимает вид

$$E = M(T^4 - T_0^4).$$

Коэффициент M зависит от изменения температуры T_0 корпуса пирометра.

Примером радиационного пирометра является пирометр типа «Рапир», предназначенный для измерения и регулирования температуры поверхности нагретого тела в диапазоне от 100 до 2500 °С. При измерении низких температур применяется оптика, пропускающая инфракрасные лучи: для диапазона 100—500 °С линзы изготавливаются из фтористого лития, для диапазона 400—1400 °С — из кварца, для более высоких температур используются обычные оптические стекла.

Фотоэлектрический пирометр предназначен для измерения и регулирования яркостных температур нагретого тела. Чувствительным элементом в пирометре (рис. 2.23, *в*) является фоторезистор или фотоумножитель. От источника излучения 7 через объ-

ектив *б*, отверстие *а* и диафрагму *5* световой сигнал воспринимается чувствительным элементом *2*.

На чувствительный элемент *2* через отверстие *б* направлен свет от вспомогательного источника излучения — лампы обратной связи *10*. Заслонка *9* под действием электромагнитного вибратора поочередно перекрывает отверстия *а* и *б*, в результате чего чувствительный элемент *2* поочередно освещается то от источника излучения *7*, то от лампы *10*.

При неравенстве освещенностей в цепи чувствительного элемента *2* появляется ток разбаланса, пропорциональный разности освещенности элемента. Сигнал разбаланса усиливается усилителем *1*, в выходной каскад *14* которого включена лампа обратной связи *10*. Схема работает таким образом, что ток лампы *10* изменяется до тех пор, пока на чувствительном элементе *2* не уравниваются освещенности от источника излучения *7* и лампочки *10*.

Таким образом, ток лампы *10* однозначно связан с яркостной температурой визируемого объекта. Сигнал с резистора *12*, пропорциональный току лампы, подается на электронный автоматический потенциометр *11*. Питание схемы осуществляется от блока *13*.

Наведение головки пирометра на объект излучения осуществляется с помощью визира *3* и отражателя *4*. Красный светофильтр *8* предназначен для создания монохроматического излучения в красной области спектра.

Фотоэлектрические технические пирометры типов ФЭП-3 и ФЭП-4 имеют погрешность измерения температуры в пределах первой шкалы (до 2000 °С) 1%, в пределах второй шкалы (до 4000 °С) — 1,5%. Быстродействие этих пирометров составляет 1 с. Более быстродействующим является пирометр типа ФЭП-60 с временем установления показания 0,01 с, с погрешностью не более 1,5% при температурах объекта до 1400 °С.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ ВАРИСТОРЫ

3.1. Общие сведения

Варисторами называются полупроводниковые резисторы, электрическое сопротивление которых существенно зависит от приложенного напряжения, поэтому варисторы имеют нелинейную вольт-амперную характеристику. Электрическое сопротивление варистора уменьшается при увеличении напряженности электрического поля в материале проводящего элемента.

Наибольшее распространение получили варисторы с симметричной относительно начала координат вольт-амперной характеристикой (рис. 3.1); несимметричные варисторы специально не

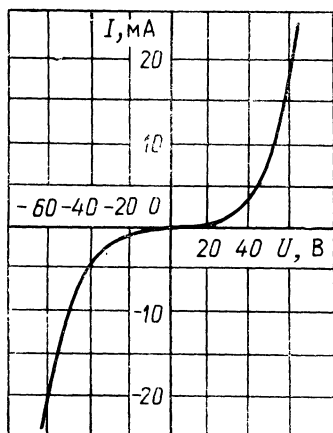


Рис. 3.1. Типичная вольт-амперная характеристика варистора

изготавливаются. В качестве несимметричных варисторов могут быть использованы полупроводниковые выпрямители.

Первоначально в СССР и за рубежом варисторы изготавливались исключительно на основе карбида кремния. Попытки использовать для производства варисторов другие полупроводниковые материалы привели к созданию в последние годы варисторов на основе окисных полупроводниковых материалов. Варисторы изготавливают методами керамической технологии. Порошок карбида кремния или окислов металлов смешивают со связующими веществами (глиной, ультрафарфором, легкоплавкими стеклами), прессуют и спекают. Наряду с получаемыми таким образом варисторами с объемным проводящим элементом в последние годы созданы варисторы пленочного типа.

При увеличении напряжения, приложенного к выводам варистора, может происходить частичный пробой диэлектрических прослоек между частицами. Микронагрев в точках соприкосновения отдельных частиц также увеличивает проводимость материала. Эти процессы приводят к нелинейной зависимости между током варистора и приложенным к нему напряжением.

Полупроводниковые варисторы нашли широкое применение в электротехнике. Первоначально они использовались исключительно в вентильных разрядниках для защиты высоковольтных линий электропередачи и высоковольтного электрооборудования от перенапряжений при грозовых разрядах, а впоследствии и для решения других задач. Масштабы производства варисторов в технически развитых странах неуклонно возрастают. Объем производства варисторов в нашей стране составляет несколько десятков миллионов штук в год. Варисторы выпускаются также в ГДР, ПНР, ЧССР, ВНР.

Производством варисторов занимается более 30 крупных фирм в развитых капиталистических странах.

Обладая резко нелинейной и симметричной вольт-амперной характеристикой, варисторы позволяют просто и эффективно решать задачи, связанные с защитой элементов и устройств от перенапряжений и помех, стабилизацией напряжений. Технологичность и малая стоимость обеспечивают массовое применение варисторов в технике и позволяют им успешно конкурировать с другими приборами и устройствами, способными выполнять аналогичные функции.

3.2 Основные параметры и характеристики варисторов

Важнейшей характеристикой варистора является его вольт-амперная характеристика. Она приближенно может быть представлена уравнениями

$$U = CI^\alpha;$$

$$I = BU^\beta,$$

где U , I — напряжение и ток варистора; C , B , α , β — некоторые коэффициенты.

Коэффициент нелинейности β характеризует нелинейность вольт-амперной характеристики варистора. Для линейных резисторов $\beta=1$, для нелинейных резисторов коэффициент нелинейности существенно больше единицы, причем с увеличением β нелинейность вольт-амперной характеристики возрастает. Выражение для вычисления коэффициента нелинейности β можно получить из соотношения между статическим $R_{ст}$ и динамическим R_d сопротивлениями варистора в определенной точке вольт-амперной характеристики:

$$\beta = \frac{R_{ст}}{R_d} = \frac{U}{I} \frac{dI}{dU}.$$

Величины C и B связаны между собой соотношениями

$$C = B^{-\alpha};$$

$$\alpha = 1/\beta.$$

На рис. 3.2 приведена вольт-амперная характеристика варистора в двойном логарифмическом масштабе:

$$\lg U = \frac{1}{\beta} \lg I + \lg C.$$

Коэффициент нелинейности β в этом случае будет численно равен котангенсу угла наклона характеристики к оси токов:

$$\beta = \operatorname{ctg} \theta = (\lg I_2 - \lg I_1) / (\lg U_2 - \lg U_1).$$

Эта формула широко используется при расчетах β на практике.

Для вычисления зависимости сопротивления варистора от напряжения

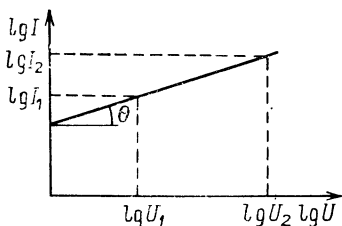


Рис. 3.2. Вольт-амперная характеристика варистора в двойном логарифмическом масштабе

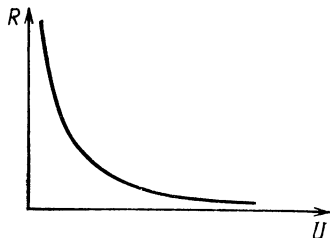


Рис. 3.3. Зависимость сопротивления варистора от напряжения

текающего по нему тока или от приложенного напряжения пользуются соотношением

$$R = CI^{\alpha-1} = U^{1-\beta}/B.$$

Вид зависимости $R=f(U)$ показан на рис. 3.3.

Иногда в практических расчетах неудобно пользоваться аналитическими выражениями вольт-амперной характеристики. В этом случае для варисторов, изготовленных на основе карбида кремния, в достаточно широком диапазоне напряжений можно пользоваться эмпирическим уравнением

$$I = \sigma_0 U \exp(b \sqrt{U}),$$

где σ_0 — электрическая проводимость рабочего тела варистора в слабых полях; b — постоянная.

Тогда коэффициент нелинейности β и постоянная B примут следующий вид:

$$\beta = 1 + b \sqrt{U}/2;$$

$$B = \sigma_0 U^{-b \sqrt{U}/2} \exp(b \sqrt{U}).$$

При конструировании аппаратуры с варисторами и в процессе ее эксплуатации необходимо учитывать, что многие параметры варисторов изменяются с температурой. На рис. 3.4 приведены вольт-амперные характеристики варисторов при различных температурах.

Так как угол наклона вольт-амперных характеристик, построенных в логарифмическом масштабе, не изменяется с температурой (рис. 3.4), можно утверждать, что коэффициент нелинейности практически не зависит от температуры. Поэтому при расчете схем с варисторами зависимостью $\beta=f(t)$ обычно пренебрегают. Температурная зависимость постоянной C может быть выражена уравнением

$$C = C_0(1 - kt),$$

где C_0 — значение C при 0°C ; k — температурный коэффициент, значение которого в зависимости от материала составляет 0,0012—0,0018; t — температура, $^\circ\text{C}$.

На практике изменение проводимости варисторов при различных температурах характеризуют температурной зависимостью то-

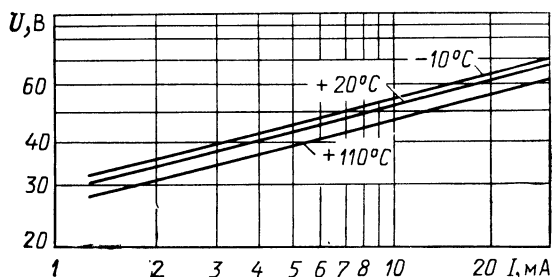


Рис. 3.4. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику варистора

ка или напряжения и выражают соответствующими температурными коэффициентами (ТКИ или ТКУ):

$$\text{TKI}_{U=\text{const}} = (I_1 - I_0)/(t_1 - t_0);$$

$$\text{TKU}_{I=\text{const}} = \frac{U_1 - U_0}{t_1 - t_0},$$

здесь I_0 и U_0 — соответственно значения тока и напряжения при температуре t_0 ; I_1 и U_1 — при температуре t_1 .

Большинство варисторов имеют $\text{TKI} = 0,7 \div 1,0 \text{ \%}/^\circ\text{C}$; $\text{TKU} = (0,14 \div 0,20) \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

Одними из основных параметров варисторов являются классификационное напряжение и классификационный ток. Необходимо отметить, что классификационные параметры условны. Рабочее напряжение и ток выбирают исходя из допустимой мощности рассеяния варистора и предельно допустимого значения амплитуды напряжения. Предельно допустимая амплитуда указывается обычно в ТУ и ГОСТ. Мощность P , выделяющаяся на варисторе в цепи постоянного тока, определяется из выражения

$$P = CI^{\alpha+1} = BU^{\beta+1}.$$

Выделяющаяся мощность не должна вызывать нагрева варистора выше предельно допустимой температуры (обычно 100°C).

Для получения высоких рабочих напряжений варистора необходимо иметь высокие значения постоянной C . Этого можно достигнуть, включив последовательно несколько варисторов. При этом вольт-амперная характеристика схемы выразится следующим уравнением:

$$U = C_1 I^{\alpha_1} + C_2 I^{\alpha_2} + \dots + C_n I^{\alpha_n}.$$

Если последовательная цепочка состоит из n одинаковых варисторов, то ее вольт-амперную характеристику можно представить в виде

$$U = nCI^{\alpha}.$$

Для низких рабочих напряжений необходимы малые значения постоянной C . Для этого надо включить параллельно несколько варисторов. Вольт-амперная характеристика параллельно соединенных варисторов выражается уравнением

$$I = B_1 U^{\beta_1} + B_2 U^{\beta_2} + \dots + B_n U^{\beta_n},$$

при использовании варисторов одного типа

$$I = nBU^{\beta}.$$

Если к варистору приложить переменное напряжение, то форма протекающего через него тока сильно исказится из-за нелинейности вольт-амперной характеристики (рис. 3.5,а). Для случая, когда через варистор пропускается синусоидальный ток, кривая напряжения также существенно искажается (рис. 3.5,б). Вносимые искажения зависят от коэффициента нелинейности β . Они тем сильнее,

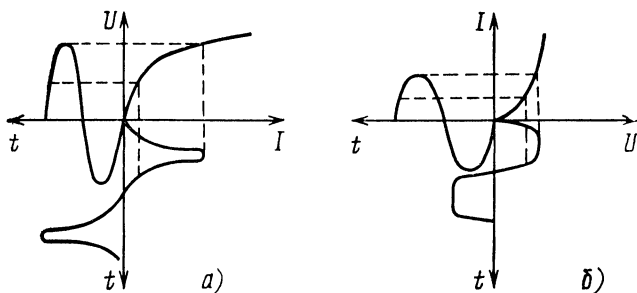


Рис. 3.5. Искажение напряжения (а) и тока варистора (б) при питании от источников синусоидального тока и напряжения

Таблица 3.1

Коэффициент нелинейности	Составляющие тока	
	первая гармоника	третья гармоника
2	0,83	0,17
3	0,75	0,25
4	0,68	0,29
5	0,62	0,31
5,5	0,6	0,32
6	0,58	0,32
6,5	0,56	0,33

чем больше β . Искаженные кривые остаются симметричными, что указывает на появление нечетных гармоник. Таблица 3.1 дает представление о соотношении между первой и третьей гармониками для различных значений β .

Действующее значение тока варистора при приложении к нему синусоидального напряжения определяется из выражения

$$I = BU^{\beta} 2^{\beta/2} \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (\sin \omega t)^{2\beta} dt}.$$

Для среднего значения тока, протекающего через варистор при подаче синусоидального напряжения, справедливо выражение

$$I_{\text{ср}} = \frac{2BU^{\beta} 2^{\beta/2}}{T} \int_0^T (\sin \omega t)^{\beta} dt.$$

Действующее значение напряжения на варисторе при протекании через него синусоидального тока определяется из следующего выражения:

$$U = CI^{\alpha} 2^{\alpha/2} \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (\sin \omega t)^{2\alpha} dt}.$$

Для мощности при подаче синусоидального напряжения получим

$$P = \frac{2BU^{\beta+1}2^{\frac{\beta+1}{2}}}{T} \int_0^T (\sin \omega t)^{\beta+1} dt.$$

При протекании через варистор синусоидального тока для выделяющейся в варисторе мощности получим

$$P = CI^{\alpha+1}2^{\frac{\alpha+1}{2}} \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (\sin \omega t)^{\alpha+1} dt.$$

Применение варисторов на высоких частотах ограничено их собственной емкостью. В зависимости от целей использования предельные частоты варисторов находятся в пределах 500—5000 Гц.

3.3. Конструкции и технические характеристики варисторов

В нашей стране выпускается в настоящее время более 20 типов варисторов с широким спектром основных технических характеристик, что позволяет успешно решать разнообразные задачи в электротехнике. Выпускаемые в СССР варисторы можно условно разделить на три основные группы: низковольтные варисторы малой мощности (до 5 Вт), низковольтные мощные варисторы (свыше 5 Вт), высоковольтные варисторы (свыше 1000 В). Конструктивно варисторы выполняются в виде дисков, шайб, стержней, а также в виде пленок на изоляционном основании.

Первоначально изготовлялось несколько типов варисторов с номинальными напряжениями 5, 20 и 50 В. В последующие годы советскими учеными (В. В. Пасынковым, А. Я. Караченцевым и др.) разработана серия низковольтных варисторов малой мощности: СН1, СН2, ВР. Варисторы типов СН1-1, СН1-2 и СН1-3 показаны на рис. 3.6, а их параметры и размеры приведены в табл. 3.2—3.4.

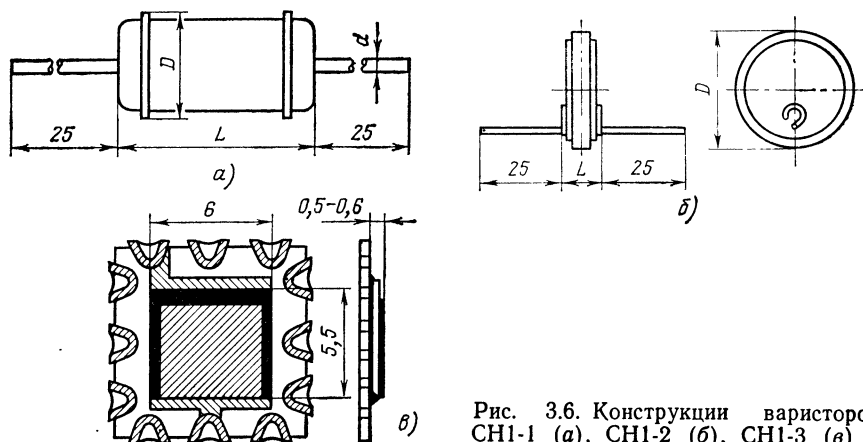


Рис. 3.6. Конструкции варисторов СН1-1 (а), СН1-2 (б), СН1-3 (в)

Таблица 3.2

Тип вариатора	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Классификационное напряжение, В	Допустимое отклонение по классификационному напряжению, %	Классификационный ток, мА	Коэффициент нелинейности, не менее	Допустимая амплитуда импульсного напряжения, В	Интервал рабочих температур, °С
СН1-1-1	1	560 680 820 1000 1200 1300 1500	± 10	10	3,5 4 4 4 4 4,5 4,5	1200 1300 1400 1500 1600 1700 2000	—40—+100
СН1-1-2	0,8	560 680 820 1000 1200 1300 1500	± 10	10	3,5 4 4 4 4 4,5 4,5	1200 1300 1400 1500 1600 1700 2000	—40—+100
СН1-2-1	1	56 68 82 100 120 150 180 220 270	$\pm 10; \pm 20$	2	3,5	180 210 250 300 360 450 550 650 800	—40—+100
СН1-2-2	1	33 39 47 56 68 82 100	$\pm 10; \pm 20$	3	3 3 3,5 3,5 3,5 3,5 3,5	95 110 120 150 170 200 230	—40—+100
СН1-3	0,1	5,6 6,8 8,2 10 12 15 18 22 27	± 10	.5	2	20 25 30 40 50 60 70 80 90	—60+75

Таблица 3.3

Тип варистора	Размеры, мм		
	Длина L	Диаметр D	Толщина h
СН1-1-1	19	8,6	1
СН1-1-2	16	6,0	0,8

Таблица 3.4

Тип варистора	Классификационное напряжение	Длина L , мм	Диаметр D , мм
СН1-2-2	33	6,5	12
	38		
	47		
	56		
	68		
	82		
СН1-1-2	100	6,5	16
	56		
	68		
	82		
	100		
	120	7,5	16
	150		
	180	8,5	16
	220		
	270		

Типы варисторов СН1-1-2, СН1-2-1 расшифровываются следующим образом: СН — сопротивление нелинейное; первая цифра за буквами обозначает материал (1 — карбид кремния; 2 — окись цинка); вторая цифра — шифр конструкции (1 — стержневое, 2 — дисковое, 3 — микромодульное исполнение); третья цифра — условное обозначение габаритов. В обозначениях типономиналов указываются классификационное напряжение в вольтах и допустимое отклонение напряжения в процентах. Полное обозначение варистора, например, дискового типа на классификационное напряжение 270 В с допуском $\pm 10\%$ имеет вид СН1-2-1-270 В $\pm 10\%$.

Классификационное напряжение для стержневых варисторов определяется при кратковременном пропускании постоянного тока 10 мА; для дисковых — при токе 3 мА в диапазоне классификационных напряжений от 15 до 27 В и при токе 2 мА в диапазоне 50—270 В. Классификационные напряжения и токи не следует принимать как эксплуатационные. При выборе рабочего напряжения варистора исходят из допустимой мощности рассеяния и предельно допустимого значения амплитуды напряжения. Так, для

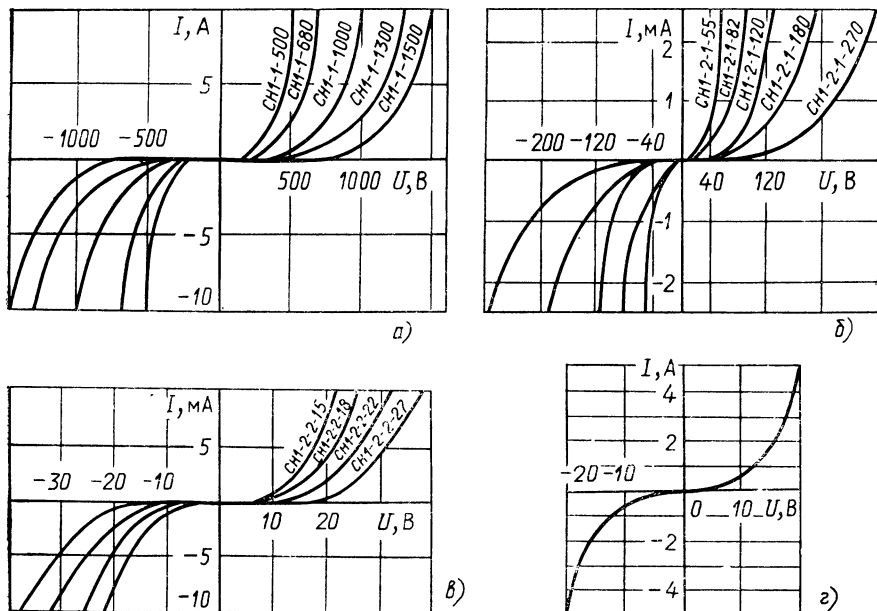


Рис. 3.7. Вольт-амперные характеристики варисторов CN1-1-1 (а), CN1-2-1 (б), CN1-2-2 (в), CN1-3 (г)

варистора CN1-1-680 допустимое рабочее напряжение на постоянном токе при $\beta=4,5$ будет составлять 470 В.

Полупроводниковые варисторы типа СН имеют симметричную вольт-амперную характеристику с асимметрией тока не более 10%.

На рис. 3.7 приведены вольт-амперные характеристики варисторов на основе карбида кремния.

Промышленные типы карбидо-кремниевых варисторов обладают заметной температурной зависимостью свойств. С повышением температуры проводимость рабочего элемента варистора увеличивается, с понижением — уменьшается, т. е. варисторы обладают отрицательным ТКР. Наиболее часто температурную зависимость свойств характеризуют температурным коэффициентом тока ТК I . Для варисторов типов СН1 ТК I положителен и в среднем его значения лежат в пределах 0,3—0,6%/°С. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику варисторов типа СН1 показано на рис. 3.8.

Варисторы СН1 предназначены для работы в интервале температур от -40 до $+100^\circ\text{C}$ в цепях постоянного, переменного и импульсного тока. Кратковременно они могут работать при температуре $+125^\circ\text{C}$, однако при их длительной эксплуатации при указанной температуре начинают интенсивно развиваться процессы старения, что приводит к изменению параметров варисторов.

Нагрузочные характеристики варисторов в статическом режи-

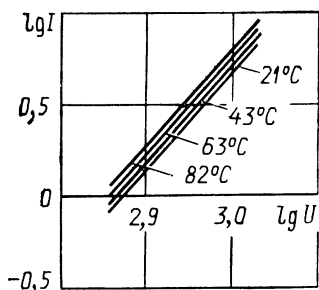


Рис. 3.8. Влияние температуры на вольт-амперные характеристики варисторов типов СН1-1 и СН1-2

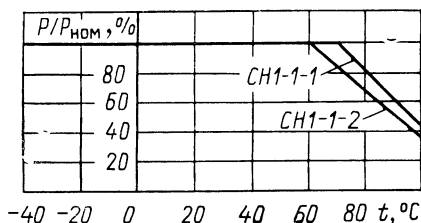


Рис. 3.9. Нагрузочные характеристики варисторов СН1-1-1, СН1-1-2

ме при номинальной мощности рассеяния приведены на рис. 3.9.

При нормальных условиях эксплуатации варисторы обладают высокой стабильностью параметров. Только у отдельных образцов в первые часы работы происходят незначительные изменения параметров в пределах 2—3%. Опытная эксплуатация варисторов в защитной аппаратуре и различных коммутационных цепях показала, что изменение их параметров за 1000 ч работы незначительно и практически лежит в пределах погрешности измерений.

Срок службы варисторов в нормальных климатических условиях составляет не менее 3000 ч; в течение указанного срока изменение классификационного напряжения варисторов не должно превышать $\pm 5\%$.

Варисторы в обычном исполнении работоспособны в условиях с относительной влажностью до 95% (при $+30^\circ\text{C}$), варисторы в тропическом исполнении — в условиях с относительной влажностью до 98% (при температуре $+40^\circ\text{C}$).

Механическая прочность варисторов весьма велика: они выдерживают вибрацию с ускорением до 2,5 g в диапазоне частот от 5 до 80 Гц, а также ударные нагрузки с ускорением до 12 g и линейные нагрузки с ускорением до 9 g.

Основные параметры большой серии карбидокремниевых варисторов малой мощности приведены в табл. 3.5.

Варисторы малой мощности с более высокими нелинейными свойствами созданы на основе окиси цинка, удельное сопротивление которой регулируется путем изменения вида и количества вводимых добавок [1, 2]. Материалы с низким ($10\text{—}10^3\text{ Ом}\cdot\text{см}$) удельным сопротивлением служат основой варисторов поверхностно-барьерного типа, а с высоким ($10^7\text{—}10^9\text{ Ом}\cdot\text{см}$) — основой объемных варисторов.

При изготовлении поверхностно-барьерных варисторов на заготовку из низкоомной керамики вжигается электрод из специальных серебросодержащих паст, в контакте электрода и окиси цинка возникает потенциальный барьер, вольт-амперная характеристика которого обладает высокой нелинейностью (коэффициент

Таблица 3.5

Тип	Классификационный ток, мА	Классификационное напряжение, В	Коэффициент нелинейности
СН1-М1	2	5—100	3—10
СН1-М2	2	5—330	3—10
СН1-1-2	10	470—1200	3,5
СН1-2-2	3	15—170	3
СН1-4	2	82—120	3
СН1-6	20	33	4—6
СН1-8	0,05	20 000—25 000	7—10
СН1-11	2	120	4
СН1-12	0,03	120—330	5—8
СН1-15	1	6—12	2—5
СН1-14	0,03	6000—14 000	5
СН1-16	0,03	8000—12 000	5

нелинейности отдельных образцов 15—20 и выше). Рабочие напряжения поверхностно-барьерных варисторов имеют диапазон от долей вольта до нескольких вольт.

Варисторы объемного типа изготавливаются из окиси цинка с добавками окислов висмута, свинца, олова и др. Они могут быть созданы на широкий диапазон классификационных напряжений—от нескольких десятков вольт до десятков киловольт при коэффициенте нелинейности 15—45 (для отдельных образцов до 50—100). Повышенное удельное сопротивление исходного материала и хорошие нелинейные свойства этих варисторов обусловлены образованием высокоомных межкуристаллических прослоек из некоторых окислов (например, висмута), а также обедненных слоев на поверхности зерен.

Оксидно-цинковым варисторам присущи большие значения собственных емкостей. На частоте 500 кГц при нулевом напряжении смещения диэлектрическая проницаемость варисторов объемного типа составляет $5 \cdot 10^2$ — 10^3 , а удельная емкость поверхностно-барьерных варисторов 10^7 — 10^8 пФ/м². Многие образцы варисторов обоих типов в области частот до 1 МГц при повышенных плотностях тока обладают индуктивными свойствами, что в значительной степени связано с тепловыми эффектами в высокоомных межкуристаллических прослойках.

Причины возникновения нелинейности объемных и поверхностно-барьерных оксидно-цинковых варисторов идентичны. Рассчитанная по данным емкостных измерений напряженность поля в поверхностных барьерах находится в пределах 10^7 — 10^8 В/м. При таких сравнительно небольших полях нелинейность вольт-амперной характеристики обусловлена в значительной степени токами, ограниченными пространственным зарядом.

Оксидно-цинковые варисторы объемного типа отличаются исключительно высокой стабильностью при воздействии импульсных нагрузок: при 10-кратном разряде через них конденсатора емкостью 1 мкФ, заряженного до $10 U_{кл}$, классификационное на-

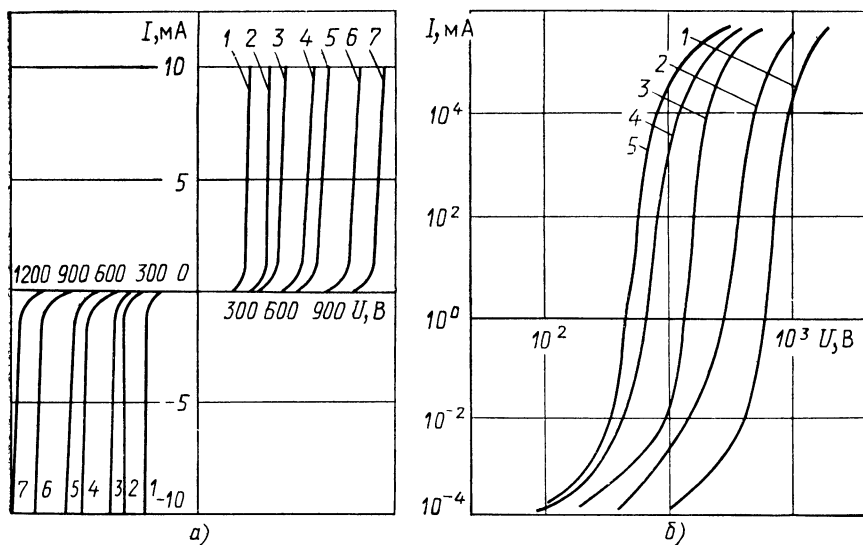


Рис. 3.10. Вольт-амперные характеристики варисторов типа СН2-1 с различными классификационными напряжениями:

а — 1 — 330 В; 2 — 470 В; 3 — 560 В; 4 — 680 В; 5 — 820 В; 6 — 1000 В; 7 — 1200 В; б — 1 — 820 В; 2 — 560 В; 3 — 390 В; 4 — 270 В; 5 — 220 В

пряжение, как правило, изменяется не более чем на 5%. Безотказность варисторов более чем на порядок превосходит безотказность кремниевых стабилитронов, что делает варисторы весьма подходящими элементами для защиты различных приборов и устройств электротехнической аппаратуры от перегрузок по напряжению.

Оксидно-цинковые варисторы типа СН2-1 выполнены в виде таблеток (диаметром 18 мм и толщиной 2—5 мм) с проволочными выводами и покрыты эпоксидным компаундом. Вольт-амперные характеристики этих варисторов (классификационное напряжение измерялось при токе 1 мА) представлены на рис. 3.10, а. Вольт-амперные характеристики этих приборов на постоянном токе и в импульсном режиме (выше 5 А) даны на рис. 3.10, б.

В широком диапазоне напряжений и токов на вольт-амперной характеристике варисторов можно выделить три характерных участка:

первый — пологий участок до токов 0,01 мА, на котором сопротивление варисторов изменяется незначительно;

второй — крутой — до 10 А, на котором коэффициент нелинейности β резко возрастает и находится в пределах 25—100, динамическое сопротивление составляет 2—5 Ом, а ТКУ отрицателен и равен $-0,01\%/^{\circ}\text{C}$ (на пологом участке это значение существенно больше и возрастает при снижении плотности тока);

третий участок характеризуется нелинейностью β , примерно в 6—12 раз меньшей, чем на втором участке.

Варисторы типа СН2-1 выдерживают импульсные токи на по-

рядок больше, чем кремниевые стабилитроны тех же габаритов. Например, при длительности импульса 100 мкс через эти приборы можно пропускать токи до 100—300 А без заметного изменения их электрических параметров.

Емкость рассматриваемых варисторов при нулевом напряжении смещения и частоте 1 кГц находится в пределах 100—3000 пФ, причем большие значения характерны для низковольтных варисторов.

Низкое динамическое сопротивление варисторов позволяет создавать на их основе параметрические и компенсационные стабилизаторы, а также применять их вместо стабилитронов или карбидокремниевых варисторов.

Варисторы типа ВР-2 предназначены для применения в транзисторных схемах зажигания автомобильных двигателей. Эти варисторы должны работать в интервале температур от -45 до $+85^{\circ}\text{C}$. Классификационный ток варисторов 1 мА. Основные параметры варисторов приведены ниже:

Тип	Классификационное напряжение, В	Коэффициент нелинейности
ВР-1	68—220	22
ВР-2	220—470	25
ВР-3	6,8—10	3,2
ВР-4	20—70	15

Мощные варисторы, выпускаемые в нашей стране, изготавливаются также на основе оксидных полупроводниковых материалов.

Варисторы типов НС-1 и НС-2 выполняются из керамического материала марки ЦТ-30Ф1 на основе окиси цинка в виде шайб толщиной 4,5 и 5 мм и диаметром 50 и 20 мм.

Варисторы типов НС-1, НС-2 предназначены для работы при температуре окружающего воздуха от -40 до $+60^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности до 95% при 25°C . Основные параметры варисторов типов НС-1 и НС-2 приведены ниже:

Параметры	НС-1	НС-2
Ток утечки, мА:		
при 20 В	40 ± 20	15 ± 2
при 5 В	5 ± 3	4 ± 1
Остаточное напряжение, В:		
при амплитуде импульсного тока 3000 А не более	1400	$1400 \div 1800$
при амплитуде импульсного тока 50 А не менее	≤ 50	$350 \div 700$

Варисторы типа СНК-500 используются для внутренней защиты обмоток масляных трансформаторов от перенапряжений в среде трансформаторного масла при температуре от -40 до $+100^{\circ}\text{C}$; они подключаются параллельно обмоткам. Конструкция контактов обеспечивает сборку резисторов на требуемый класс напряжения. Варисторы имеют следующие параметры:

Номинальное напряжение, В	500
Ток утечки при номинальном напряжении, мА	0,3—0,7
Остаточное напряжение при воздействии импульсным током амплитудой 2 мА не более, кВ	5
Выдерживаемое напряжение частоты 100 Гц при 75 °С в течение 1 мин, В	1000
Выдерживаемое воздействие тока амплитудой 2000 А при длине волны 50 мкс не менее, импульсы	100
Габаритные размеры, мм	52×26

Тервитовые варисторы выпускаются отечественной промышленностью следующих типов: ТШ-2, ТД-2, ТД-4. Варистор типа ТШ-2 предназначен для стабилизации частоты вращения двигателей постоянного тока при изменении напряжения питающей сети, работающих в условиях умеренного климата. Варисторы типа ТД-2 применяются в разрядниках, защищающих линии связи от перенапряжений, типа ТД-4 — в регистраторах срабатывания вентилях разрядников.

Тервитовые варисторы типа ТШ-2 изготавливаются в виде шайбы диаметром 50 мм и толщиной 5 мм, типов ТД-2 и ТД-4 — в виде диска диаметром 30 и 70 мм. Торцевые поверхности тервитовых резисторов металлизируются алюминием, боковые поверхности покрываются изолирующей обмазкой.

Варисторы типов ТД-2, ТД-4 предназначены для эксплуатации при температуре окружающей среды от —40 до +40 °С, типа ТШ-2 — при температуре от —60 до +40 °С и относительной влажности окружающего воздуха до 98%. Основные характеристики тервитовых варисторов типов ТД-2 и ТД-4 приведены в табл. 3.6.

Варисторы типа ТШ и их комплекты допускают длительную нагрузку током 0,3 А при условии, что температура на поверхности шайб не превышает 200 °С.

Вилитовые варисторы типа ВД-1 выпускаются в виде диска и

Т а б л и ц а 3.6

Параметр	ТД-2 (группа „а“)	ТД-2 (группа „б“)	ТД-2 (группа „в“)	ТД-4
Остаточное напряжение при длине фронта волны 10 мкс, В, при импульсном токе, А:				
500	350—550	551—801	801—1000	—
3000	2100	2500	3200	—
5000	—	—	—	2000
Пропускная способность воздействий, число импульсов, при длительности импульса тока 20—40 мкс с амплитудой, А:				
3000	20	—	—	—
2500	—	20	—	—
1500	—	—	20	—
2000	—	—	—	20

применяются для электроустановок различного напряжения. Эти варисторы герметизированы.

Конструкция варистора дисковая: диаметр 75 мм, толщина 12 мм. Торцевые поверхности варисторов типа ВД-1 металлизируются алюминием, боковые — покрываются изолирующей обмазкой. Варисторы типа ВД имеют следующие характеристики: сопротивление (при напряжении 6—8 кВ) составляет 10—120 кОм; остаточное напряжение при импульсном токе с амплитудой 80 А не менее 0,75 кВ, при импульсном токе с амплитудой 3000 А не более 2,4 кВ; масса — 89,5 г.

Варисторы типа ВД предназначены для работы при температуре $-40 \div +40^\circ\text{C}$ и влажности не более 60%.

Значительная группа варисторов предназначена для работы в цепях высокого напряжения.

Варисторы типа ОПН, основные параметры которых приведены в табл. 3.7, состоят из последовательно и параллельно соединенных керамических элементов на основе окиси цинка, размещенных в одном (110—500 кВ) или нескольких (750 кВ) герметизированных фарфоровых корпусах. Варисторы типа ОПН обладают высокой механической и электрической прочностью, необходимой нагревостойкостью, стойкостью к атмосферным воздействиям.

Варистор типа ОПНВ-190У4.2, разработанный для защиты тиристоров, характеризуется следующими параметрами: остаточное напряжение не более 190 кВ при импульсном токе с длиной фронта волны 8 мкс и амплитудой 1800 А, импульсное напряжение переключения ограничителя при воздействии волн с фронтом косогогольной формы при предразрядном времени от 2 до 5000 мс составляет 150—190 кВ.

Пропускная способность варистора типа ОПН достаточна, чтобы ликвидировать без повреждения не менее 60 воздействий вол-

Т а б л и ц а 3.7

Параметры	ОПН-110У1	ОПН-150У1	ОПН-320У1	ОПН-500У1	ОПН-750У1
Номинальное напряжение, кВ	110	220	330	500	750
Наибольшее рабочее напряжение сети, кВ	73	146	210	303	455
Расчетный ток коммутационного перенапряжения, А	280	420	700	1200	1800
Остаточное напряжение, кВ, при расчетном токе коммутационного перенапряжения	190	380	545	770	1180
Остаточное напряжение, кВ, при импульсном токе с длиной фронта волны 8 мкс с амплитудой, А:					
500	250	460	650	860	1280
10 000	—	—	700	920	1320
Масса, кг	115	215	1320	1700	5400

ны тока длительностью до полуспада 0,8 мкс с амплитудой 820 А и обеспечивать восстановление нормальной работы после каждого воздействия с вероятностью не менее 0,98.

Высоковольтный варистор типа РВМТ-1150У1, предназначенный для защиты от коммутационных и атмосферных перенапряжений изоляции электрических аппаратов, имеет следующие параметры:

Номинальное напряжение, кВ	1150
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	694
Наибольшее допустимое напряжение на резисторе при работе от атмосферных перенапряжений, кВ	800
Напряжение гашения при работе от коммутационных перенапряжений, кВ	1000
Пробивное напряжение резистора при частоте 50 Гц в сухом состоянии и под дождем, кВ	1100
Импульсное пробивное напряжение (при предразрядном времени от 2 до 20 мкс), кВ	1320—2000
Остаточное напряжение резистора при импульсном токе с длиной волны 8 мкс с амплитудой 14 кА, кВ	1840—1950
Остаточное напряжение при длине волны тока 0,4 мс с амплитудой 1500 А, кВ	1640—1760

Пропускная способность высоковольтного варистора типа РВМК: 20 импульсов тока 0,4 мкс с амплитудой 14 кА с последующим протеканием и гашением в течение одного полупериода сопровождающего тока, определяемого амплитудным значением напряжения 1130 кВ, или 50 импульсов тока, состоящих из двух полуволн длительностью по 5 мс с амплитудой первой полуволны 1500 А и второй — 750 А (пауза между первой и второй полуволнами — 5 мс).

Варисторы типа НС-1 предназначены для нелинейных выравнивателей типа НВО (однодисковые) и ПВД (двудисковые); варисторы типа НС-2 — для вентильных разрядников низкого напряжения ножевого типа РВН-250 и штепсельного типа РВНШ-250.

Варистор типа РНК-УЭ предназначен для комплектации сопротивлений высокого напряжения. Он изготавливается в виде шайбы толщиной 20 мм с внешним и внутренним диаметром 51 и 20 мм из керамического материала марки ЦТ 60Ф2 на основе окиси цинка. Торцевые поверхности металлизированы серебром. Варистор РНК-УЗ характеризуется следующими параметрами:

Максимальное испытательное напряжение, кВ	4,75
Ток утечки при напряжении 0,75 кВ постоянного тока, мА	15—20
Показатель нелинейности в интервале напряжений 0,75—1,0 кВ постоянного тока	0,20—0,25
Масса, г	200

Варистор типа РНК-УЗ выдерживает не менее 20 000 импульсов напряжения с амплитудой 2,75 кВ и энергией не менее 180 Дж при перерывах между импульсами не менее 15 мин; после испытания ток утечки отличается от исходного значения не более чем на 10%.

Высоковольтный варистор типа ВНКС-25 МУХЛ1 предназна-

чен для шунтирования контактов воздушных выключателей типа ВОВ-25-4М с целью уменьшения перенапряжения при отключении выключателя. Варисторы типа ВНКС-25 МУХЛ1 устанавливают в электроподвижном составе железных дорог. Этот варистор представляет собой пакет дисков, изготовленных из высокоомного керамического материала марки ЦТ СОФ2 и армированных металлическими фланцами. Пакет дисков заключен в фарфоровый цилиндрический корпус. Варистор предназначен для эксплуатации при температурах от -50 до $+80^{\circ}\text{C}$; окружающая варистор среда должна быть невзрывоопасной. Варистор типа ВНКС-25 МУХЛ1 выдерживает вибрации в любом из трех взаимно перпендикулярных направлениях с частотой от 3 до 100 Гц с ускорением 15 м/с^2 , ударные нагрузки с ускорением до 30 м/с^2 . Коэффициент высоковольтного варистора в интервале температур от -50 до $+80^{\circ}\text{C}$ по абсолютному значению не превышает $0,55\%/^{\circ}\text{C}$. Варисторы типа ВНКС-25 МУХЛ1 имеют следующие параметры:

Номинальное напряжение, кВ	25
Испытательное напряжение, кВ	70
Максимальный ток, А, при максимальном напряжении:	
26 кВ	0,26—0,45
41 кВ	1,7—1,3
50 кВ	7,5
Коэффициент нелинейности в интервале напряжений 26—41 кВ	5
Ток утечки при 25°C и постоянном напряжении 15 кВ, мА	20—35
Масса, кг	13

Одной из важных областей применения мощных варисторов является их использование в качестве шунтов в высоковольтных воздушных выключателях. Варисторы, используемые в современных воздушных выключателях, по конструктивному исполнению можно разделить на две группы: металлические проволочные и неметаллические объемные.

Керамические объемные варисторы фирмы «Морганайт» имеют удельное объемное сопротивление керамики $0,38\text{—}10^4 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, что позволяет использовать ее для изготовления варисторов с широким диапазоном номинальных сопротивлений. В состав материала, из которого фирмой «Морганайт» изготавливаются варисторы, входят: окислы алюминия (до 62 %), кремния (до 32 %), железа, титана, кальция, магния, а также графит.

Для шунтирующих варисторов в последнее время получил распространение материал — бетэл — композиционный материал на основе бетона и углерода. Кроме производства шунтирующих варисторов бетэл используется для изготовления резистивных элементов различного назначения, способных рассеивать в кратковременных режимах работы мощности от сотен до миллионов киловатт, для производства заземляющих конструкций, стойких против коррозии, а также для других целей.

Углеродистые материалы, к которым относятся технический углерод и пековый электродный кокс, представляют собой полупроводники с узкой запрещенной зоной. К таким полупроводникам формально применима качественная зонная модель, что подтверждается экспериментальными данными по измерению подвижности и концентрации носителей заряда, термо-э. д. с., энергии активации проводимости и других параметров указанных материалов. Особенностью термически обработанных углеродистых материалов является частичное заполнение

валентной зоны, в связи с чем носителями заряда в них являются и электроны и дырки. Таким образом, углеграфиты можно отнести к вырожденным примесным полупроводникам, для которых с повышением температуры энергия активации проводимости уменьшается и на кривой температурной зависимости проводимости имеют место переломы, связанные с активацией более глубоких примесных уровней.

Отличительной особенностью бетэла является применение в качестве связующего компонента цемента. Поскольку обычные бетоны характеризуются ионным типом электрической проводимости, обусловленной физико-химическими свойствами цементного камня, для обеспечения электронного типа проводимости материала необходимо, чтобы электрическая проводимость цементного камня на шесть — восемь порядков была меньше проводимости композиции, что достигается подбором исходного состава цемента и режима его термообработки.

Для получения требуемых электрофизических характеристик бетэла проводят специальный подбор не только связующего компонента, но и диэлектрического наполнителя, например кварцевого песка.

Способность технического углерода к структурированию сохраняется и при использовании цементного связующего. Композиционный материал образует структуру, представляющую собой как бы объемную сеточную матрицу с преобладающим распределением частиц полупроводника вдоль поверхности гранул, образованных цементом и диэлектрическим наполнителем.

Объемные варисторы из бетэла, основными компонентами которого являются портландцемент, пековый кокс, графит или технический углерод, получили в отечественной электротехнической аппаратуре наиболее широкое применение. На рис. 3.11,а показан шунтирующий варистор для наружной установки, применяю-

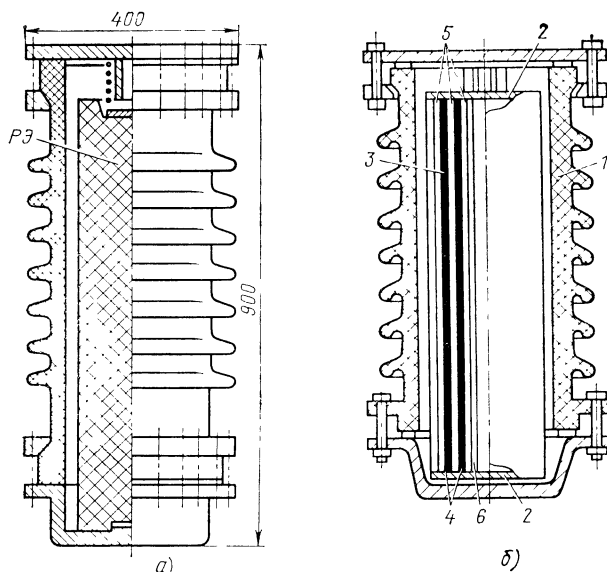


Рис. 3.11. Конструкции высоковольтных полупроводниковых варисторов: а — с галетным РЭ; б — со сплошным РЭ: 1 — корпус варистора; 2 — электрические контакты; 3 — трубчатый РЭ; 4 — диэлектрическая лента; 5 — резистивный слой; 6 — изоляционное основание

щийся в воздушных выключателях с газонаполненным отделителем. Бетэловый варистор представляет собой столб, собранный из отдельных галет, помещенных в герметичный фарфоровый корпус. Бетэловый варистор может иметь сопротивление от 10 Ом до 1 кОм в зависимости от состава композиции. Для бетэловых варисторов характерно малое значение индуктивности. Например, индуктивность выпускаемых промышленностью варисторов типа РБШН составляет 15—20 мкГн, что значительно меньше индуктивности металлических шунтирующих варисторов типа ШС-300, у которых $L=1200$ мкГн.

Особенностью полупроводниковых варисторов на основе бетэла является уменьшение сопротивления с ростом приложенного напряжения, т. е. отрицательный ТКУ. Это явление объясняется увеличением электрической проводимости в контактах между отдельными частицами полупроводникового наполнителя, входящего в состав композиции, при увеличении приложенного напряжения.

Особенностью промышленных конструкций высоковольтных варисторов, выполняемых из заданного числа бетэловых галет, является то, что все галеты необходимо механически прочно соединить между собой, так как в точках контактирования плотность тока велика, что приводит к неравномерному нагреву варистора при электрической нагрузке. К особенностям варисторов галетного типа необходимо также отнести то, что они имеют ограниченный диапазон сопротивлений, поскольку на основе бетэла затруднено получение мощных резисторов с сопротивлением в несколько килоом. В связи с этим в последние годы развернулись работы по созданию высоковольтных полупроводниковых варисторов со сплошным резистивным элементом (РЭ). Авторами совместно с канд. техн. наук Л. И. Сурогиным в 1980—1985 гг. проведены работы по созданию варисторов с подобными РЭ. Конструкция варистора со сплошным цилиндрическим РЭ приведена на рис. 3.11,б.

Для мощных резисторов важным является не только получение малых значений сопротивления и индуктивности РЭ, но и обеспечение низкого значения ТКР, равного $(1-10) \cdot 10^{-4}$ 1/°С. Авторами проведен комплекс исследований и теоретических расчетов для установления зависимости между нелинейностью РЭ и его индуктивностью. Совместно с канд. техн. наук Л. И. Сурогиным на ЭВМ типа ЕС-1030 проведен расчет индуктивных характеристик РЭ, показано, что скорость проникновения электромагнитной волны в материал существенно зависит от нелинейности полупроводниковой композиции, например с изменением показателя нелинейности вольт-амперной характеристики РЭ от 0,7 до 1 индуктивность РЭ может быть снижена примерно на два порядка.

Оценка индуктивных свойств РЭ проводилась на основании решения уравнений

$$\begin{aligned}\nabla H &= \sigma E + \epsilon_a \frac{\partial E}{\partial t}; \\ \nabla E &= -\frac{\partial B}{\partial t} + \text{rot } B.\end{aligned}$$

при следующих граничных условиях:

$$E_{z=h/2} = E_{z=-h/2} = E_{x=r} = E_{x=R}; \quad E_{-h/2 \leq z \leq h/2} = 0,$$

где H , E — напряженность магнитного и электрического поля соответственно; B — магнитная индукция; ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость композиционного материала; σ — электрическая проводимость.

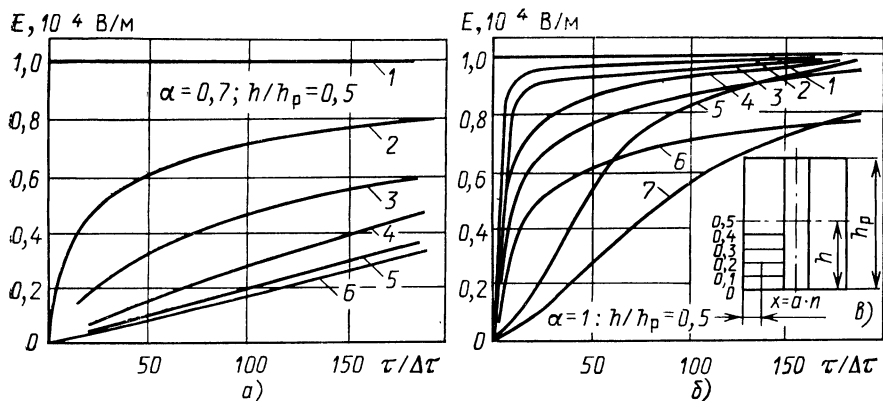


Рис. 3.12. Зависимости напряженности электрического поля от времени при различной нелинейности (а, б) и схема к расчету характеристик (в):

1—7 — для участков РЭ с координатой $x = an$, где $n = 1-7$; а — расчетный интервал, равный 1 мм

Совместным решением уравнений Максвелла получено уравнение для напряженности электрического поля в полупроводниковом материале композиционного типа, нелинейность которого можно характеризовать переменной величиной σ' . Зависимость σ' от напряженности электрического поля может быть найдена с учетом экспериментальных данных:

$$\sigma_d = \mu_a \sigma + \frac{1-\alpha}{\alpha} \left(\frac{E}{E_0} \right)^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \frac{1}{\sigma^\alpha},$$

здесь μ_a — магнитная проницаемость композиционного материала; α — показатель нелинейности вольт-амперной характеристики варистора, изготовленного из композиционного материала.

По результатам расчета скорости проникновения электрического поля в РЭ, выполненный из полупроводниковых композиций на цементном связующем, с различной степенью нелинейности вольт-амперной характеристики построены зависимости напряженности электрического поля от времени (рис. 3.12).

Из приведенных зависимостей следует, что даже при незначительном изменении α существенно меняется время проникновения электрического поля в объем варистора. В связи с этим целесообразно оценивать временные характеристики $E=f(\tau)$ для резисторов на основе материалов, характеризующихся нелинейной зависимостью электрической проводимости от напряжения. Временные и геометрические координаты приняты в относительных единицах, что дает возможность отнести полученные результаты и к варисторам с различными геометрическими размерами и сопротивлениями.

3.4. Применение варисторов

Нелинейная вольт-амперная характеристика варисторов позволяет использовать их для защиты от перенапряжения, ограничения импульсов напряжения, защиты от помех, стабилизации напряжения, искрогашения на разрывных электрических контактах и коллекторах электрических машин.

Обладая нелинейной зависимостью тока от приложенного напряжения, варисторы являются простыми и надежными ограничителями напряжения. Особенно высокие перенапряжения в электрических цепях возникают при коммутации индуктивной или емкостной нагрузки.

При конструировании электромагнитных устройств постоянного тока большой мощности и высоковольтных устройств переменного тока приходится рассчитывать межвитковую изоляцию с большим запасом электрической прочности. Включение варистора параллельно обмотке может в значительной степени снизить перенапряжения, возникающие при коммутации. Напряжение на катушке индуктивности в момент размыкания цепи можно определить по приближенной формуле

$$U_L \approx LI_L/\tau,$$

где L — индуктивность катушки; I_L — ток в катушке до размыкания; $\tau = L/R$ — постоянная времени цепи в момент размыкания; R — суммарное сопротивление цепи.

При коммутации обмотки без защитного варистора падение напряжения

$$U_{1L} = I_L R.$$

Суммарное сопротивление цепи R в момент переключения определяется сопротивлением коммутирующего элемента R_k , поэтому

$$U_{1L} \approx I_L R_k.$$

При отключении индуктивности, защищенной варистором, аналогично получим

$$U_{2L} \approx I_L \frac{R_b R_k}{R_b + R_k},$$

где R_b — сопротивление варистора; R_k — сопротивление коммутирующего элемента.

Сопротивление варистора

$$R_b = 1/\sigma_0 \exp(b\sqrt{U}).$$

Следовательно,

$$U_{2L} = \frac{R_k I_L}{1 + R_k \sigma_0 \exp(b\sqrt{U})}.$$

Параметры варистора следует выбирать так, чтобы ток через варистор в статическом режиме составлял небольшую часть тока в обмотке:

$$I_b = k I_L, \text{ причем } k \ll 1.$$

После преобразований имеем

$$U_{2L} = \frac{R_k U_{\text{ном}} I_L}{U_{\text{ном}} + k R_k I_L \exp[b(\sqrt{U_2} - \sqrt{U_{\text{ном}}})]}.$$

Кратность перенапряжения λ по отношению к номинальному напряжению катушки для случая без варистора равна

$$\lambda_1 = R_k / R_L,$$

а для случая с варистором

$$\lambda_2 = \frac{1}{1 + k \frac{R_k}{R_L} \exp [b \sqrt{U_{\text{ном}}} (\sqrt{\lambda_2} - 1)]} \frac{R_k}{R_L}.$$

Из сравнения видно, что λ_1 всегда больше λ_2 , причем кратность перенапряжения λ_2 меньше, если

$$k \lambda_1 \exp [b \sqrt{U_{\text{ном}}} (\lambda_2 - 1)] \gg 1.$$

Для снижения перенапряжения в n раз ($\lambda_1 / \lambda_2 = n$) необходимо параллельно катушке индуктивности присоединить варистор с коэффициентом нелинейности:

$$\beta = 1 + \frac{\ln \frac{n-1}{n k \lambda_{\text{доп}}}}{2 (\sqrt{\lambda_{\text{доп}}} - 1)},$$

где $\lambda_{\text{доп}}$ — допустимая кратность перенапряжения.

Классификационное напряжение варистора можно определить из соотношения

$$U_{\text{кл}} = \left(\frac{I_{\text{кл}}}{k I_L} U_{\text{ном}}^\beta \right)^{\frac{1}{\beta}}.$$

Допустимая мощность рассеяния варистора P_v должна удовлетворять соотношению

$$P_v \geq k U_{\text{ном}} I_L + f \frac{L I_L^2}{2},$$

где f — частота отключений индуктивности.

Наиболее распространенным и эффективным методом ограничения искры на контактах, коммутирующих цепи постоянного тока, является метод шунтирования контактов (или обмотки индуктивности в их цепи) контуром RC , состоящим из последовательно соединенных емкости и линейного резистора.

Защита разрывных электрических контактов может быть также осуществлена путем включения варистора либо параллельно контактам, либо параллельно источнику перенапряжения. Варистор выполняет роль нелинейного шунта, имеющего небольшое сопротивление при всплесках напряжения в момент размыкания контактов и значительное сопротивление при отсутствии перенапряжения.

На рис. 3.13, а и б приведены две схемы включения варисторов для искрогашения на контактах. Работу схемы можно описать дифференциальным уравнением

$$L \frac{di}{dt} + (R + r + R_v) i = U,$$

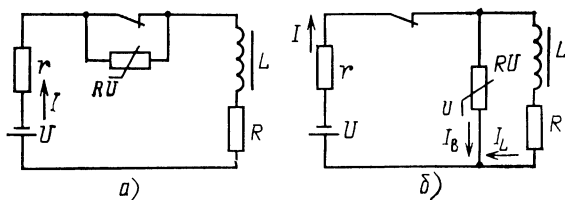


Рис. 3.13. Включение варистора параллельно размыкающим контактам для искрогашения (а) и параллельно нагрузке для искрогашения (б)

где L — индуктивность нагрузки; R — сопротивление нагрузки; r — внутреннее сопротивление источника питания; R_B — статическое сопротивление варистора RU ; i — мгновенное значение тока в цепи; U — напряжение источника питания.

Величина R_B является функцией тока. Решение этого уравнения должно удовлетворять следующим трем граничным условиям: при замкнутых контактах в установившемся режиме справедливости соотношения

$$i = I_1 = U / (R + r); \quad I_{B1} \simeq 0; \quad U_{B1} \simeq 0,$$

в момент размыкания контактов справедливы соотношения

$$\begin{aligned} i &= I_2 = I_1 = U / (R + r); \\ I_{B2} &= U / (R + r); \\ I_{B2} &= U_K, \end{aligned}$$

где U_K — напряжение на контактах.

При разомкнутых контактах в установившемся режиме

$$\begin{aligned} i &= I_3 = U / (R + r + R_B); \quad I_{B3} = I_3; \\ U_B &= U - I_3(R + r). \end{aligned}$$

Для рассмотренных случаев $I_{1,2,3}$ — общий ток в цепи; $I_{B1,B2,B3}$ — ток варистора; $U_{B1,B2,B3}$ — напряжение на варисторе.

Желательно, чтобы ток варистора в установившемся режиме был небольшим. Однако его значение определяется режимом работы схемы и задается обычно в долях тока цепи при замкнутых контактах.

Из рассмотренных условий нетрудно получить выражения для определения необходимых параметров применяемых варисторов.

Для нормального искрогашения коэффициент нелинейности должен удовлетворять соотношению

$$\beta \geq 1 + \frac{\ln \left(\frac{U_{\text{НОМ}}}{U} \frac{k}{1-k} \right)}{2 \left(\sqrt{1-k} - \sqrt{\frac{U_{\text{НОМ}}}{U}} \right)}.$$

Классификационное напряжение определяется из выражения

$$U_{\text{КЛ}} = \left(\frac{I_{\text{КЛ}} k^{\beta} U^{\beta-1}}{(1-k)(R+r)^{\beta}} \right)^{\frac{1}{\beta}}.$$

Допустимая мощность рассеяния варистора рассчитывается по формуле

$$P_{\text{в}} \geq \frac{kU^2}{R+r} + \frac{LU^2f}{(R+r)^2},$$

где f — частота размыкания контактов.

Схема рис. 3.13,а, в которой варистор включен параллельно контактам, не позволяет полностью отключить нагрузку от источника питания из-за конечного сопротивления варистора. В схеме рис. 3.13,б этот недостаток исключен включением варистора параллельно катушке индуктивности. Процессы, развивающиеся в цепи, во многом сходны с рассмотренным ранее случаем включения варистора для защиты изоляции катушки индуктивности.

Параметры варистора рассчитываются следующим образом:

$$\beta \geq 1 + \frac{\ln k (U_{\text{ном}}/U - 1)}{1 - \sqrt{U_{\text{ном}}/U - 1}};$$

$$U_{\text{кл}} = \frac{U - I_L(1-k)}{(kI_L)^{\frac{1}{\beta}}};$$

$$P_{\text{в}} \geq kUI_L + f \frac{LI_L^2}{2},$$

где I_L — ток в катушке индуктивности в установившемся режиме при замкнутых контактах; $k = I_{\text{в}}/I_L$ — отношение тока варистора к току в катушке индуктивности при замкнутых контактах; f — частота размыкания контактов.

Так как сопротивление варистора зависит от температуры, следует учитывать возможные изменения режимов искрогашения при изменении температуры окружающей среды. Варисторы на основе карбида кремния имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления, поэтому при низких температурах имеют большее сопротивление и, следовательно, меньший ток. Для надежного искрогашения ток варистора должен соответствовать самой низкой температуре в рабочем интервале.

Для схем искрогашения номинальные параметры варисторов определялись при комнатной температуре. Определить номинальный ток варистора по расчетному значению можно следующим образом:

$$I_{\text{ном}} = I_{\text{расч}} [1 + \text{TKI} (T_{\text{ном}} - T_{\text{min}})],$$

где TKI — температурный коэффициент тока варистора; $T_{\text{ном}}$ — температура, при которой определены параметры варистора; T_{min} — минимальная рабочая температура устройства.

Выбор схемы включения варистора для искрогашения обусловлен режимом работы размыкающих контактов; так, в схеме, приведенной на рис. 3.13,а варистор потребляет мощность при разомкнутых контактах, поэтому эту схему целесообразнее применять в тех случаях, когда контакты большую часть времени замк-

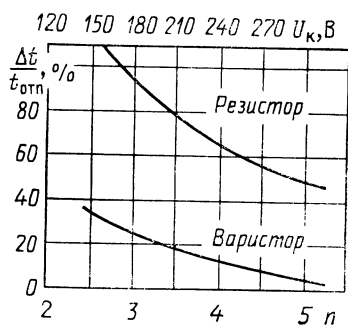


Рис. 3.14. Замедление времени отпускания реле типа РПН, вносимое варистором и линейным резистором в зависимости от степени снижения перенапряжения на контактах

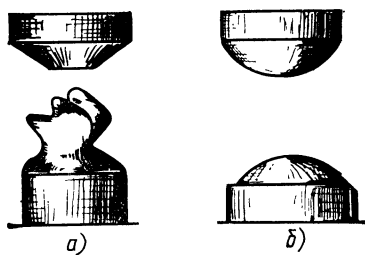


Рис. 3.15. Контакты реле типа РПН после $20 \cdot 10^6$ срабатываний при токе 200 мА:
а — без искрогашения; б — искрогашение осуществляется варистором

нуты. В схеме рис. 3.13,б, напротив, варистор потребляет мощность при замкнутых контактах, поэтому использование этой схемы более выгодно при работе контактов в повторно-кратковременном режиме.

Исследования искрогашения с помощью варисторов показали целесообразность их применения в релейных цепях. При использовании варисторов искрогашение эффективнее, чем при использовании RC -цепочек и линейных резисторов.

В табл. 3.8 приведены результаты измерений замедления отпускания реле типа РПН при шунтировании его обмотки резистором и варистором. При равных снижениях перенапряжений на контактах U_k увеличение времени отпускания при наличии варистора меньше, чем при наличии резистора, в 6—8 раз. На рис. 3.14

Таблица 3.8

Параметры коммутируемой цепи					Параметры искрогасителя				Замедление отпускания реле РПН, мс			
U , В	R , См	L , Гн	I , А	k^*	Тип искрогасителя	β	r , Ом	U^{**} , В	без искрогашения	с искрогашением	$\Delta t_{отп}$	$\frac{\Delta t_{отп}}{t_{отп}}$, %
60	1500	21,7	0,04	16	Варистор	4,2	—	200		16	3	23
					Резистор	—	5500	220		35	22	169
60	750	10,8	0,08	16	Варистор	3,85	—	220		15,5	2,5	19
					Резистор	—	2750	220	13	35,5	22,5	173
60	500	7,2	0,12	16	Варистор	4,6	—	220		16	3	23
					Резистор	—	1830	220		35,5	22,5	173
60	300	4,3	0,2	16	Варистор	4,4	—	210		15,7	2,7	21
					Резистор	—	1100	220		35,2	22,2	171

* Стояние статического тока обмотки электромагнита к току отпускания.

** Максимальное напряжение на контактах в момент размыкания цепи.

приведены зависимости замедления времени отпускания реле РПН, вносимого варистором и линейным резистором, от степени снижения перенапряжения на контактах в момент их размыкания.

Варисторы позволяют существенно повысить срок службы контактов реле. На рис. 3.15,а показаны контакты реле РПН после $20 \cdot 10^6$ срабатываний при токе 200 мА. Эрозия контактов, защищенных варистором, существенно меньше.

Преимущество варисторов при применении их во взрывоопасных помещениях заключается в том, что они представляют собой активные сопротивления, неспособные, в отличие от искрогасящих *RC*-цепочек, запастись энергией, которая может вызвать искру большой мощности при случайном замыкании контактов конденсатора.

Надежность полупроводниковых приборов гарантируется заводами-изготовителями только в интервале допустимых выпрямленных токов и обратных напряжений. Поэтому в схемах с индуктивными элементами, в которых возможно возникновение периодических или аварийных перенапряжений, целесообразно параллельно полупроводниковому прибору присоединять варистор, который и будет ограничивать возникающие перенапряжения.

В блоках питания аппаратуры релейной защиты, сигнализации и управления типа БПВ-26 для этой цели используются мощные варисторы типа НШМ-150-300-4,5. Блок питания состоит из трех-стержневого магнитосуммирующего трансформатора и выпрямителя на кремниевых диодах, включенных по два последовательно в каждое плечо моста. Соединение обмоток выполнено так, что ЭДС обмоток 1 и 3 пропорциональна векторной сумме ЭДС обмоток 2 и 3, причем в обмотках 1 и 3 направления магнитных потоков относительно потока обмотки 2 противоположны. Этим достигается постоянство напряжения на выпрямителе. Возрастание действующего значения ЭДС на выходе трансформатора ограничивается насыщением стали магнитопровода. Амплитудное значение ЭДС ограничивается варистором.

Для расчета требуемых параметров варисторов можно воспользоваться упрощенной методикой. Амплитуда напряжения во вторичной обмотке равна:

$$U_m = \frac{i_{\text{нас}} R}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4U_{\text{х.х}} I_m}{i_{\text{нас}}^2 R}} - 1 \right),$$

где $U_{\text{х.х}} = 2\pi f B_{\text{нас}} S \omega_2$; $R = R_{\text{в}} R_{\text{пот}} / (R_{\text{в}} + R_{\text{пот}})$. Здесь $U_{\text{х.х}}$ — напряжение холостого хода на вторичной обмотке трансформатора, В; I_m — амплитуда тока в первичной обмотке трансформатора, А; $i_{\text{нас}}$ — мгновенное значение тока намагничивания, при котором напряженность поля соответствует переходу кривой намагничивания в область насыщения, А; f — частота переменного тока, Гц; $B_{\text{нас}}$ — индукция насыщения стали сердечника, Тл; S — площадь сечения сердечника, м²; ω_2 — число витков вторичной обмотки трансформатора; $R_{\text{пот}}$ — сопротивление, эквивалентное потерям в стали сердечника, Ом; $R_{\text{в}}$ — сопротивление варистора при номинальном напряжении во вторичной обмотке трансформатора, Ом.

При больших токах в первичной обмотке

$$\frac{4U_{x,x}I_m}{i_{\text{нас}}^2 R} \gg 1$$

и амплитуда напряжения

$$U_m \approx \sqrt{U_{x,x} I_m R},$$

откуда

$$R = U_m^2 / U_{x,x} I_m.$$

По найденному значению R рассчитывают сопротивление варистора R_v . По известным значениям β и R_v определяют постоянную B , а затем из уравнения вольт-амперной характеристики находят значение номинального тока варистора при номинальном напряжении на вторичной обмотке.

Испытания блоков питания типа БВП-26 с мощными варисторами показали, что амплитуда обратного напряжения на каждом из диодов при амплитуде токов во вторичных обмотках трансформатора 80 А не превышает допустимого значения 200 В. Благодаря этому обеспечивается длительная безаварийная работа кремниевых диодов.

Одной из областей применения транзисторов являются быстродействующие полупроводниковые коммутаторы. Однако при использовании транзисторных переключателей для коммутации индуктивной нагрузки возможно возникновение многократных перенапряжений, приводящих к пробоям транзисторов.

Примером применения транзисторных коммутаторов может служить контактно-транзисторная система зажигания двигателей внутреннего сгорания. Если в обычной системе для прерывания тока в низковольтной цепи катушки зажигания используется механический прерыватель, то в контактно-транзисторной системе функцию переключения тока выполняет транзистор, а роль контактов прерывателя сводится к управлению транзистором путем коммутации незначительного тока базы. Недостатком транзисторной системы зажигания является опасность пробоя транзистора в результате возникновения импульсных перенапряжений. Для защиты транзисторов обычно применяются схемы с использованием полупроводниковых стабилитронов. Однако выпускаемые отечественной промышленностью варисторы способны заменить дорогостоящие стабилитроны.

На рис. 3.16 представлена электрическая схема системы зажигания. Когда контакты прерывателя замкнуты, транзистор VT открыт и через участок коллектор—эмиттер в первичную обмотку

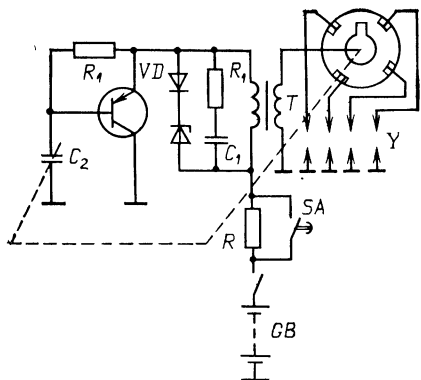


Рис. 3.16. Принципиальная схема контактно-транзисторной системы зажигания

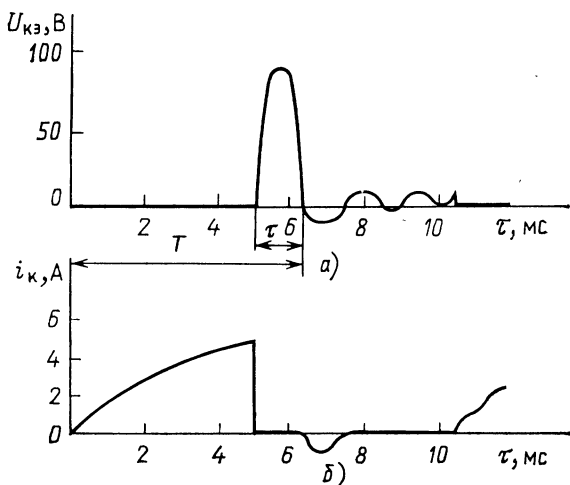


Рис. 3.17. Осциллограммы напряжения на участке коллектор—эмиттер транзистора (а) и коллекторного тока (б)

ку катушки зажигания течет экспоненциально возрастающий ток (рис. 3.17). В момент размыкания контактов прерывателя транзистор закрывается и на первичной обмотке трансформатора T возникает высоковольтный импульс напряжения, который трансформируется во вторичную повышающую обмотку и через распределитель поступает на свечи зажигания $\mathcal{Y}$.

Хотя при проектировании транзисторных коммутаторов импульс напряжения на транзисторе выбирается меньше предельно допустимого значения $U_{кэ\text{н max}}$, в процессе эксплуатации первичное напряжение может достигнуть этого значения или превысить его и вызвать пробой транзистора, поэтому необходимо ограничить импульс первичного напряжения безопасным уровнем. В качестве ограничительных устройств применяются оксидно-полупроводниковые варисторы.

Варистор в транзисторных системах зажигания может быть включен тремя способами (рис. 3.18). При включении варистора

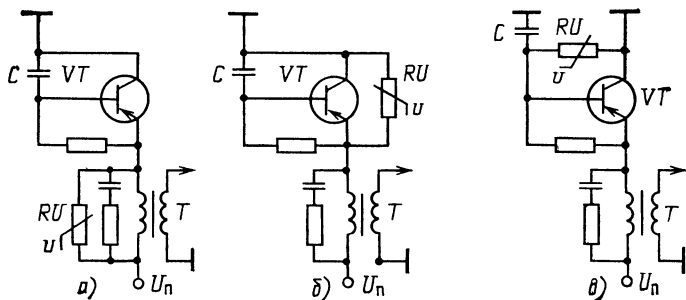


Рис. 3.18. Схемы включения варисторов в транзисторной системе зажигания: а — параллельно первичной обмотке катушки зажигания; б — параллельно участку коллектор—эмиттер транзистора; в — параллельно контактам прерывателя

параллельно первичной обмотке (рис. 3.18,а) в момент запираания транзистора с увеличением первичного напряжения проводимость варистора нелинейно возрастает. При этом часть энергии рассеивается на варисторе и в результате этих потерь значение первичного напряжения уменьшается.

Энергия, выделяемая на варисторе за один период, равна:

$$W_B = \Delta W = W_1 - W_{\text{доп}},$$

где ΔW — избыток энергии катушки; W_1 — энергия катушки при максимально возможном токе, т. е. при импульсном токе коллектора $I_{K \text{ и max}}$; $W_{\text{доп}}$ — энергия катушки, при которой импульс напряжения равен допустимому значению (без варистора) при токе коллектора $I_{K \text{ и max}}$. В то же время выделяемая на варисторе энергия

$$W_B = \int_0^{\tau} U_1 I_B dt = \int_0^{\tau} B U_{1m}^{\beta+1} \sin^{\beta+1} \frac{\pi t}{\tau} dt,$$

где U_1 — напряжение на первичной обмотке, В; I_B — ток варистора, А; τ — длительность импульса напряжения на первичной обмотке; B — постоянная; U_{1m} — импульс напряжения на первичной обмотке; β — коэффициент нелинейности варистора. Можно считать, что

$$\Delta W = \frac{I_1^2 - I_{K \text{ и max}}^2}{2} L;$$

$$U_{1m} = U_{KЭ \text{ и max}} - U_n,$$

где $U_{KЭ \text{ и max}}$ — допустимое импульсное напряжение между коллектором и эмиттером, В; L — индуктивность первичной обмотки трансформатора, Гн; U_n — напряжение питания схемы, В; I_1 — максимально возможный ток при перегрузке, А.

После ряда преобразований получаем

$$U_{Kл} = \left[\frac{2I_{Kл} (U_{KЭ \text{ и max}} - U_n)^{\beta+1} \int_0^{\tau} \left(\sin \frac{\pi t}{\tau} \right)^{\beta+1} dt}{L (I_1^2 - I_{K \text{ и max}}^2)} \right]^{\frac{1}{\beta}}.$$

Аналогично можно получить классификационное напряжение для схемы рис. 3.18,б:

$$U_{Kл} = \left[\frac{2I_{Kл} \int_0^{\tau} \left(U_n + U_{1m} \sin \frac{\pi t}{\tau} \right)^{\beta+1} dt}{L (I_1^2 - I_{K \text{ и max}}^2)} \right]^{\frac{1}{\beta}},$$

причем

$$U_{1m} = U_{KЭ \text{ и max}} - U_n.$$

Принцип использования нелинейных свойств варистора, включенного параллельно участку коллектор — база транзистора (рис. 3.18,в), заключается не в поглощении избыточной энергии

катушки зажигания, как это имело место в схемах рис. 3.18, а и б, а в введении нелинейной отрицательной обратной связи. Когда контакты прерывателя замкнуты и транзистор открыт, варистор зашунтирован. После размыкания контактов на первичной обмотке катушки возникает импульс напряжения. При некотором значении этого напряжения ток варистора резко увеличивается, одновременно возрастает ток базы и транзистор открывается. Через открытый транзистор происходит разряд избыточной энергии, накопленной в индуктивности, и, таким образом, напряжение на устатке эмиттер — коллектор ограничивается заданным значением.

Ток варистора I_v складывается из тока базы I_B и тока через резистор, т. е.

$$I_v = I_B + I_p.$$

При больших значениях напряжения на первичной обмотке катушки ток базы значительно превышает ток через резистор, поэтому можно записать, что $I_b = I_B$ или

$$I_B = BU_{KB}^{\beta},$$

где U_{KB} — напряжение между коллектором и базой транзистора.

Так как

$$I_B \approx I_K / h_{21Э},$$

$$BU_{KB}^{\beta} = BU_{KЭ}^{\beta} = I_K / h_{21Э},$$

где I_K — максимальное значение тока коллектора при отпирании транзистора; $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером.

Откуда следует, что

$$U_{кл} = U_{KЭ \text{ доп}} [I_{кл} h_{21Э} / I_K]^{1/\beta}.$$

Ток I_K определяется из уравнения

$$I_K = L (I_1^2 - I_{K \text{ и max}}^2) / 2\tau_1 U_{KЭ \text{ и max}},$$

где L — индуктивность первичной обмотки катушки зажигания; τ_1 — длительность открытого состояния транзистора, $\tau_1 = (0,3 \div 0,4) \tau$.

Экспериментальная проверка полученных расчетным путем параметров варисторов показала, что они обеспечивают эффективную защиту транзистора от перенапряжений, ограничивая импульс первичного напряжения на заданном уровне. Из графика $U_{KЭ} = f(I_K)$ (рис. 3.19) следует, что некоторое ограничение первичного напряжения имеет место и при малых токах катушки зажигания, что связано с определенной проводимостью варистора при малых значениях этого напряжения. Очевидно с увеличением коэффициента нелинейности вольт-амперная характеристика варистора будет приближаться к вольт-амперной характеристике стабилитрона, а кривая 4 — к кривой 2.

Для изучения влияния изменений температуры на эффективность ограничения напряжения получены зависимости первичного напряжения от тока катушки в интервале температур от -50 до $+80^\circ\text{C}$. На рис. 3.20 показано снижение первичного и, соответст-

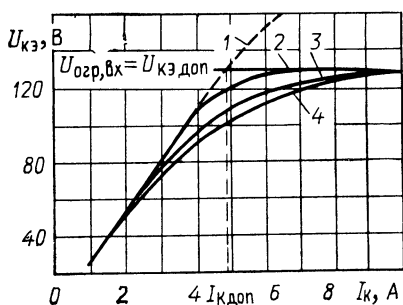


Рис. 3.19. Зависимость амплитуды импульса первичного напряжения на участке коллектор—эмиттер от тока катушки:

1 — без ограничения; 2 — ограничение с помощью стабилитрона; 3 — ограничение с помощью варистора, включенного параллельно участку коллектор — эмиттер транзистора; 4 — ограничение с помощью варистора, включенного параллельно контактам прерывателя

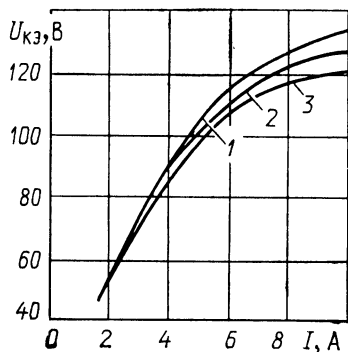


Рис. 3.20. Зависимость амплитуды напряжения на транзисторе от тока катушки зажигания при различных температурах окружающей среды:

1 — -50°C ; 2 — $+20^{\circ}\text{C}$; 3 — $+80^{\circ}\text{C}$

венно, вторичного напряжений при высоких температурах и повышение этого напряжения при низких температурах. Это обстоятельство необходимо учитывать при расчете $U_{кл}$. Важно также, чтобы в эксплуатационных режимах не превышалось значение $U_{кз \text{ в max}}$.

При работе системы зажигания изменяется частота вращения валика прерывателя и, соответственно, частота импульсов первичного напряжения катушки. На рис. 3.21 показана зависимость амплитуды первичного напряжения от частоты коммутаций при заданном значении тока первичной обмотки. Из графика $U_{кз} = F(f)$ следует, что с увеличением частоты коммутаций амплитуда первичного напряжения уменьшается. Это объясняется уменьшением запасаемой энергии в индуктивности.

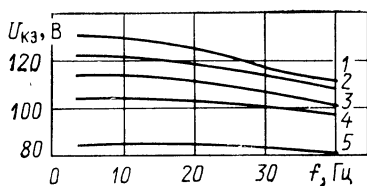


Рис. 3.21. Зависимость ограничения напряжения на транзисторе от частоты коммутаций при различных значениях тока катушки зажигания:

1 — $I=10$ А; 2 — $I=8$ А; 3 — $I=7$ А; 4 — $I=6$ А; 5 — $I=4$ А

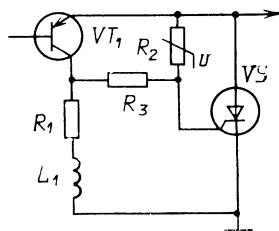


Рис. 3.22. Схема на варисторе для защиты транзистора от пробоя

Наряду с защитой от перенапряжения часто бывает необходимо защитить транзистор от импульсной перегрузки по току. На рис. 3.22 приведена схема, обеспечивающая такую защиту. При увеличении тока в цепи коллектора увеличивается падение напряжения на резисторе R_1 (0,1 Ом). Если это напряжение превысит допустимое значение, то происходит отпирание тиристора, который при этом шунтирует транзистор. Если теперь выключить питание, а затем его снова включить, то при отсутствии перегрузки нормальная работа схемы будет восстановлена. В том случае, если скорость нарастания коллекторного тока чрезмерно высока, напряжение на индуктивности L_1 (0,1 мкГн) становится достаточной для отпирания тиристора. В схеме использован также варистор RV_1 , который отпирает тиристор при чрезмерном возрастании напряжения обратного хода. Используемый в этой схеме кремниевый тиристор должен обладать невысоким управляющим напряжением, а максимальное обратное напряжение тиристора должно несколько превышать значение $U_{КЭ \text{ и } max}$.

Классификационное напряжение варистора, используемого в схеме, определяют из соотношения

$$U_{кл} = (U_{КЭ \text{ и } max} - U_y) \sqrt[\beta]{\frac{(R_1 + R_2) I_{кл}}{U_y + I_y(R_1 + R_3)}}.$$

Сопротивление R_3 находится из уравнения

$$U_y = R_1 I_{К \text{ и } max} - R_3 I_y.$$

При эксплуатации тиристоров в тяжелых режимах работы необходимо также предусматривать специальные меры защиты этих приборов. Когда в схеме возможно возникновение напряжения, приложенного к прибору в обратном направлении и превышающего предельно допустимое значение, параллельно с тиристором можно включить варистор (рис. 3.23, а). При очень большом перенапряжении, действующем в прямом направлении, также могут возникнуть условия для необратимого пробоя тиристора. В этом случае используется специальный способ защиты прибора от перенапряжения. Он заключается в том, что при возрастании напряжения до некоторого критического значения на управляющий электрод подается сигнал управления, который открывает тири-

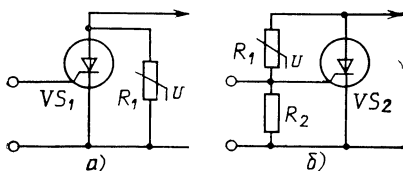


Рис. 3.23. Схемы включения варисторов для защиты кремниевых управляемых вентилях

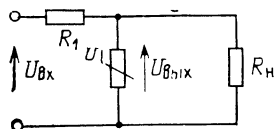


Рис. 3.24. Схема параметрического стабилизатора напряжения на варисторе

стор. При импульсных перенапряжениях для защиты можно использовать схему, показанную на рис. 3.23,б.

Из-за нелинейности вольт-амперных характеристик варисторов напряжение на варисторе мало изменяется при значительном изменении протекающего тока. На этом принципе можно осуществлять стабилизацию напряжения, качество которой зависит от коэффициента нелинейности β , характеризующего стабилизирующие свойства варисторов.

В стабилизаторах напряжения широкое распространение в качестве стабилизирующих элементов получили полупроводниковые и газоразрядные стабилитроны. Однако в тех случаях, когда не требуется высокой стабилизации, используются более дешевые полупроводниковые варисторы. Простейшая схема параметрического стабилизатора напряжения показана на рис. 3.24. Коэффициент стабилизации такой схемы

$$S = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВЫХ}}}.$$

Если сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ достаточно велико и им можно пренебречь, выражение для коэффициента стабилизации принимает вид

$$S = \beta(\beta - 1) \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Если же сопротивление нагрузки имеет конечное значение, коэффициент стабилизации схемы

$$S = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \left(\frac{R_1}{R_{\text{ДН}}} + \frac{R_1}{R_{\text{Н}}} + 1 \right),$$

где $R_{\text{ДН}}$ — динамическое сопротивление варистора.

Коэффициент полезного действия стабилизатора

$$\eta = \frac{R_1/R_{\text{Н}}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_{\text{Н}}} + \frac{R_1}{R_{\text{СТ}}}\right) \left(\frac{R_1}{R_{\text{Н}}} + \frac{R_1}{R_{\text{СТ}}}\right)},$$

где $R_{\text{СТ}}$ — статическое сопротивление варистора.

Условием максимального КПД является следующее уравнение:

$$R_1/R_{\text{Н}} = \sqrt{(R_1/R_{\text{СТ}})^2 + R_1/R_{\text{СТ}}}.$$

При известном сопротивлении нагрузки, задаваясь отношением $R_1/R_{\text{СТ}}$, можно определить R_1 . Отношение $R_1/R_{\text{СТ}}$ следует выбирать порядка нескольких единиц, чтобы получить достаточно высокий КПД. Когда коэффициент стабилизации такой схемы недостаточен, используют многокаскадные параметрические стабилизаторы. На рис. 3.25 приведена принципиальная схема двухкаскадного стабилизатора напряжения на варисторах. Коэффициент стабилизации многокаскадного стабилизатора равен произведению коэффициентов стабилизации каждого из каскадов:

$$S = S_1 S_2 \dots S_n.$$

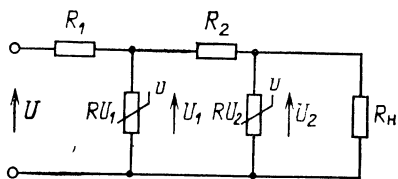


Рис. 3.25. Принципиальная схема двухкаскадного параметрического стабилизатора напряжения

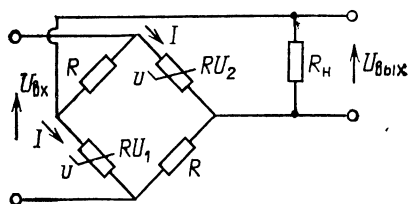


Рис. 3.26. Мостовая схема варисторного стабилизатора напряжения

Следует, однако, отметить, что КПД многокаскадных стабилизаторов весьма невысок.

Коэффициент стабилизации рассмотренных схем значительно увеличивается при использовании варисторов, обладающих большим коэффициентом нелинейности.

Мостовую схему (рис. 3.26), состоящую из варисторов и линейных резисторов, также можно использовать для стабилизации напряжения при колебаниях его в небольшом интервале относительно некоторого значения. Рассматриваемая мостовая схема работает в режиме стабилизатора напряжения лишь в том случае, когда выходное напряжение схемы находится в области максимума:

$$U_{\text{вых max}} = RR_{\text{H}}I(\beta - 1)/(R + R_{\text{H}}).$$

Максимальному выходному напряжению соответствует определенное значение входного напряжения:

$$U_{\text{вх}} = \frac{RI[2\beta R + R_{\text{H}}(\beta + 1)]}{R + R_{\text{H}}}.$$

Рассматриваемые значения входного и выходного напряжений связаны соотношением

$$U_{\text{вых max}} = \frac{R_{\text{H}}(\beta - 1)}{2\beta R + (\beta + 1)R_{\text{H}}} U_{\text{вх}}.$$

Таким образом, для каждого значения входного напряжения можно подобрать определенные параметры элементов схемы, при которых мостовая схема будет работать в режиме стабилизации.

Для конечных приращений напряжения коэффициент стабилизации

$$S = \frac{\beta - 1}{1 + \beta \left(1 + 2 \frac{R}{R_{\text{H}}} \right)} \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}}.$$

Так как параметры варисторов в ряде случаев зависят от температуры, необходима температурная компенсация. Условием температурной компенсации является равенство ТКР всех резисторов стабилизатора и нагрузки. Температурную компенсацию можно осуществить терморезисторами, включаемыми как часть линейных резисторов в плечи мостовой схемы.

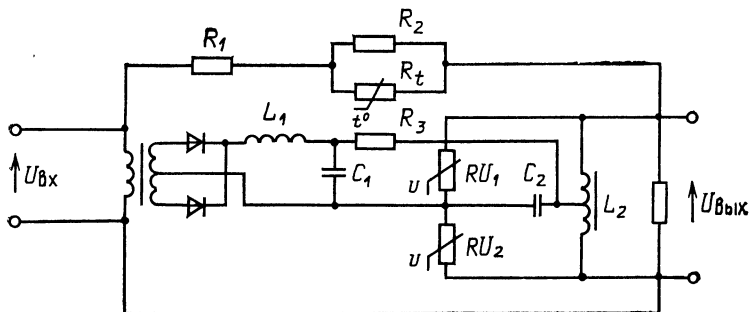


Рис. 3.27. Варисторный стабилизатор переменного напряжения

Мостовые стабилизаторы напряжения на варисторах имеют невысокий коэффициент полезного действия и поэтому применение их как самостоятельных стабилизаторов ограничивается маломощными устройствами.

На рис. 3.27 приведена схема стабилизатора переменного напряжения небольшой мощности. При изменении входного напряжения в интервале 190—270 В изменение выходного напряжения не превышает $\pm 0,1\%$ номинального значения. Содержание высших гармоник в выходном напряжении не превышает содержания их во входном напряжении. При изменении температуры на $\pm 15^\circ\text{C}$ выходное напряжение уменьшается на $0,3\%$. Для температурной компенсации схемы в цепь балластного резистора R_1 включен терморезистор RK .

В отличие от параметрических в компенсационных стабилизаторах напряжение на нагрузке сравнивается с заданным образцовым значением напряжения и в зависимости от полученной разности осуществляется воздействие на стабилизируемую величину так, чтобы уменьшить эту разность до допустимых значений. В качестве регулирующего элемента в стабилизаторах могут быть использованы полупроводниковые или иные усилители.

На рис. 3.28 приведена схема компенсационного стабилизатора напряжения на транзисторах с температурной компенсацией на полупроводниковых терморезисторах. Нелинейный мост выполняет функции опорного элемента и работает практически на неизменную нагрузку, что повышает коэффициент стабилизации схемы, который может достигать значения $S=800$.

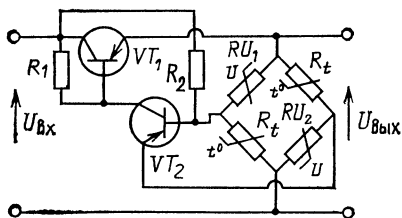


Рис. 3.28. Стабилизатор напряжения на транзисторах

При помощи полупроводниковых варисторов возможна стабилизация напряжения мощных генераторов постоянного тока. На рис. 3.29 показаны схемы включения варисторов и обмоток возбуждения электромашиных усилителей — возбuditелей. Во всех трех схемах для регулирования

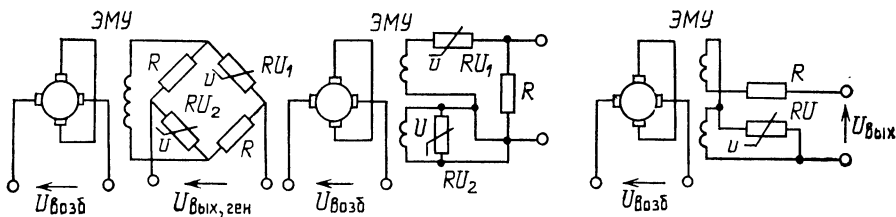


Рис. 3.29. Варисторные стабилизаторы напряжения с электромашинными усилителями

потока возбуждения первичного электромашинного усилителя используется принцип нелинейного моста. Так как в схемах электромашинных усилителей требуется получить значительные токи, допустимая мощность варисторов должна составлять около 100 Вт.

В электроприводе варисторные стабилизаторы используются для стабилизации угловой скорости электродвигателя. На рис. 3.30 приведена принципиальная схема стабилизации скорости электродвигателя постоянного тока с параллельным возбуждением. Управление скоростью осуществляется путем изменения магнитного потока в обмотке возбуждения электродвигателя. Сопротивления R_1 и R_2 определяют режим стабилизации.

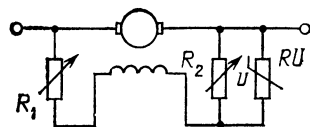


Рис. 3.30. Схема стабилизации скорости якоря электродвигателя постоянного тока с параллельным возбуждением

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ МАГНИТОРЕЗИСТОРЫ

4.1. Общие сведения

Магниторезисторами называют элементы, электрическое сопротивление которых существенно зависит от воздействующего на них магнитного поля. Действие магниторезисторов основано на использовании магниторезистивного эффекта, который заключается в увеличении удельного сопротивления металлов или полупроводников при внесении их в магнитное поле. Различают продольный и поперечный магниторезистивный эффект в зависимости от того, как направлен вектор магнитной индукции: параллельно или перпендикулярно вектору напряженности электрического поля в образце.

Наибольшее практическое значение имеет поперечный магниторезистивный эффект, который более чувствителен к магнитному полю. В полупроводниках магниторезистивный эффект выражен значительно сильнее, чем в металлах.

Открытый во второй половине прошлого века магниторезистивный эффект до сравнительно недавнего времени практически не находил широкого технического применения, и лишь интенсивное

развитие полупроводниковой техники, разработка полупроводниковых материалов с высокой подвижностью носителей заряда открыли путь к созданию промышленных типов магниторезисторов и организации их производства.

Благодаря простоте конструкции и высокой магнитной чувствительности магниторезисторы получают все более широкое применение в технике. Поскольку управление значением сопротивления магниторезистора осуществляется магнитным полем, удастся обеспечить хорошую электрическую развязку управляющих и управляемых цепей.

В устройствах на основе магниторезисторов в управляющей цепи в качестве источника магнитного поля может использоваться постоянный магнит или электромагнит. При использовании постоянного магнита изменение напряженности управляющего магнитного поля обеспечивается механическим перемещением магниторезистивного элемента или элементов магнитной системы. При применении электромагнита управление сопротивлением достигается путем изменения тока намагничивания. В отдельных случаях для создания управляющего магнитного поля возможно применение сложных магнитных систем, содержащих постоянные магниты и электромагниты.

Магниторезисторы используются в бесконтактных электрических аппаратах, разнообразных преобразователях, системах релейной защиты и бесколлекторных электрических машинах.

Отсутствие подвижных электрических контактов обеспечивает практически неограниченный срок службы таких устройств, их высокую безотказность и долговечность.

4.2. Основные параметры и характеристики магниторезисторов

Магниторезистор характеризуют следующими основными параметрами: номинальным сопротивлением R_0 в отсутствие магнитного поля, отношением сопротивления в поперечном магнитном поле с определенным значением индукции (обычно 0,5 или 1 Тл) к номинальному значению R_B/R_0 , температурным коэффициентом сопротивления (TKR) и допустимой мощностью рассеяния. Основной характеристикой магниторезистора является зависимость его сопротивления от индукции воздействующего магнитного поля.

Номинальное сопротивление магниторезистора определяется удельной проводимостью используемого для его изготовления полупроводникового материала и конструктивными параметрами изделия. При помещении магниторезистора в поперечное магнитное поле с индукцией B происходит увеличение его сопротивления. Это увеличение сопротивления обусловлено двумя причинами: увеличением удельного сопротивления полупроводникового материала магниторезистивного элемента за счет снижения подвижности носителей заряда и деформацией линий тока в элементе при наложении магнитного поля.

Относительное изменение удельного сопротивления полупровод-

ников с одним типом носителей при учете статистического разброса их скоростей в слабом поперечном магнитном поле при выполнении условия $\mu_n B \ll 1$ определяется соотношением

$$\frac{\Delta \rho}{\rho_0} = \frac{4 - \pi}{\pi} \left(\frac{3\pi}{8} \right)^2 (\mu_n B)^2,$$

где $\Delta \rho = \rho_B - \rho_0$; ρ_B , ρ_0 — соответственно удельное сопротивление полупроводника в магнитном поле с индукцией B и при отсутствии магнитного поля. При двух типах носителей в материале n -типа

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \left(\frac{3\pi}{8} \right)^2 B^2 \left[\frac{4}{\pi} \frac{\mu_n^3 n + \mu_p^3 p}{\mu_n n + \mu_p p} - \left(\frac{\mu_n^2 n - \mu_p^2 p}{\mu_n n - \mu_p p} \right)^2 \right],$$

здесь μ_n и μ_p — соответственно подвижности электронов и дырок; n , p — концентрация электронов и дырок.

На рис. 4.1 показана зависимость относительного изменения удельного сопротивления антимонида индия n -типа от концентрации электронов при температуре 22 °С и магнитной индукции 1 Тл.

Максимум магниторезистивного эффекта достигается при следующем соотношении концентраций электронов и дырок:

$$\frac{n}{p} = \left[\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{b} \right) + \frac{2}{b} \right] / \left[\frac{4}{\pi} (1 - b) + 2b \right],$$

где $b = \mu_n / \mu_p$,
при этом

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \left(\frac{3\pi}{8} \right)^2 \frac{4}{\pi} \left(\mu_n \mu_p + \frac{(\mu_n - \mu_p)^2}{\pi} \right) B^2.$$

В сильных магнитных полях, когда $\mu_n B \gg 1$, относительное изменение удельного сопротивления полупроводников линейно возрастает с увеличением магнитной индукции.

Изменение сопротивления, обусловленное деформацией силовых линий тока в магниторезистивном элементе при наложении магнитного поля, зависит от его геометрических характеристик, электрофизических свойств полупроводникового материала элемента и магнитной индукции. Наибольшее изменение сопротивления в магнитном поле имеет дисковый магниторезистивный элемент с контактами в центре и по периферии диска. В слабом магнитном поле изменение его сопротивления описывается следующим соотношением:

$$\frac{R_B}{R_0} = \frac{\rho_B}{\rho_0} [1 + (\mu_n B)^2].$$

Для практической реализации приборов и устройств наиболее широкое распространение получили магниторезистивные

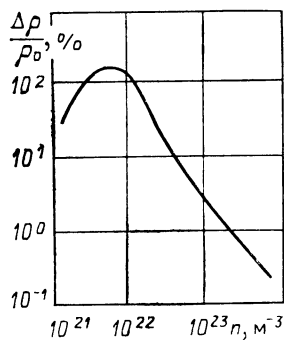


Рис. 4.1. Зависимость относительного изменения удельного сопротивления антимонида индия в магнитном поле с индукцией 1 Тл от концентрации электронов

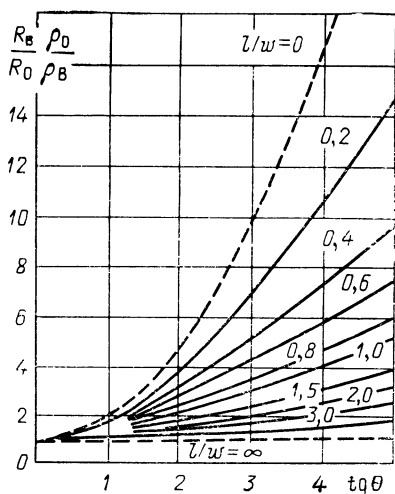


Рис. 4.2. Расчетные зависимости относительного изменения сопротивления прямоугольного магниторезистивного элемента (без учета изменения удельного сопротивления материала) от тангенса угла Холла

элементы прямоугольной формы. Для обеспечения высокой чувствительности к магнитному полю конструкция таких магниторезистивных элементов должна удовлетворять следующему условию:

$$l/w \ll 1,$$

где l — длина участка магниторезистивного элемента, заключенного между эквипотенциальными контактами; w — ширина магниторезистивного элемента.

Изменение сопротивления магниторезистивного элемента прямоугольной формы в слабом поперечном магнитном поле при выполнении условий $\mu_n B \leq 0,45$ и $l/w \leq 0,35$ с точностью до 1 % можно рассчитать по формуле

$$\frac{R_B}{R_0} = \frac{\rho_B}{\rho_0} \left[1 + (\mu_n B)^2 \left(1 - 0,54 \frac{l}{w} \right) \right].$$

В сильных магнитных полях, когда угол Холла * близок к $\pi/2$, для расчета изменения сопротивления магниторезистивного элемента при выполнении условия $l \ll w$ можно использовать следующее соотношение:

$$\frac{R_B}{R_0} = \frac{\rho_B}{\rho_0} \left[1 + \frac{w}{l} \left(\mu_n B - \frac{4}{\pi} \ln 2 \right) \right].$$

На рис. 4.2 показаны расчетные зависимости относительного изменения сопротивления прямоугольных магниторезистивных элементов от $\text{tg } \theta$ без учета изменения удельного сопротивления материала в магнитном поле. Наибольшее изменение сопротивления имеют магниторезистивные элементы с наименьшим отношением длины к ширине.

Как следует из приведенных соотношений, зависимость сопротивления магниторезистивного элемента от магнитной индукции в

* Углом Холла θ называют угол между векторами плотности тока и напряженности электрического поля в магниторезистивном элементе.

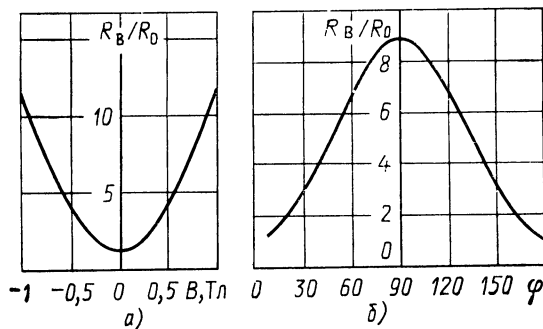


Рис. 4.3. Зависимость относительного изменения сопротивления магниторезистивного элемента от магнитной индукции (а) и угла между векторами напряженности электрического и магнитного полей в элементе (б)

области слабых полей квадратична, а в области сильных полей — линейна. Область перехода от слабых полей к сильным для реальных конструкций магниторезистивных элементов лежит в районе 0,3 Тл. Поскольку для магниторезистивных элементов известны обычно номинальное сопротивление R_0 и сопротивление при нормированном значении магнитной индукции R_{B1} , а также приближенное значение индукции B_2 в точке перехода от квадратичного к линейному закону изменения сопротивления, зависимость $R=f(B)$ можно аппроксимировать следующими соотношениями:

в области слабых полей

$$R_B = R_0(1 + \beta B^2),$$

в области сильных полей

$$R_B = R_0 + (R_{B1} - R_0) \frac{2B - B_2}{2B_1 - B_2},$$

где $\beta = (R_{B1} - R_0) / R_0(2B_1B_2 - B_2^2)$.

Типичная зависимость относительного изменения сопротивления магниторезистивного элемента на основе антимида индия показана на рис. 4.3,а.

Сопротивление магниторезистивного элемента изменяется также при изменении угла между вектором магнитной индукции и плоскостью элемента (рис. 4.3,б). Эта зависимость описывается следующим уравнением:

$$\frac{R_B - R_0}{R_0} = \left(\frac{R_B - R_0}{R_0} \right)_{\max} \frac{\sin^2 \varphi}{1 + (\mu_n B)^2 \cos^2 \varphi},$$

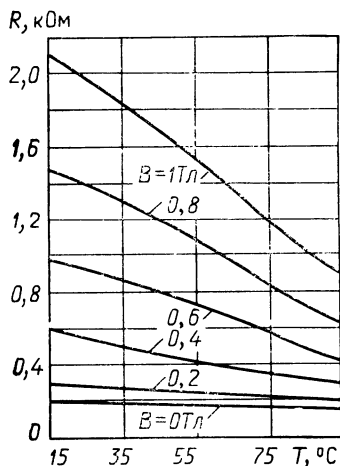


Рис. 4.4. Зависимость сопротивления магниторезистивного элемента от температуры

где φ — угол между вектором магнитной индукции и плоскостью магниторезистивного элемента.

Важной характеристикой магниторезистивного элемента является зависимость его сопротивления от температуры (TKR).

По мере увеличения магнитной индукции значение TKR магниторезистора возрастает. На рис. 4.4 приведены температурные зависимости сопротивления магниторезистивного элемента на основе антимонида индия при различных значениях магнитной индукции.

4.3 Конструкции и технические характеристики магниторезисторов

Конструктивно магниторезистор представляет собой полупроводниковый магниторезистивный элемент с присоединенными к его концам выводами, закрепленный на диэлектрической или изолированной металлической подложке из магнитомягкого материала.

В производстве магниторезистивных элементов используются в основном два полупроводниковых соединения, обладающих выраженным магниторезистивным эффектом: антимонид индия InSb и арсенид индия InAs. Арсенид индия имеет более широкую запрещенную зону и поэтому работоспособен в более широком диапазоне температур. Однако подвижность носителей заряда в антимониде индия значительно выше, чем в арсениде индия, и поэтому при одинаковой напряженности магнитного поля магниторезистивные элементы на основе арсенида индия имеют меньшее изменение сопротивления.

Наиболее широко используется антимонид индия *n*-типа. При выборе конкретной марки материала важное значение имеет концентрация легирующей примеси. Антимонид индия с низкой концентрацией донорной примеси (10^{14} — 10^{15} см⁻³) обладает высокой чувствительностью к магнитному полю. Однако его сопротивление существенно изменяется при изменении температуры. По мере увеличения концентрации примеси в антимониде индия температурная стабильность сопротивления магниторезистивного элемента на его основе значительно улучшается, хотя и сопровождается некоторым снижением чувствительности сопротивления к магнитному полю. Применение антимонида индия *n*-типа с концентрацией примеси 10^{16} — 10^{17} см⁻³ позволяет получить магниторезистивные элементы, обеспечивающие достаточно широкий диапазон регулирования сопротивления резистора и небольшой TKR.

Так как используемый для создания магниторезистивных элементов антимонид индия имеет низкое удельное сопротивление (1—0,1 Ом·м), для получения достаточно большого сопротивления элемент выполняется в форме меандра. При этом используются методы ультразвуковой обработки материалов, электроэрозионная резка, фотолитография. Выводы к контактам магниторезистивного элемента присоединяются обычно пайкой.

В последние годы для выполнения магниторезистивных элементов разработаны специальные полупроводниковые материалы с

внутренним проводящим растром, полученным в процессе выращивания кристалла. Наиболее перспективным из этих материалов является эвтектический сплав антимонид индия — антимонид никеля с содержанием 1,8 % NiSb. Основной фазой в этом материале является антимонид индия, сохраняющий монокристаллическую структуру. В объеме полупроводникового InSb равномерно распределены иглоподобные включения NiSb длиной около 50 мкм и диаметром 1 мкм, расположенные параллельно друг другу и сориентированные в направлении роста кристалла. Антимонид никеля имеет в 200—700 раз более высокую проводимость, и поэтому его включения выполняют роль внутреннего проводящего раstra, закорачивающего поле Холла. При этом важно, что включения NiSb практически не изменяют электрические свойства основной фазы эвтектического сплава InSb. Подвижность электронов в эвтектике InSb—NiSb сохраняется весьма высокой. Наиболее воспроизводимые результаты получены на кристаллах, выращенных в направлении [211].

Магниторезисторы типа CM1-1 разработаны на основе нелегированного эвтектического сплава InSb—NiSb.

Конструкции магниторезисторов типа CM1-1 показаны на рисунке 4.5.

Высокая удельная проводимость сплава $[200—250 \text{ (Ом} \cdot \text{см)}^{-1}]$ заставляет придавать проводящей дорожке форму меандра. Ширина дорожки около 100 мкм, толщина 60—100 мкм.

Для реализации сопротивления в диапазоне 22—220 Ом созданы три различных конструктивных варианта. При этом в магниторезисторах с номинальными сопротивлениями 150 и 220 Ом резистивный элемент выполнен в виде двух одинаковых проводящих дорожек с сопротивлением, вдвое меньшим номинального.

Для механической прочности магниторезисторов их резистивные дорожки закреплены на основании из пермаллоя и изолированы от него слоем лака; гибкие провололочные выводы, припаянные к контактным площадкам резистивных дорожек, и сами дорожки для защиты от внешних воздействий также покрыты лаком. Использование пермаллоя, обладающего высокими значениями магнитной проницаемости и индукции насыщения, обеспечивает малый

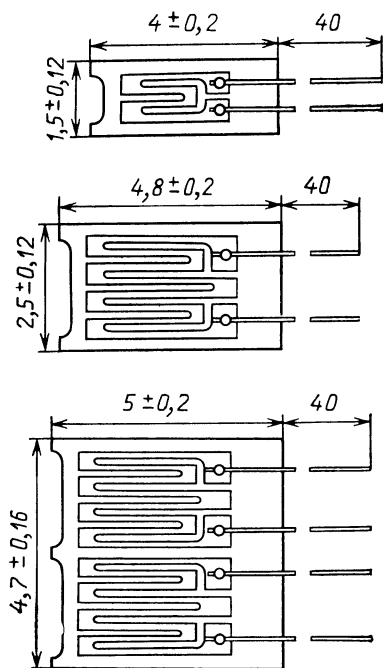


Рис. 4.5. Конструкции магниторезисторов типа CM1-1

эффективный зазор магнитной системы, в которой используется магниторезистор.

Максимальная толщина магниторезистора с учетом толщин участков пайки не превышает 0,6 мм.

Параметры магниторезисторов приведены ниже:

Параметры	СМ1-1	СМ4-1
Номинальное сопротивление, Ом	22,33,68	47,68
Допустимое отклонение номинального сопротивления, %	20	20
Магниторезистивное отношение в поле с индукцией 0,5 Тл, не менее	3	3,3
при отсутствии управляющего магнитного поля, %/°С, не менее	—2	—0,55
Рабочая температура, °С	—60÷+70	—60÷+85

Зависимости сопротивления и магниторезистивного отношения магниторезисторов от индукции внешнего магнитного поля при различных температурах окружающей среды приведены на рис. 4.6. При увеличении индукции от 0 до 1 Тл сопротивление при нормальной температуре изменяется приблизительно в 6—12 раз, максимальное напряжение между выводами и основанию магниторезистора 100 В, максимальная мощность рассеяния магниторезисторов, приклеенных к теплоотводящей плате, 0,125; 0,25; 0,5 Вт.

Температурный коэффициент сопротивления магниторезисторов типа СМ1-1 при температуре 25°С в отсутствие управляющего поля не менее —2%/°С и в поле с индукцией 1 Тл — не менее —3%/°С, поэтому при использовании магниторезисторов типа СМ1-1 в широком диапазоне температур необходима их температурная компенсация.

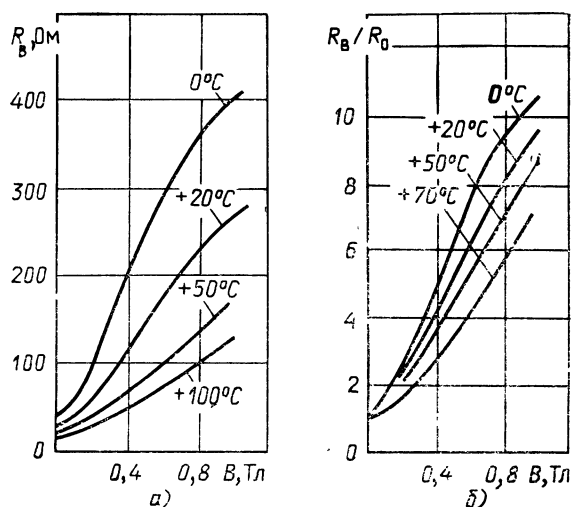


Рис. 4.6. Зависимость сопротивления (а) и магниторезистивного отношения магниторезистора СМ1-1 (б) от магнитной индукции при различных температурах

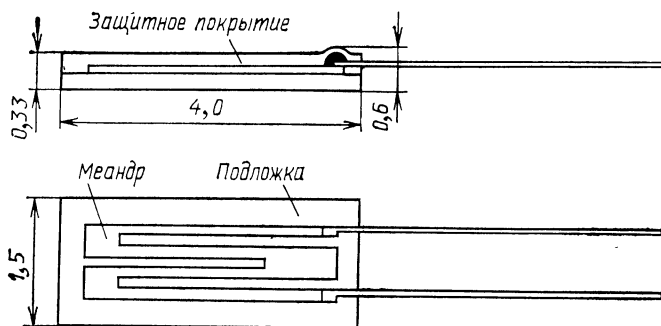


Рис. 4.7. Конструкция магниторезистора СМ4-1

Магниторезисторы типа СМ4-1 характеризуются высокой температурной стабильностью параметров в диапазоне температур от -60 до $+85^{\circ}\text{C}$. Конструктивно магниторезистор типа СМ4-1 (рис. 4.7) состоит из магниторезистивного элемента, закрепленного на подложке с помощью лака УР-231. Конструкция позволяет получить требуемые параметры прибора при заданных габаритах. Магниторезистивный элемент выполнен в виде меандра из полупроводникового сплава $\text{InSb}-\text{NiSb}$, легированного теллурием марки САИН-1. Магниторезистивный элемент имеет следующие электрофизические свойства: концентрация основных носителей заряда n -типа при 22°C составляет $(4-4,5) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$; магниторезистивное отношение более или равно 3,3; $\text{TKR} \leq 0,15 \% / ^{\circ}\text{C}$ (в диапазоне $-60 \div +20^{\circ}\text{C}$) и $\text{TKR} \leq 0,55 \% / ^{\circ}\text{C}$ (в диапазоне $22 \div 85^{\circ}\text{C}$); удельное сопротивление $0,0023 (\pm 20 \%) \text{ Ом} \cdot \text{см}$. При изготовлении маг-

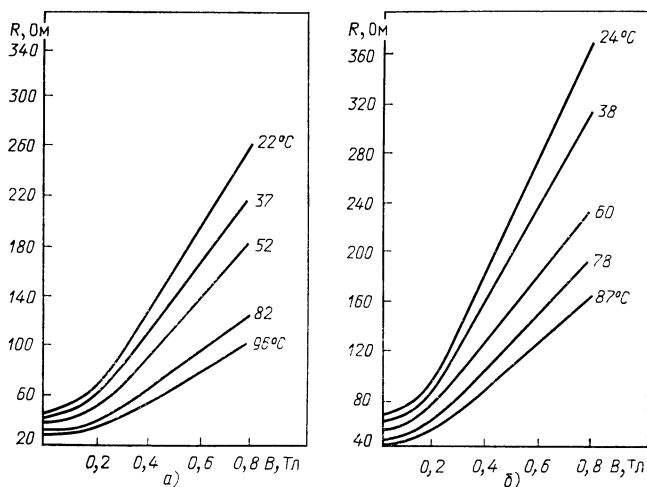


Рис. 4.8. Зависимость сопротивления магниторезисторов СМ4-1 от магнитной индукции для образцов с номинальными сопротивлениями 47 (а) и 68 Ом (б) при различной температуре

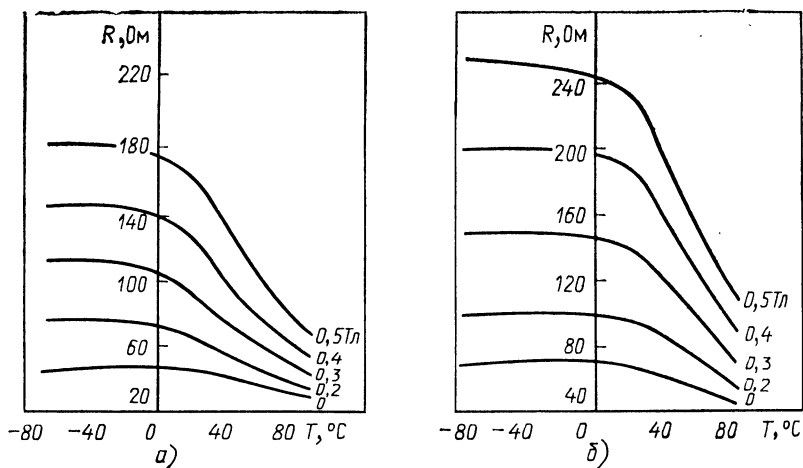


Рис. 4.9. Зависимость сопротивления магниторезисторов CM4-1 от температуры для образцов с номинальными сопротивлениями 47 (а) и 68 Ом (б)

ниторезисторов слиток ориентируют таким образом, чтобы эти иглоподобные включения располагались перпендикулярно направлению тока в магниторезистивном элементе и параллельно плоскости подложки. Такая ориентация обеспечивает максимальное изменение сопротивления прибора в магнитном поле.

Зависимость сопротивления магниторезисторов типа CM4-1 от магнитной индукции (рис. 4.8) в диапазоне индукций от 0 до 0,3 Тл квадратична, а при индукции более 0,3 Тл линейна.

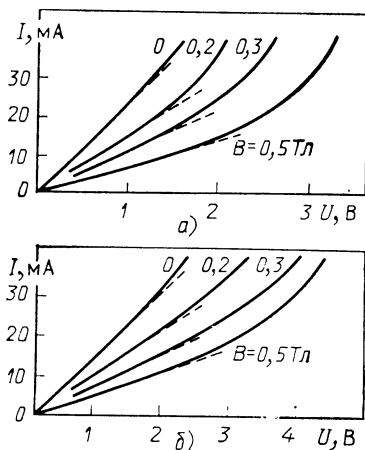


Рис 4.10. Вольт-амперные характеристики магниторезисторов CM4-1 при различных значениях магнитной индукции для образцов с номинальным сопротивлением 47 (а) и 68 Ом (б)

ТКР магниторезисторов типа CM4-1 при температурах -60 и $+85^\circ\text{C}$ без воздействия магнитного поля составляют не более 0,15 и 0,55 %/ $^\circ\text{C}$ соответственно. Температурная зависимость сопротивления магниторезисторов типа CM4-1 в магнитном поле показана на рис. 4.9.

Анализ вольт-амперных характеристик магниторезисторов с номинальными сопротивлениями 47 и 68 Ом при различных значениях магнитной индукции (рис. 4.10) свидетельствует о том, что в начале работы мощность, рассеиваемая на резисторе, не вызывает его заметного нагрева (начальные участки линейны), но дальнейшее увеличение тока приводит к разогреву резистора, уменьшению его сопротивления вследствие отрицательно-

го ТКР и отклонению вольт-амперной характеристики от линейности.

Максимально допустимое значение тока питания магниторезистора следует выбирать на линейном участке характеристики при максимальной индукции, воздействующей на магниторезистор:

$$I = \sqrt{\frac{2\eta\Delta T w d}{\rho_0(1 + \mu_n^2 B^2)}},$$

где η — коэффициент теплоотдачи; ΔT — допустимое превышение температуры полупроводниковой пластины.

Так как работа магниторезистора основана на объемных эффектах, не зависящих от природы и свойств поверхности, правильный подбор размеров и материалов, используемых в конструкции магниторезисторов типа СМ4-1, позволяет создать высокостабильные приборы. Стабильность резисторов типа СМ4-1, оцениваемая по коэффициенту стабильности $K_{ст} = (R_2 - R_1) / R_1$ (где R_2 — сопротивление, измеренное после 1000 ч испытаний; R_1 — сопротивление, измеренное до испытаний), не превышает 2,5 %.

Магниторезисторы устойчиво работают в интервале рабочих температур от -60 до $+85^\circ\text{C}$; при резкой смене температур (с -60 до $+85^\circ\text{C}$); относительной влажности воздуха до 98 %, при температуре 35°C ; атмосферном давлении от 10^{-4} до 10^5 Па; повышенном давлении воздуха (до $3 \cdot 10^5$ Па); в среде, зараженной плесневыми грибами, и в иное с последующим оттаиванием. Они выдерживают вибрацию в диапазоне частот от 1 до 5000 Гц с ускорением до 40g; многократные удары с ускорением до 150g; одиночные удары с ускорением до 1000g; линейные нагрузки с ускорением до 150g; акустические шумы в диапазоне частот от 50 до 10 000 Гц с уровнем звукового давления до 150 дБ.

На основе сплава InSb—NiSb разработаны магниторезисторы типов СМ3-1, СМ3-2, предназначенные для использования в датчиках угловых и линейных перемещений. Указанные магниторезисторы представляют собой сборки из четырех магниторезистивных элементов на одной подложке, которые включаются в схему моста.

В нормальном положении мост уравновешен и при подаче напряжения питания на мост напряжение на его выходе отсутствует. Если поместить магниторезистор в магнитное поле, симметричное относительно плеч моста, баланс моста не нарушается. При повороте или смещении магнитной системы относительно симметричного положения нарушается баланс моста и выходное напряжение при этом будет пропорционально угловому или линейному смещению магнитной системы относительно магниторезистивных элементов.

Магниторезисторы типа СМ3-1 могут использоваться в датчиках угла поворота с пределом измерения $\pm 25^\circ$ с погрешностью $\pm 1,5$ %. Магниторезисторы типа СМ3-2 при использовании в датчиках угла поворота обеспечивают диапазоны измерений $\pm 135^\circ$ с погрешностью $\pm 1,5$ %, а в датчиках линейных перемещений — диапазон перемещений $\pm 2,5$ мм.

4.4. Применение магниторезисторов

Обладая резко выраженной зависимостью параметров от воздействующего магнитного поля, магниторезисторы позволяют весьма эффективно решать широкий круг задач в электротехнике, связанных с бесконтактной коммутацией электрических цепей. Поэтому основными областями применения магниторезисторов являются бесконтактные выключатели, реле, бесколлекторные электродвигатели постоянного тока, преобразователи. Бесконтактная кнопка управления на основе магниторезистора показана на рис. 4.11.

При нажатии на кнопку перемещается встроенный в нее постоянный магнит 1, что вызывает изменение напряженности магнитного поля и, как следствие, изменение сопротивления магниторезисторов 2 и 3. В зависимости от исполнения кнопки изменением сопротивления магниторезисторов управляют либо непосредственно вторичной цепью, либо встроенной в корпус кнопки транзисторной схемой 6, обеспечивающей переключения в цепи нагрузки. Пружина 4 служит для возврата кнопки в исходное положение. Магниторезистор 2 выполняет функции замыкающего контакта, а магниторезистор 3 — размыкающего.

В кнопках управления применяют магниты из материала типа альнико-500. Корпус кнопки 5 выполнен из магнитомягкого железа для уменьшения магнитного сопротивления цепи между полюсами магнита и для экранирования магниторезисторов от воздействия внешних полей. В кнопках используются магниторезисторы с номинальным сопротивлением $R_0 = 40$ Ом при допустимом отклонении $\pm 20\%$. Для описываемой конструкции сопротивление магниторезистора в разомкнутом состоянии по отношению к замкнутому увеличивается не менее чем в 5 раз. Зависимости сопротивления магниторезисторов, выполняющих функции замыкающего и размыкающего контактов, от перемещения толкателя для кнопок рассматриваемой конструкции приведены на рис. 4.12 и 4.13.

Колебания температуры оказывают значительное влияние на параметры магниторезисторов: с увеличением температуры относительное изменение сопротивления в магнитном поле несколько уменьшается (рис. 4.13). Кнопка надежно работает в интервале температур от 0 до $+75^\circ\text{C}$. Максимальная частота коммутаций — 10 включений в 1 с, ресурс — не менее 10^6 включений.

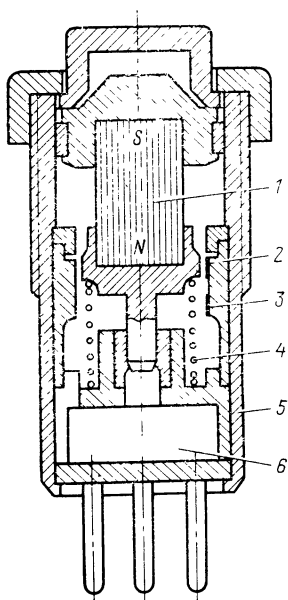


Рис. 4.11. Конструкция бесконтактной кнопки управления

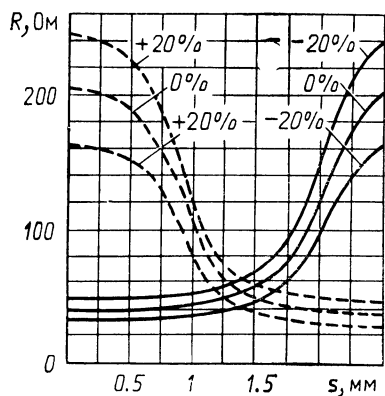


Рис. 4.12. Зависимости сопротивления от перемещения толкателя:
 --- для магниторезистора 2;
 — для магниторезистора 3
 (см. рис. 4.11)

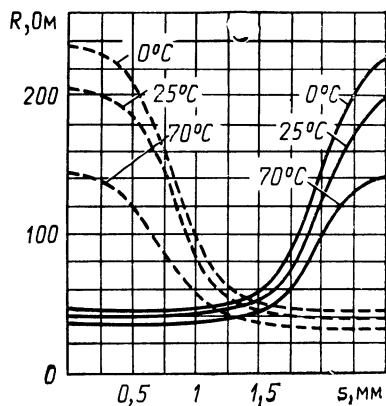
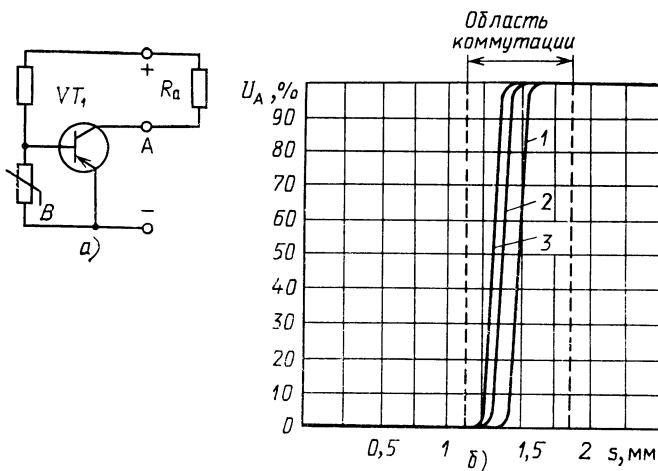


Рис. 4.13. Влияние температуры на зависимость сопротивления от перемещения толкателя:
 --- для магниторезистора 2;
 — для магниторезистора 3
 (см. рис. 4.11)

При необходимости повысить кратность изменения сопротивления или мощность цепи коммутации в кнопку встраивают усиленный каскад на транзисторах или тиристорах. Электрическая схема такой кнопки показана на рис. 4.14,а. Кнопки управления с встроенными в них усилительными каскадами могут быть изготовлены в двух исполнениях, соответствующих аппаратам с размыкающими и замыкающими контактами. На рис. 4.14,б приведена зависимость напряжения на коллекторе транзистора от переме-



с. 4.14. Электрическая схема кнопки управления с транзисторным усилительным каскадом (а) и ее характеристики (б):
 1 — 70°C; 2 — 25°C; 3 — 0°C

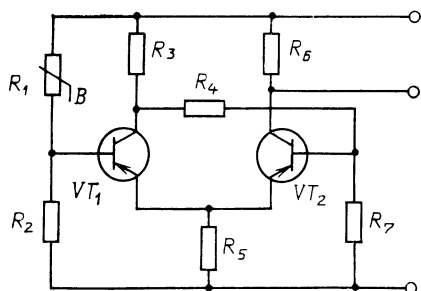


Рис. 4.15. Электрическая схема бесконтактной кнопки управления на магниторезисторе с триггерным каскадом

шения магнита кнопки при различных температурах. При нормальной скорости управления кнопкой скорость переключения составляет около 2 мс. Если же к крутизне коммутационной характеристики предъявляются более высокие требования, то в качестве усилительного каскада используют триггерные схемы. Одна из таких схем, применяемых в бесконтактных кнопках на магниторезисторах, показана на рис. 4.15.

В нашей стране разработаны и выпускаются бесконтактные кнопочные переключатели серии ПКБ (рис. 4.16).

Основным конструктивным узлом переключателя является магнитная цепь, состоящая из кольцевого магнита 3, кольцевых магнитопроводов 11 и магниторезистора 15, размещенного в месте максимальной концентрации магнитного потока.

Под действием внешнего усилия, передаваемого через толкатель, магнит переходит в нижнее положение. При этом в переключе-

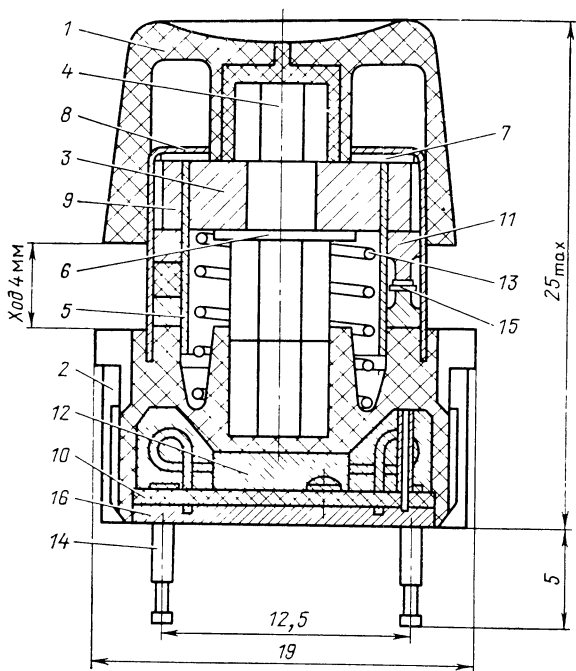


Рис. 4.16. Конструкция бесконтактного кнопочного переключателя на магниторезисторе типа CM4-1

чате типа ПКБ4 магнитный поток не проходит через магниторезистор, шунтируясь магнитным пунктом 9, а в выключателе типа ПКБ5 поток будет максимальным. Этот эффект достигнут верхним расположением магниторезистора в переключателе типа ПКБ4 и нижним в ПКБ5. Поэтому переключатели ПКБ4 имеют на выходе в исходном состоянии потенциал, соответствующий логическому 0, а ПКБ5 — логической 1.

Возврат клавиши в исходное положение происходит за счет пружины 13 после снятия воздействия внешнего усилия.

Элементами, направляющими движение магнита в вертикальном направлении, служит толкатель 4 и внешний цилиндр 8, которые фиксируют относительное положение магнита и полого цилиндра 5.

Устранение свободного вращения съемной клавиши 1 относительно корпуса переключателя обеспечивается крестовидной формой толкателя, ходового отверстия в корпусе и посадочного отверстия в самой клавише.

Ограничение крайних положений магнита происходит в верхнем положении дном наружного цилиндра 8, в нижнем положении — корпусом 2. Ход подвижной системы переключателя демпфируется в крайних положениях резиновыми амортизаторами 6 и 7.

Электрические элементы схемы (резистор 12, магниторезистор 15, транзистор 16) установлены на печатной плате 10. Выводы 14 выключателя спроектированы с расчетом выполнения как навесного, так и печатного монтажа. Принципиальная электрическая схема кнопочных переключателей типов ПКБ4, ПКБ5 показана на рис. 4.17.

Рис. 4.17. Электрическая схема бесконтактных кнопочных переключателей типов ПКБ4, ПКБ5

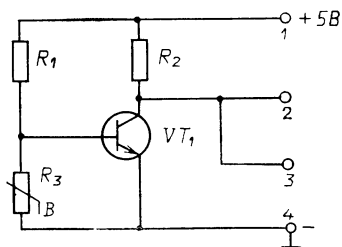
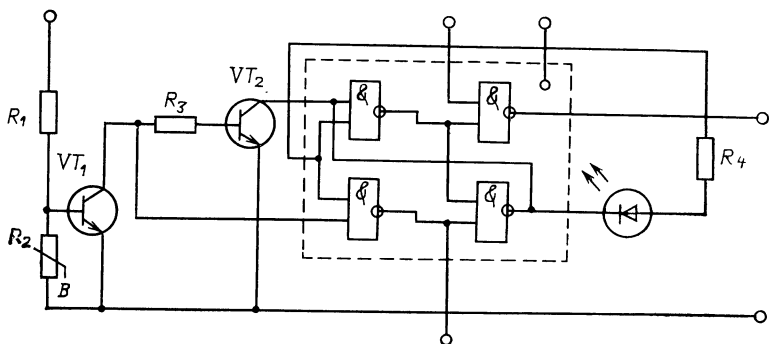


Рис. 4.18. Электрическая схема бесконтактного кнопочного переключателя типа ПКБ1



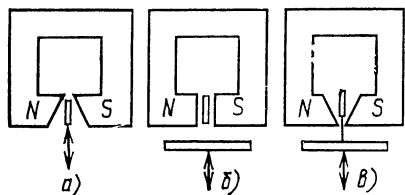


Рис. 4.19. Возможные конструкции магнитных систем конечных выключателей на магниторезисторах

Кнопочные переключатели типов ПКП1, ПКП2, ПКП3 имеют аналогичную конструкцию. Переключатели типа ПКБ1 снабжены световой индикацией на светоизлучающем диоде. Принципиальная электрическая схема такого переключателя показана на рис. 4.18.

Напряжение питания клавишных переключателей типа ПКБ — $5 \pm 0,5$ В, ток потребления — не более 12 мА (для отдельных типов — не более 25 мА), ресурс — не менее 10^6 переключений, усилие переключения — 1,5—2,5 Н, интервал рабочих температур — от -60 до $+70$ °С.

Принцип действия бесконтактных конечных выключателей на магниторезисторах аналогичен принципу действия рассмотренных бесконтактных кнопок управления. Применение конечных выключателей на магниторезисторах особенно целесообразно во взрывоопасном оборудовании.

В ряде случаев необходим определенный закон изменения сопротивления на выходе выключателя. Это достигается путем создания специальной формы воздушного зазора, в котором перемещается магниторезистор (рис. 4.19,а), или использованием других конструктивных решений.

В конструкции конечного выключателя, схематически показанной на рис. 4.19,б, магниторезистор зафиксирован в воздушном зазоре магнитной системы, а требуемый закон изменения сопротивления обеспечивается за счет применения подвижного магнитного шунта, который жестко связан со штоком.

Если необходимо получить более резкую зависимость сопротивления от перемещения, используют конструкцию, представленную на рис. 4.19,в. В ней сочетаются специальная форма воздушного зазора магнитной цепи с использованием подвижного магнитного шунта. При нажатии на шток конечного выключателя такой конструкции перемещаются магниторезистор и магнитный шунт, напряженность магнитного поля быстро падает и сопротивление магниторезистора резко уменьшается. На рис. 4.20 показаны формы зазоров и кривые изменения сопротивления при использовании магниторезисторов типа СМ-1.

При использовании конечных выключателей на магниторезисторах цепью нагрузки можно управлять изменением сопротивления магниторезистора или специальной схемой на транзисторах, как это было показано на примере кнопок управления.

Конечные выключатели конструируют также, используя свойства магнитоуправляемых элементов изменять свое сопротивление в зависимости от угла поворота в магнитном поле (рис. 4.21). В этом случае, воздействуя на шток выключателя, поворачивают

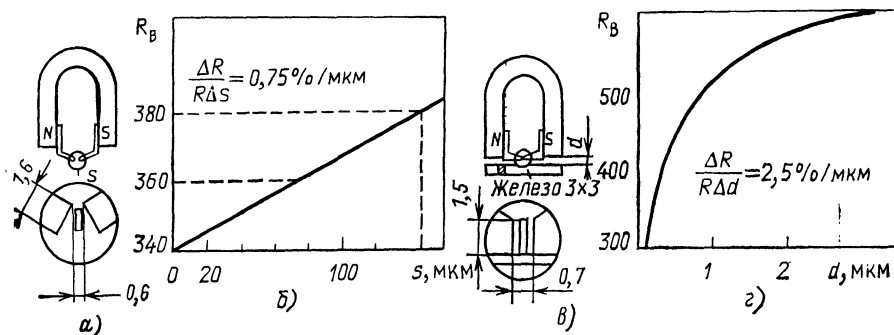


Рис. 4.20. Конструкции магнитных систем конечных выключателей (а, в) и их характеристика (б, г)

магниторезистор или магнитную систему на некоторый угол относительно первоначального положения. Изменение сопротивления, вызванное поворотом магниторезистора, обеспечивает необходимые переключения в исполнительной цепи.

На рис. 4.22 показана конструкция кулачкового переключателя с использованием магниторезисторов. Выключатель состоит из одного постоянного магнита 4, двух якорей 1, двух магниторезисторов 3 и профилированного кольца 2. При повороте кольца 2 изменяется положение якоря и, следовательно, напряженность магнитного поля в воздушном зазоре, где расположен магниторезистор. Изменение сопротивления магниточувствительного элемента управляет нагрузкой либо непосредственно, либо с помощью промежуточной схемы на транзисторах или тиристорах. Расположив элементы конструкции в несколько ярусов, можно получить многополюсный кулачковый выключатель с использованием одного магнита.

На основе магниторезисторов созданы бесконтактные реле. Вместо обычных электрических контактов эти реле содержат маг-

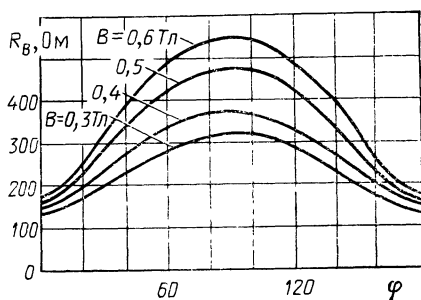


Рис. 4.21. Зависимость сопротивления от угла поворота φ магниторезистора в магнитном поле

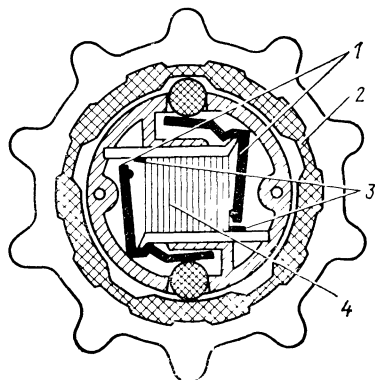


Рис. 4.22. Конструкция кулачкового выключателя на магниторезисторах

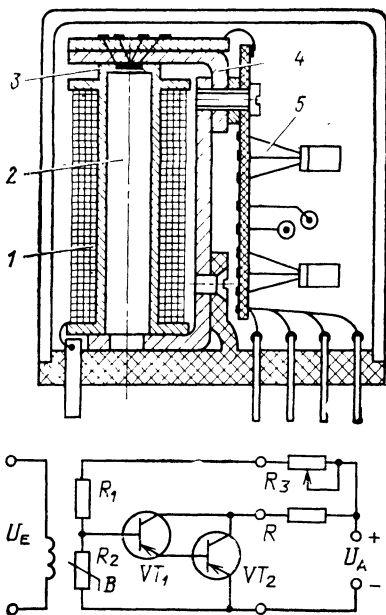


Рис. 4.23. Конструкция бесконтактного реле с магниторезисторами

Рис. 4.24. Принципиальная электрическая схема реле с замыкающими контактами

ниторезисторы, управляемые магнитным полем катушки возбуждения, и транзисторную схему, обеспечивающую переключение в цепи нагрузки. Переключающая схема на транзисторах или тиристорах может быть рассчитана на большие коммутируемые токи; при этом размеры аппарата сохраняются небольшими. В отличие от других типов бесконтактных аппаратов такая конструкция обеспечивает полное электрическое разделение управляющей и исполнительной цепей. К преимуществам реле на магниторезисторах следует отнести

также малое время срабатывания и отпускания, и искробезопасность.

Конструкция реле с магниторезисторами представлена на рис. 4.23. Магнитная цепь реле состоит из катушки возбуждения 1 с сердечником 2, магниторезистора 3 и ярма 4. Магнитная цепь рассчитывается таким образом, чтобы сопротивление магниторезистора возрастало в 6—10 раз по отношению к первоначальному значению при приложении к катушке возбуждения номинального напряжения. Катушка выполняется так, что указанное увеличение сопротивления достигается при подаче мощности управления около 25 мВт.

Управляемые магниторезисторами транзисторные каскады 5 в зависимости от исполнения могут использоваться в качестве замыкающего или переключающего контакта. На рис. 4.24 показана принципиальная электрическая схема реле с транзисторным каскадом, выполняющим функции замыкающего контакта. При подаче напряжения питания U_A с делителя R_1R_2 на базу составного транзистора VT_1 , VT_2 подается положительное смещение. Составной транзистор закрыт, и ток в цепи нагрузки отсутствует, что соответствует разомкнутому положению контакта. При подаче напряжения на катушку возбуждения сопротивление магниторезистора возрастает, увеличивается напряжение на базе транзистора; транзисторы VT_1 и VT_2 открываются и переходят в режим насыщения, что соответствует замкнутому контакту. С помощью переменного сопротивления R_3 устанавливаются положение рабочей точки транзистора и порог срабатывания реле. Подавая на катушку возбуждения синусоидальное переменное напряжение, на выходе схемы

получают переменное напряжение прямоугольной формы, так как и при положительной и при отрицательной полярности управляющего напряжения сопротивление магниторезистора элемента изменяется на одно и то же значение.

На рис. 4.25 приведена электрическая схема бесконтактного реле с удержанием. В этой схеме катушка возбуждения включается в цепь нагрузки переключающего каскада. К моменту подачи напряжения U_A транзисторы закрыты. При подаче короткого управляющего импульса на базу транзистора VT_1 рабочая точка транзисторов переходит в область насыщения, и через катушку возбуждения протекает ток. При изменении магнитного поля катушки сопротивление магниторезисторов возрастает, и транзисторы остаются открытыми после окончания действия управляющего импульса до тех пор, пока не будет подан управляющий импульс противоположной полярности или не будет снято напряжение питания. Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы длительность прямоугольных управляющих импульсов была несколько больше постоянной времени цепи обмотки управления.

В промышленных реле на магниторезисторах, как правило, имеется несколько самостоятельных коммутирующих каскадов с общей катушкой возбуждения. Один каскад всегда выполняет функции контакта с удержанием, в то время как другие каскады можно использовать в качестве замыкающих контактов.

Схема реле с магниторезистором, в которой транзисторный каскад выполняет функции переключающего контакта (рис. 4.26), состоит из каскада предварительного усиления на транзисторе VT_1 и коммутирующих каскадов на транзисторах VT_2 и VT_3 . В момент, когда напряжение на катушке возбуждения равно нулю, транзистор VT_2 находится в открытом состоянии, а VT_3 закрыт. При подаче напряжения на катушку возбуждения сопротивление магниторезистора увеличивается, транзистор VT_2 закрывается, а VT_3 открывается, что обеспечивает переключение в цепи нагрузки. Потенциометр R_5 служит для обеспечения симметричной работы обоих коммутирующих каскадов.

За последние годы большое развитие получили различные но-

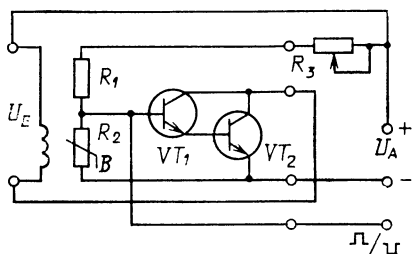


Рис. 4.25. Принципиальная схема бесконтактного реле с удержанием

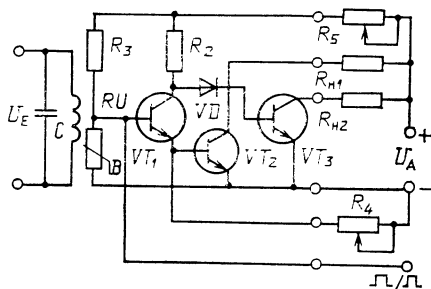


Рис. 4.26. Схема бесконтактного реле с переключающими контактами

вые источники электрической энергии: термоэлектрические, химические, солнечные и др. Для этих источников характерны низкое выходное напряжение (0,1—1 В) и большой рабочий ток. С развитием систем, использующих такие элементы, встает проблема создания низковольтных преобразователей.

Преобразователи средней или большой мощности, способные работать при входном напряжении менее 1 В, практически отсутствуют. Для повышения напряжения источники питания обычно включают последовательно, что приводит к снижению надежности и экономичности источника.

Задача создания мощных бесконтактных статических преобразователей низкого напряжения может быть успешно решена путем применения магниторезисторов в качестве переключающих элементов. Такие преобразователи могут работать от низковольтного источника с напряжением 0,2—1 В, не требуют времени на прогрев и имеют большой срок службы и высокую надежность.

Выходная мощность и КПД преобразователя на основе магниторезисторов существенно зависят от выбора и правильного расчета схемы. В зависимости от числа магниторезисторов и схемы их включения различают мостовую, однотактную и двухтактную схемы преобразования. Общей особенностью этих схем является самозобуждение в модулирующем контуре за счет наличия индуктивной обратной связи контура с магниторезисторами.

Однотактная схема преобразователя должна содержать развязывающие элементы, сопротивление которых значительно выше сопротивления полупроводниковых магниторезисторов, и поэтому КПД таких преобразователей невелик.

Наилучшие результаты удается получить при использовании преобразователей, собранных по двухтактной схеме (рис. 4.27). Источник постоянного напряжения подключается к средней точке первичной обмотки силового трансформатора Tr и к магниторе-

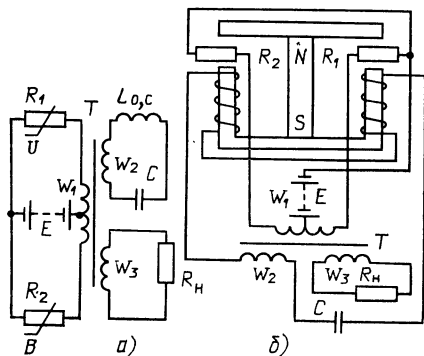


Рис. 4.27. Электрическая схема (а) и конструкция (б) преобразователя постоянного напряжения на магниторезисторах

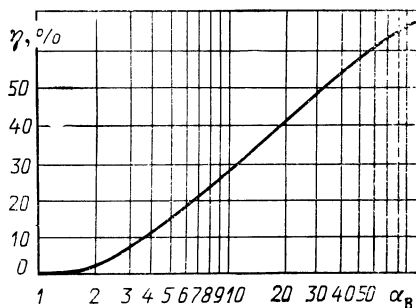


Рис. 4.28. Зависимость КПД преобразователя от кратности изменения сопротивления в магнитном поле

зисторам R_1 и R_2 , помещенным в зазорах дросселя обратной связи $L_{o,c}$. Вторичная обмотка ω_2 силового трансформатора включена последовательно с колебательным контуром, состоящим из дросселя $L_{o,c}$ и конденсатора C . Нагрузка присоединяется к обмотке трансформатора ω_3 . Поле подмагничивания H_0 создается постоянным магнитом, который размещается на магнитопроводе дросселя обратной связи. Ток обратной связи, протекающий по обмотке дросселя, создает в зазорах магнитопровода переменное магнитное поле, которое складывается (или вычитается) с постоянным полем подмагничивания. Суммарный переменный магнитный поток модулирует сопротивление магниторезисторов и таким образом осуществляет изменение тока в первичной обмотке трансформатора.

Свойства магниторезисторов существенно отличаются от свойств идеального вентиля и поэтому расчет устройств с магниторезисторами имеет ряд особенностей, которые необходимо учитывать при построении преобразователей.

При изменении напряженности управляющего магнитного поля от нуля до максимального значения по прямоугольному закону КПД любой однофазной схемы инвертора можно представить в виде

$$\eta = \left(\frac{\sqrt{\alpha_B - 1} - 1}{\sqrt{\alpha_B - 1} + 1} \right)^2.$$

Такое значение КПД получается при оптимальном отношении сопротивлений для двухтактной схемы со средней точкой трансформатора:

$$R_H/R_0 = \sqrt{\alpha_B - 1}/2,$$

где α_B — кратность изменения сопротивления в магнитном поле; R_H — сопротивление нагрузки; R_0 — номинальное сопротивление магниторезистора.

На рис. 4.28 приведена теоретическая зависимость КПД преобразователя, работающего в режиме ключа, от кратности изменения сопротивления в магнитном поле.

Номинальное сопротивление R_0 можно рассчитать по следующему соотношению:

$$R_0 = 2 \frac{U^2}{P} \frac{1}{\sqrt{\alpha_B - 1}},$$

здесь U — напряжение источника постоянного тока; P — мощность источника.

Оптимальное приведенное сопротивление нагрузки для любой схемы инвертора определяется по формуле

$$R_H = U^2/P.$$

Амплитудное значение напряжения на нагрузке

$$U_H = U \sqrt{\eta}.$$

Исходя из подвижности электронов в полупроводнике, рассчитывают максимальную необходимую напряженность управляющего магнитного поля:

$$H_{max} \approx \frac{10^8}{\mu_n} \sqrt{\alpha_B - 1}.$$

Напряженность постоянного поля подмагничивания выбирают равной напряженности переменного управляющего поля:

$$H_0 = H = \frac{1}{2} H_{max}.$$

При разработке магнитной системы преобразователей нужно применять магнитные материалы с индукцией насыщения 1,4—1,6 Тл. Для снижения мощности потерь, резко возрастающей с повышением рабочей частоты преобразования, применяемый магнитный материал должен иметь высокую магнитную проницаемость и узкую петлю гистерезиса. Наиболее приемлемыми материалами для магнитопроводов рассматриваемых преобразователей являются электротехнические стали марок 3421, 3422, на основе которых удается создать преобразователи, работающие на частотах до 400 Гц.

Для преобразования энергии мощных низковольтных источников постоянного тока номинальное сопротивление магниторезистора должно иметь значения от 10^{-6} до 10^{-5} Ом. Таким образом, при разработке инверторов на основе магниторезисторов необходимо обеспечить низкое номинальное сопротивление магниторезистора при сохранении высокой кратности изменения сопротивления в магнитном поле a_B и, кроме того, эффективное охлаждение проводящих элементов магниторезисторов, в которых рассеивается значительная мощность.

Для решения этих задач предложена специальная конструкция магниторезистора (рис. 4.29), в которой две токопроводящие металлические шины 1 и 2 соединены через тонкую полупроводниковую пластину 3. Вектор напряженности управляющего магнитного поля H направлен параллельно плоскостям контактов между шинами и пластиной. Металлические шины обеспечивают хороший теплоотвод от проводящего элемента магниторезистора и закорачивают ЭДС Холла, т. е. при малой толщине пластины полупроводника позволяют получить высокие значения коэффициента фор-

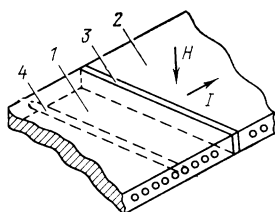


Рис. 4.29. Конструкция магниторезистора для низковольтных преобразователей постоянного напряжения

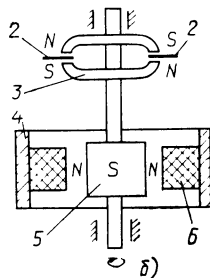
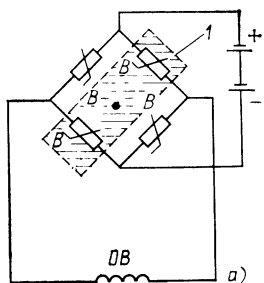


Рис. 4.30. Бесколлекторный электродвигатель постоянного тока:

a — электрическая схема; $б$ — конструкция; 1 — поле управляющего магнита; 2 — магниторезисторы; 3 — управляющий магнит; 4 — статор; 5 — постоянный магнит (четырёхполюсный); 6 — обмотки возбуждения OB

Рис. 4.31. Транзисторный коммутирующий каскад

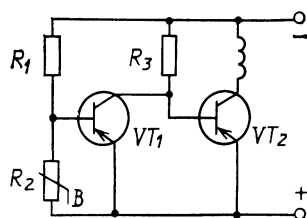
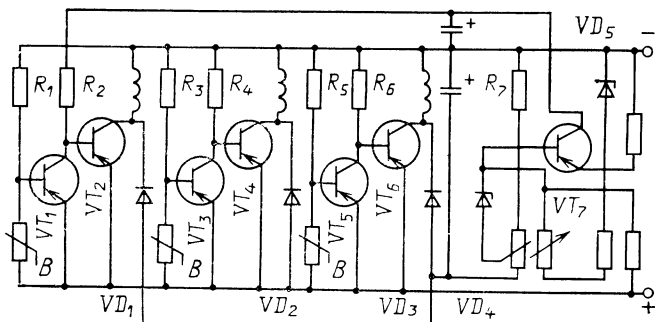


Рис. 4.32. Принципиальная схема блока управления бесколлекторным электродвигателем постоянного тока



мы. Толщина пластины полупроводника находится из соотношения

$$h = \frac{U}{J_p (\sqrt{\alpha_B - 1} + 1)},$$

где J — допустимая плотность тока в металлических шинах; ρ — удельное сопротивление полупроводника.

Отвод тепла от магниторезистора можно осуществить водяным охлаждением металлических шин, в которых выполнены цилиндрические каналы 4.

Выбор схемы инвертора определяется требованиями к электромагнитной системе управления и силовому трансформатору. При этом чем выше мощность источника постоянного тока, тем эффективнее работа инвертора, так как с увеличением общей мощности относительная мощность системы управления и охлаждения уменьшается.

Ротор бесколлекторного электродвигателя постоянного тока представляет собой постоянный магнит. Поле статорных обмоток управляется постоянным магнитом ротора посредством магниторезисторов. На рис. 4.30,а приведена электрическая схема включения магниторезисторов и статорных обмоток двигателя, а на рис. 4.30,б — конструкция бесколлекторного электродвигателя постоянного тока с автономными управляющими постоянными магнитами. Двигатели такой конструкции легко запускаются и стабильно работают, однако их КПД невелик. Если же коммутацию статорных обмоток двигателя осуществлять транзисторами или тиристорами, управляемыми магниторезисторами, КПД электродвигателя можно повысить до 70 %.

Для коммутации статорной обмотки двигателя используется схема транзисторного каскада, показанная на рис. 4.31. Магнито-

резистор R_2 включен в цепь базового делителя транзистора VT_1 . В магнитном поле сопротивление магниторезистора увеличивается, напряжение на базе VT_1 возрастает и транзистор VT_1 открывается; к базе мощного транзистора VT_2 прикладывается положительный потенциал, и VT_2 закрывается.

При отсутствии магнитного поля сопротивление магниторезистора невелико и поэтому VT_1 закрыт, а VT_2 находится в проводящем состоянии, так как к его базе в этом случае приложено отрицательное напряжение. Через транзистор VT_2 , находящийся в открытом состоянии, ток протекает по одной из обмоток возбуждения, что вызывает поворот якоря.

Для управления магниторезисторами на якоре укреплен специальная управляющая головка, состоящая из магнита с кольцевым воздушным зазором. Три магниторезистора расположены в воздушном зазоре и сдвинуты относительно друг друга на 120° . По дуге в 120° воздушный зазор значительно расширен, а магнитная цепь разорвана введением вкладыша из немагнитного материала. В этом секторе может находиться только один магниторезистор, который обеспечивает включение соответствующей части обмотки возбуждения.

Принципиальная схема блока управления электродвигателем показана на рис. 4.32. В момент, когда чувствительный элемент магниторезистора находится в расширенной части воздушного зазора магнитной головки, напряженность магнитного поля уменьшается, сопротивление магниторезистора становится низким и ток протекает по соответствующей секции обмотки возбуждения, что вызывает поворот якоря. В расширенную часть воздушного зазора магнитной головки попадает другой магниторезистор, и ток переключается в другую секцию статорной обмотки.

Каскад на транзисторах служит для установления и стабилизации угловой скорости якоря. Регулирование скорости достигается за счет управления входным напряжением транзистора VT_3 . При вращении якоря в обесточенных обмотках возбуждения наводится ЭДС, пропорциональная угловой скорости; ЭДС, выпрямляемая диодами $VD_1—VD_3$, через резистор R_7 подается на полупроводниковый стабилитрон VD_5 . Когда напряжение, пропорциональное скорости якоря, превышает напряжение стабилизации стабилитрона, транзисторы VT_2 , VT_4 , VT_6 , VT_7 закрываются. В результате скорость снижается до заданного значения. Терморезистор в цепи базы транзистора VT_7 служит для температурной стабилизации схемы. Рабочий диапазон температуры для такого двигателя $-20 \div +80^\circ\text{C}$.

Конструкция электродвигателя очень компактна; в металлической трубе расположены статорные обмотки, внутри которых вращается якорь, выполненный из постоянного магнита; труба на торцах закрыта плоскими крышками, в которых расположены подшипники; магниторезисторы запрессованы в кольцо из пластмассы. Блок управления собран на печатной плате и расположен на распределительном щитке электродвигателя.

В настоящее время маломощные электродвигатели такого типа получают все большее распространение. Применение тиристорov для коммутации тока в обмотках возбуждения позволит значительно повысить мощность бесколлекторных электрических машин постоянного тока, управляемых магниторезисторами.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕНЗОРЕЗИСТОРЫ

5.1 Основные виды полупроводниковых тензорезисторов

Действие тензорезисторов основано на способности полупроводниковых материалов изменять свою электрическую проводимость под воздействием механических нагрузок. Наиболее сильно тензорезистивный эффект выражен в полупроводниковых кристаллах кремния и германия. Для создания тензорезистивных элементов применяется преимущественно кремний, поскольку он, по сравнению с германием, имеет более высокую тензочувствительность, большую механическую прочность и выдерживает более высокие температуры.

Тензометрические свойства кремния анизотропны и зависят от кристаллографических направлений. Наибольшей тензочувствительностью обладают тензорезисторы, у которых направление деформации совпадает с кристаллографическим направлением $[111]$ (рис. 5.1). Кристаллографические направления $[110]$ и $[100]$ обладают тензочувствительностью примерно на 20% меньше. Практически совсем не обладает тензочувствительностью направление $[100]$ ($p = \text{min}$).

Полупроводниковые тензорезисторы могут быть изготовлены непосредственно вырезыванием из полупроводникового материала. Однако возможны и другие пути. Можно выращивать мо-

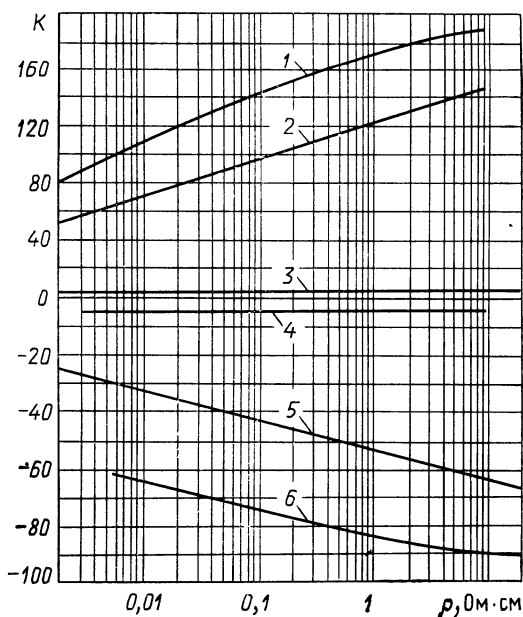


Рис. 5.1. Зависимость тензочувствительности от удельного сопротивления для кремния p - и n -типов в различных кристаллографических направлениях (при 27 °C):

1 — $p [111]$; 2 — $p [110]$; 3 — $p [100]$; 4 — $n [111]$; 5 — $n [110]$; 6 — $n [100]$

нокристаллы в виде «усов» путем конденсации паров, но получающиеся при этом тензорезисторы имеют большой разброс по размерам и свойствам. Выращивание дендритных кристаллов позволяет получить более однородные тензорезисторы. Такими способами получают тензорезисторы, предназначенные для наклеивания на упругий элемент. Клей или цемент в этом случае выполняет роль изолятора. Наклеиваемые тензорезисторы не получили широкого распространения, потому что склейка не позволяет получить безгистерезисные соединения.

Для получения ненаклеиваемых тензорезисторов используется диффузионная или эпитаксиальная технология. В обоих случаях электрическая изоляция тензорезистора обеспечивается большим сопротивлением p - n перехода. Необходимо заметить, что сопротивление p - n перехода уменьшается с возрастанием температуры окружающей среды. Это в конечном счете вызывает дополнительные погрешности тензорезистора.

Тензорезисторы образуются за счет локальной диффузии примесей в подложку. При этом тип электрической проводимости тензорезистивных пленок должен быть противоположен типу электрической проводимости подложки. Осуществляется диффузия через маски на поверхности подложки. Обычно маской является оксидная пленка, в которой методом фотолитографии вытравливаются окна соответствующих размеров. Температура и длительность процесса диффузии определяют толщину и сопротивление получаемых тензорезисторов.

Эпитаксиальная технология получения тензорезисторов заключается в химическом осаждении кремния из газовой среды путем восстановления водородом четыреххлористого кремния или тетрабромидом кремния. Чистота поверхности получаемой пленки и допустимые механические напряжения в эпитаксиальной пленке обуславливаются чистотой поверхности подложки. Для получения эпитаксиальной пленки удовлетворительного качества подложка должна быть обработана до 14-го класса чистоты. Процесс эпитаксиального наращивания проводится при температурах около 1150°C . Через рабочую камеру печи пропускается смесь газов, состоящая из водорода, соединения кремния, легирующего газа. Продолжительность процесса определяет толщину получаемых пленок, а количество легирующих газов в пропускаемой газовой смеси — удельное сопротивление. Нужные геометрические размеры тензорезистора получают с применением фотолитографии. Эпитаксиальное наращивание кремниевой пленки может быть выполнено на монокристаллической диэлектрической подложке.

В качестве подложек применяется сапфир или шпинель. Подложка из монокристаллического сапфира обладает исключительными упругими свойствами. Сапфир весьма прочен, имеет высокую стойкость к агрессивным средам. В вакууме сапфир хорошо спаивается с металлами твердыми припоями. Технология эпитаксиального выращивания кремниевых пленок на сапфире в настоящее время достаточно хорошо разработана. Пленки выращиваются в кристаллографических плоскостях $[100]$ и $[111]$. Применение диэлектрических подложек с последующей приваркой или припайкой

их к упругому элементу дает возможность получить структуру металл—диэлектрик—полупроводник.

Контакты тензорезистора получают путем вакуумного напыления слоя металла на поверхность полупроводниковой пленки в определенных местах и нагрева подложки до температуры, при которой образуется эвтектический сплав между кремнием и напыленным металлом. Приварку внешних выводов чаще всего осуществляют методом термокомпрессии.

Удельное сопротивление выбранного полупроводникового материала должно быть согласовано с требуемым коэффициентом тензочувствительности, ТКР, температурным изменением чувствительности и линейностью деформационной характеристики. Высокий коэффициент тензочувствительности получается при большом удельном сопротивлении, однако при этом возрастают ТКР, коэффициент тензочувствительности и нелинейность деформационной характеристики. Обычно применяют кремний с удельным сопротивлением $0,02 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Если требуется уменьшить температурную погрешность, используют кремний с удельным сопротивлением $0,005 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

Наиболее распространенными конструкциями упругих элементов, обеспечивающих высокие характеристики преобразователей, являются мембраны и балки. При воздействии давления на жестко закрепленную по контуру мембрану на ее поверхности возникают зоны с механическими напряжениями сжатия и растяжения. Тензорезисторы размещаются в этих зонах и соединяются в мостовую схему. При этом одновременно достигается компенсация температурной погрешности. Жесткое закрепление мембраны обеспечивает стойкость к вибрационным и ударным нагрузкам. Осуществляется жесткое закрепление мембраны диффузионной сваркой или пайкой высокотемпературным припоем к прочному металлическому корпусу. Современный уровень технологии позволяет получать тензомодули, у которых корпус и мембрана выполняются как одно целое. Мембраны при этом могут иметь круглую или квадратную форму. На рис. 5.2 показаны конструкции мембран. Материалом мембран и корпуса является монокристаллический сапфир или монокристаллический кремний.

Как указывалось, для изготовления тензорезисторов наиболее широко применяется кремний. Он обладает высокой тензочувствительностью, химически инертен, достаточно механически прочен, выдерживает нагрев до $550\text{--}600^\circ\text{C}$. Это позволяет изготавливать тензодатчики различные как по форме, так и по назначению. Отметим, что впервые в нашей стране технология вы-

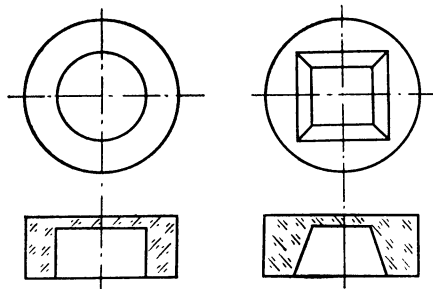


Рис. 5.2. Конструкции мембран для установки полупроводниковых тензорезисторов

сокостабильных полупроводниковых тензорезисторов на основе германия и кремния разработана в лаборатории кафедры электротехнических материалов и кабелей Московского энергетического института.

Технология изготовления играет решающую роль в создании полупроводниковых тензодатчиков с требуемыми электрическими и механическими свойствами, в обеспечении стабильности и повторяемости свойств.

Наиболее простым и распространенным способом изготовления полупроводниковых тензодатчиков является непосредственное вырезание из монокристалла полупроводникового материала.

Слитки монокристаллов германия или кремния длиной 40—150 мм и диаметром 15—30 мм в первую очередь подвергаются контрольной проверке: проверяется тип электрической проводимости и оценивается распределение удельного сопротивления вдоль слитка, после чего из слитка вырезается участок с необходимым удельным сопротивлением. Следующей операцией является ориентировка кристалла с точностью до 1° , которая производится по трем главным направлениям кубической решетки [111], [110], [100] на рентгеновских или оптических установках, что вполне достаточно для производства тензорезисторов.

5.2 Основные параметры и характеристики полупроводниковых тензорезисторов

Основные параметры и характеристики тензорезисторов — это номинальное сопротивление, коэффициент тензочувствительности, TKR , деформационная характеристика, допустимые температура и мощность рассеяния.

Номинальное сопротивление тензорезистора — это сопротивление между его выводами при заданной температуре окружающей среды в отсутствие механических нагрузок.

Коэффициент тензочувствительности K — отношение относительного изменения сопротивления тензорезистора к относительному изменению его длины $\Delta l/l = \varepsilon$:

$$K = (\Delta R/R) / (\Delta l/l) = \Delta R / (R\varepsilon).$$

Полупроводниковые тензорезисторы имеют высокий коэффициент тензочувствительности. Для кремниевых тензорезисторов, например, относительная деформация, равная 10^{-3} , вызывает изменение сопротивления на 10 %. Важным свойством тензорезисторов является практически линейная зависимость сопротивления от деформации и температуры, поэтому отпадает необходимость применения специальных средств для компенсации нелинейности. Незначительная нелинейность наблюдается при деформациях сжатия. На рис. 5.3 показано относительное изменение сопротивления в зависимости от относительной деформации растяжения и сжатия для кремниевых тензорезисторов с проводимостью p -типа и удельным сопротивлением $0,02 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

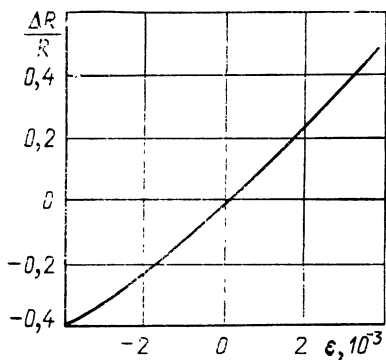


Рис. 5.3. Относительное изменение сопротивления тензорезистора в зависимости от деформации

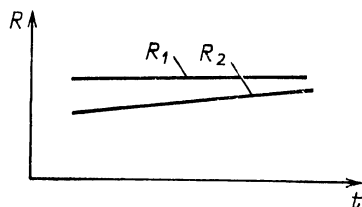


Рис. 5.4. Температурная зависимость сопротивления тензочувствительных элементов из кремния с высоким легированием (в диапазоне рабочих температур)

Следует отметить, что сопротивление тензорезистора изменяется при изменении температуры и без воздействия механических нагрузок. Эта температурная зависимость представляет собой собственно температурную характеристику полупроводникового материала и характеризуется TKR :

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT}.$$

Поскольку для тензорезисторов используются материалы с различными значениями удельного сопротивления, то значения TKR могут быть различными и иметь разные знаки. Кроме того, TKR кремниевых тензорезисторов зависит от температурного диапазона. На рис. 5.4 показана температурная зависимость для тензорезисторов, выполненных из монокристаллического кремния. Требования высокой тензочувствительности и малой зависимости от температуры, как это уже указывалось, являются для кремниевых тензорезисторов в определенной мере противоречивыми, поэтому обычно выбирают оптимальный вариант. Зависимость коэффициента тензочувствительности тензорезистора из кремния p -типа с удельным сопротивлением $0,02 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ от температуры приведена на рис. 5.5.

Предельной деформацией называется такая, при которой тензорезистор выходит из строя. Значение предельной деформации тензорезисторов зависит от площади их поперечного сечения и технологии обработки их поверхности. Обычно для кремниевых тензорезисторов

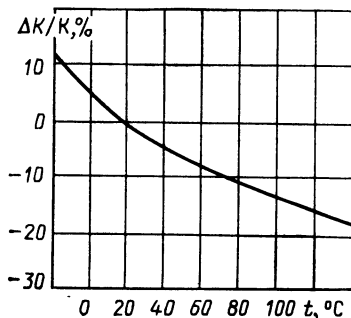


Рис. 5.5. Зависимость коэффициента тензочувствительности от температуры

она составляет $(1 \div 5) \cdot 10^{-3}$ единиц относительной деформации. Однако в измерительных схемах полупроводниковые тензорезисторы используют в гораздо более узком диапазоне, где наиболее полно проявляются их преимущества — высокий коэффициент тензочувствительности и линейность характеристик.

Допустимой температурой тензорезисторов является та, при превышении которой происходят необратимые изменения свойств тензорезисторов. Значения допустимой температуры определяются как свойствами рабочего элемента тензорезистора — полупроводникового тензочувствительного элемента, так и его конструктивными особенностями, материалами припоев, если они применены. Необходимо отметить, что с ростом температуры тензочувствительность падает (рис. 5.5). Допустимая мощность рассеяния определяется допустимой температурой тензорезисторов. С увеличением мощности рассеяния изменяется как сопротивление тензорезистора, так и его коэффициент тензочувствительности. Мощность рассеяния находится в большой зависимости от материала подложки и условий теплоотвода.

5.3. Применение полупроводниковых тензорезисторов

Полупроводниковые тензорезисторы в последние годы находят широкое применение в устройствах электротехники. Это в первую очередь различные датчики давления, силы и др. Примером могут служить датчики типа «Кристалл» с унифицированным токовым выходом. Эти датчики имеют диапазоны измеряемых давлений от $0-10^5$ до $0-400 \cdot 10^5$ Па при температуре от 0 до 50°C . Погрешность измерения не более 2%. У датчиков, используемых для измерений низких давлений, упругочувствительный элемент выполнен из титанового кольца, к которому по периферии припаяна сапфировая мембрана. Методом эпитаксии на сапфировой мембране выращена кремниевая пленка. Для измерения высоких давлений упругочувствительный элемент выполнен в виде чашечки из титана. Мембрана припаявается по всей плоскости ко дну чашечки, толщина и диаметр дна чашечки определяют пределы измерения. Для температурной компенсации на той же мембране выполняются компенсирующие терморезисторы. Тензорезисторы под воздействием давления, подводимого к мембране, меняют свои первоначальные сопротивления, и равновесие моста нарушается. Напряжение в диагонали моста, пропорциональное степени деформации, усиливается, и измеряется выходной ток, являющийся мерой подводимого к датчику давления.

Для измерения абсолютных и избыточных давлений газов и жидкостей, уровня жидкости, веса и тяги американской фирмой «Стазем» разработаны датчики на тензорезисторах. Эти датчики используются также в системе поддержания давления в кабине самолетов «Боинг-747», в двигателях ракеты «Сатурн», в большинстве искусственных спутников, в системах мягкой посадки на Луну и Марс.

Другая американская фирма, «Нэйшел Семикондактор», выпускает датчики оригинальной конструкции для измерения давления. Мембрана в датчиках не заделывается в корпус, а изготавливается вместе с корпусом одновременно из единого слитка монокристаллического кремния. Для изготовления мембраны и корпуса применяется кремний, вырезанный в кристаллографической плоскости [100]. Эта плоскость обладает двумя взаимно перпендикулярными тензочувствительными кристаллографическими направлениями [110]. Мембрана выполнена из кремния *n*-проводимости и имеет квадратную форму. Тензорезисторы изготавливаются методом диффузии примеси, обеспечивающей проводимость. Изоляция тензорезисторов от мембраны обеспечивается сопротивлением получающегося *p-n* перехода. При подаче давления два тензорезистора растягиваются, а два сжимаются. Соединение тензорезисторов в мостовую схему обеспечивает компенсацию температурной погрешности. Коэффициент тензочувствительности датчиков такого типа достигает 90. На одном основании с тензомодулем выполнены два операционных усилителя. Использование единого монокристалла кремния обеспечивает высокую повторяемость и стабильность характеристик во времени. Погрешность измерения датчиков составляет $\pm 2\%$.

Полупроводниковые тензорезисторы, использованные в датчиках давления и перепада давления американской фирмы «Хониуэлл», имеют корпус и упругий элемент, изготовленный из единого слитка кремния с мембраной в виде чашечки. При ее изготовлении используется ультразвуковая обработка. Для более точного соблюдения толщины мембраны после ультразвуковой обработки применяется химическое травление. На рис. 5.6 приведена принципиальная конструкция этого датчика; тензорезисторы выполняются также методом диффузии. Корпус тензомодуля снабжен дном, выполненным в виде кремниевой шайбы. Место соединения дна с корпусом тензомодуля загерметизировано эвтектикой золото — кремний. В отверстие дна вклеена стеклянная трубка, другой конец которой вклеен в керамическое основание. Такая конструкция исключает передачу паразитных механических напряжений на корпус тензомодуля и мембрану, а также устраняет погрешности измерения, связанные с различием коэффициентов линейного расширения (TKI) элементов тензомодуля. Датчик имеет токовый выходной сигнал 4—20 мА. Точность измерения 0,35 %. Диапазон рабочих температур от -40 до $+80^\circ\text{C}$.

В настоящее время в нашей стране выпускаются кремниевые тензорезисторы с сопротивлением 50—400 Ом, коэффициентом тензочувствительности 100—135, с диапазоном относительных деформаций $\pm (5-10) \cdot 10^{-4}$ и допустимой температурой 200—250 °С. На их основе изготавливается большое количество датчиков разных конструкций. Существует два основных принципа конструирования тензодатчиков.

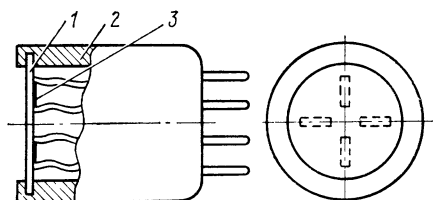


Рис. 5.6. Конструкция полупроводникового датчика давления:

1 — пластина кремния; 2 — корпус; 3 — диффузионные тензоэлементы

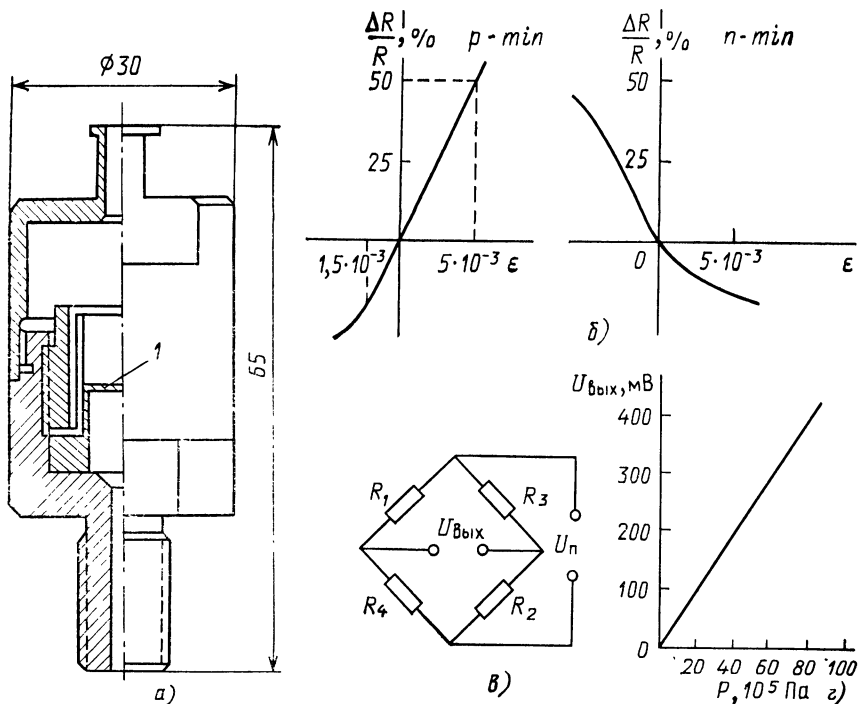


Рис. 5.7. Конструкция полупроводникового датчика давления:
а — конструкция датчика; б — характеристики тензорезисторов *n*- и *p*-типа; в — схема включения тензорезисторов; г — зависимость выходного напряжения от давления (по данным А. Н. Подмарькова, Е. А. Мельникова)

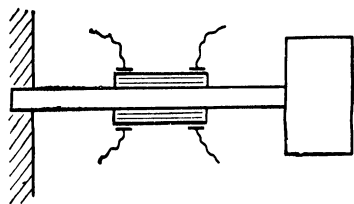
Статические деформации измеряют с помощью потенциометрической цепи с емкостным фильтром на выходе. Использование полупроводниковых тензорезисторов в качестве чувствительных элементов преобразователей механических величин в электрический сигнал вместо проволочных датчиков позволило значительно повысить чувствительность систем, а в ряде случаев отказаться от применения усилителей. На рис. 5.7,а показан датчик давления, выполненный на основе полупроводниковых кремниевых тензорезисторов. Его основные параметры:

Максимальное давление, МПа	10
Диапазон рабочих температур, °С	—50÷+50
Входное напряжение, В	3—5
Выходное напряжение, В, при давлении 10 МПа	0,5
Ток	Постоянный и переменный

Параметры кремниевых тензорезисторов:

Тензочувствительность	80—120
Сопротивление, Ом	50, 80, 100
Предельная деформация	$5 \cdot 10^{-3}$
Температурный коэффициент сопротивления, %/°С	0,12
Диапазон рабочих температур, °С	—50÷+150

Рис. 5.8. Устройство на полупроводниковых тензорезисторах для определения ускорений



Изменяя габариты мембран, на которых располагаются полупроводниковые тензорезисторы, и используя другие конструктивные решения, создают датчики для измерения очень низких давлений (вакуумметры), высоких давлений (десятки мегапаскалей), а также датчики вибраций, ускорений, расхода газа, жидкости и т. п.

Использование датчиков с применением полупроводниковых тензорезисторов позволяет осуществить дистанционную регистрацию, а также автоматическое регулирование различных неэлектрических величин.

В приведенной на рис. 5.7 конструкции датчика давления тензорезисторы наклеены на мембрану 1, схема включения датчиков приведена на рис. 5.7,в. Тензорезисторы R_1 и R_2 изготовлены из кремния p -типа с положительным тензоэффектом (сопротивление тензорезисторов R_1 и R_2 с ростом давления увеличивается), а тензорезисторы R_3 и R_4 — из кремния p -типа (тензоэффект отрицательный). Это приводит к разбалансу моста. Использование четырех тензорезисторов в плечах мостовой схемы обеспечивает температурную компенсацию и увеличивает чувствительность схемы. Зависимость выходного напряжения датчика от измеряемого давления приведена на рис. 5.7,г.

Конструктивно датчик давления оформлен в виде разборного цилиндра, имеющего мембрану с наклеенными кремниевыми тензорезисторами.

Тензодатчики используются также для измерения помимо указанных и других физических величин. На рис. 5.8 показан датчик для ускорения (акселерометр).

При использовании полупроводниковых тензорезисторов необходима компенсация изменения сопротивления при изменении температуры, которое проявляется в виде кажущейся деформации. При включении в смежное плечо мостовой схемы дополнительного тензорезистора, не подверженного деформации и находящегося в одинаковых тепловых условиях с основным деформируемым тензорезистором, удается обеспечить температурную компенсацию. Температурную компенсацию можно также осуществить с помощью терморезистора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богородицкий Н. П., Пасынков В. В., Тареев Б. М. Электротехнические материалы. Л.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Пасынков В. В., Савельев Г. А., Чиркин Л. К. Нелинейные полупроводниковые сопротивления. Л., Судпромгиз, 1962.
3. Мартюшов К. И., Зайцев Ю. В. Полупроводниковые нелинейные резисторы. М.: Энергия, 1968.
4. Шефтель И. Т. Терморезисторы. М.: Наука, 1973.
5. Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики. М.: Энергия, 1965.
6. Будянов В. П. Элементы автоматики на варисторах. М.: Энергия, 1968.
7. Зайцев Ю. В., Марченко А. Н. Полупроводниковые варисторы в низковольтной аппаратуре. М.: Информэлектрон, 1970.
8. Богомолов В. И. Устройства с датчиками Холла и датчики магнитосопротивления. М.: Госэнергоиздат, 1961.
9. Зайцев Ю. В., Марченко А. Н. Магнитоуправляемые сопротивления в аппаратуре низкого напряжения. М.: Информэлектрон, 1971.
10. Осечкин Н. А. Магниторезисторы из InSb// Электротехника. 1966. № 2. С. 43—45.
11. Пакидов А. П. Параметры магниторезисторов для сильноточного инвертора// Электротехника. 1969. № 4. С. 41—43.
12. Поляков В. Е., Скutelъников В. И. Фазочувствительный орган на магниторезисторах// Электричество. 1970. № 2. С. 37—39.
13. Котенко Г. И., Погодин В. И. Магниторезистивные датчики// Приборы и системы управления. 1968. № 8. С. 27—29.
14. Марченко А. Н. Управляемые полупроводниковые резисторы. М.: Энергия, 1978.
15. Курносое А. И., Юдин В. В. Технология производства полупроводниковых приборов. М.: Высшая школа, 1974.
16. Полупроводниковые контактные материалы для резисторов тепловой защиты электродвигателей/ Ю. В. Зайцев, И. И. Ващенко, Н. К. Никитин, В. Е. Черных// Труды МЭИ, 1983, вып. 599, с. 122—126.
17. Зайцев Ю. В., Привезенцев В. В. Новые виды полупроводниковых резисторов. М.: МЭИ, 1982.
18. Олеск А. О. Фоторезисторы. М.: Энергия, 1966.
19. Borcke U., Hini P. Feldplattenpotentiometer, ein Kontaktlos veranderbarer Widerstand// Siemens—Zeitschrift. 1973. Bd 47, N 6. S. 491—496.
20. Kogure T. Potentiometers/Their wienening applications and product innovation//Japan Electronic Engineering. 1973. N 3. P. 31—37.
21. Korn J. Temperaturkompensation indirekt geheizter Heissleiter// Internationale elektronische Rundschau. 1962. Bd 20. № 2. S. 105—113.
22. Kotecki J. Rezystory, Warszawa: Technika, 1970.
23. Wysocki A., Bemben K. Electroczne Przyrzady pomiarowe do kontroli srodowiska, Zielona G6ra: WSI im J. Gagarina. 1982.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Полупроводниковые терморезисторы	5
1.1. Основные виды полупроводниковых терморезисторов	5
1.2. Конструкции и основные характеристики полупроводниковых терморезисторов	7
1.3. Применение терморезисторов	20
Глава вторая. Полупроводниковые фоторезисторы	37
2.1. Общие сведения	37
2.2. Конструктивное оформление и параметры фоторезисторов	39
2.3. Применение фоторезисторов	59
Глава третья. Варисторы	67
3.1. Общие сведения	67
3.2. Основные параметры и характеристики варисторов	69
3.3. Конструкции и технические характеристики варисторов	73
3.4. Применение варисторов	87
Глава четвертая. Магниторезисторы	103
4.1. Общие сведения	103
4.2. Основные параметры и характеристики магниторезисторов	104
4.3. Конструкции и технические характеристики магниторезисторов	108
4.4. Применение магниторезисторов	114
Глава пятая. Полупроводниковые тензорезисторы	127
5.1. Основные виды полупроводниковых тензорезисторов	127
5.2. Основные параметры и характеристики полупроводниковых тензорезисторов	137
5.3. Применение полупроводниковых тензорезисторов	136
Список литературы	132

50 коп.