

Н. Е. КОНЮХОВ,  
А. А. ПЛЮТ, П. И. МАРКОВ



# Опто- электронные контрольно- измерительные устройства

Н. Е. КОНЮХОВ,  
А. А. ПЛЮТ, П. И. МАРКОВ

# **Опто- электронные контрольно- измерительные устройства**



МОСКВА  
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ  
1985



Scan AAW

ББК 32.85  
К64  
УДК 681.7.068

Рецензент Н. П. Удалов

**Конюхов Н. Е. и др.**  
К64 **Оптоэлектронные контрольно-измерительные  
устройства/Н. Е. Конюхов, А. А. Плут, П. И. Мар-  
ков. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 152 с., ил.**  
45 к. 11 000 экз.

Рассмотрены основы анализа и синтеза, а также вопросы практического построения аналоговых и аналого-цифровых контрольно-измерительных устройств типа измерителей перемещения, технических эндоскопов, измерителей массы и прозрачности сред и др., реализованных на базе волоконной оптики, фотопотенциометров, микропленочных и твердотельных кодирующих фотоприемников.

Для инженерно-технических и научных работников, занимающихся разработкой различных оптоэлектронных устройств.

К 2403000000-068  
051(01)-85 237-85

ББК 32.85  
6Ф0.3

© Энергоатомиздат, 1985

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Широкие функциональные возможности элементной базы оптоэлектроники и волоконной оптики все в большей степени привлекают внимание разработчиков информационно-измерительных, диагностических, контрольно-управляющих устройств и систем.

Развитию оптоэлектроники и ее практическому применению во многом способствовали труды видных советских ученых Э. И. Адировича, В. Б. Вейнберга и Д. К. Саттарова, Г. П. Катуса, Ю. Р. Носова, В. И. Осинского, С. В. Свечникова, Л. М. Преснухина, Н. П. Удалова, Ю. Г. Якушенкова и многих других.

Перспективность применения оптоэлектроники и волоконной оптики в устройствах автоматики, информационно-измерительных и контрольно-управляющих системах связана не только и даже не столько с их большой информационной емкостью и пропускной способностью, но и с такими их достоинствами, как идеальность гальванической развязки входа от выхода, широкая номенклатура преобразуемых электрических и неэлектрических величин, возможность построения как первичных средств сбора информации, так и устройств ее отображения, широкий амплитудный и частотный диапазоны изменения входных величин, простота стыковки с ЭВМ, возможность работы отдельных устройств системы в различных частотных диапазонах и т. д.

Известные в настоящее время публикации посвящены в основном вопросам проектирования отдельных типов оптоэлектронных преобразователей или устройств и не затрагивают системотехнических проблем их построения. Указанные вопросы касаются прежде всего конструктивной, технологической, метрологической и эксплуатационной совместимости разнородных по физическому принципу элементов и устройств, используемых наряду с оптоэлектроникой в системах автоматики. К ним относятся механические, пневматические, полупроводниковые и

другие устройства, являющиеся обязательными компонентами сложных информационно-измерительных и управляющих систем.

В связи с этим авторы предлагаемой книги сочли полезным обобщить накопленный ими расчетно-теоретический и экспериментальный материал.

Предметом настоящей книги являются анализ и синтез прецизионных фотопотенциометрических структур, а также нониусных волоконно-оптических и микропленочных аналого-цифровых преобразователей. Особое место в книге отведено вопросам обеспечения временной и температурной стабильности характеристик и параметров оптоэлектронных устройств. Большое внимание уделено вопросам практического построения волоконно-оптических и оптоэлектронных средств размерного контроля, технических эндоскопов, волоконно-оптических преобразователей для контроля режима сварки, взвешивания, контроля прозрачности различных сред.

Труд по написанию книги распределялся между авторами следующим образом: предисловие написано Н. Е. Конюховым, гл. 1, 5, 6 — Н. Е. Конюховым и П. И. Марковым совместно, гл. 2—4 — Н. Е. Конюховым и А. А. Плютом. Авторы благодарят В. М. Гречишникова, С. А. Матюнина и Б. В. Скворцова за труд, связанный с выполнением расчетов.

Авторы будут признательны читателям за все критические замечания и пожелания, которые просят направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

*Авторы*

## **ПРИНЦИПЫ ПОЛУЧЕНИЯ, ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ОПТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ**

### **1. Характеристика технологических объектов**

Для решения многих народнохозяйственных задач важное значение имеет совершенствование средств контрольно-измерительной и вычислительной техники, приборов и средств автоматизации, обеспечивающих повышение качества продукции и рост производительности труда.

Контрольно-измерительные операции являются наиболее ответственными и трудоемкими при любых производственных процессах, и для их выполнения необходимы высоконадежные и удобные в эксплуатации технические средства восприятия, преобразования и передачи первичной информации о состоянии и свойствах контролируемых объектов с отображением ее в удобной для человека или системы управления форме. При этом качество управления производственным процессом зависит от своевременности и ценности информации, выдаваемой отдельными техническими средствами на всех ступенях ее преобразования и передачи.

Состояние или свойства технологического объекта определяются рядом физических величин, воспринимаемых техническими средствами в виде параметров. Множество параметров формирует в технической системе образ объекта, выступающий как реальное его отражение. Текущий контроль технологического объекта ставит своей целью с помощью технических средств распознать его образ и формировать управляющее воздействие для выполнения процесса с наилучшими технико-экономическими показателями.

В большинстве случаев технологического контроля при формировании характеристик объектов производится выбор из множества параметров некоторых информативных и их конкретизация. В общем случае принято считать, что мощность множества всех свойств объекта равна мощности континуума, т. е. число всех свойств его несчетно. Из этого следует, что при переходе от несчетного множества свойств к счетному и замене последнего

конечным множеством можно с требуемой точностью описать технологический образ. Выбрав из множества свойств ограниченное число  $n$ , определяем  $n$ -мерное пространство признаков, а образ в этом пространстве будет представлять  $n$ -мерную фигуру, в общем случае произвольной формы. При этом чем меньше объем этой фигуры, тем выше требования к точности операций по восприятию первичной информации. Тогда процесс восприятия и обработки информации формально сведется к построению в пространстве признаков фигуры, соответствующей образу исследуемого объекта, и сравнению ее с заданной.

При выборе метода восприятия и обработки первичной информации учитывается количество информации, которое он обеспечивает. Для получения максимального количества информации, определяемого выражением  $I = H(x) - H(x|y)$ , увеличивают значение энтропии  $H(x)$  и уменьшают  $H(x|y)$ . Наибольшее  $H(x)$  в данном случае обеспечивает метод, все результаты которого равновероятны, что соответствует условию, при котором все свойства в равной мере принадлежат образам, расположенным в  $n$ -мерном пространстве. Это выполнимо при отсутствии статистической связи между  $x$  и  $y$ . Тогда  $H(x|y) = H(x)$  и  $I = 0$ .

Уменьшение  $H(x|y)$  связано с отклонением свойств от равновероятного закона распределения. Это условие может быть обеспечено двумя путями. В первом случае значение  $y$  некоторого свойства  $A$  не принадлежит классу  $K_i$  и  $H(x|y) = 0$ . Это означает, что данное свойство с вероятностью  $p = 1$  не принадлежит исследуемому образу, и, следовательно, образ с вероятностью  $I$  не попадает в объем, ограниченный заданной фигурой в  $n$ -мерном пространстве.

Во втором случае значения  $y$  свойства  $A$  принадлежат только классу  $K_i$ . Это значит, что данное свойство с вероятностью  $p = 1$  принадлежит образу исследуемого объекта, который с вероятностью, равной единице, попадает в объем, ограниченный заданной фигурой. При этом  $H(x|y) = 0$ .

В общем виде эти предпосылки формулируются условием: для характеристики технологического объекта необходимо использовать свойства с минимальной энтропией.

При анализе форм представления образов в качестве критерия оптимизации преимущественно используется оценка по минимуму среднеквадратической ошибки и

энтропии. При выделении классов в качестве критерия оптимизации принимается максимальное расстояние между классами или минимальное расстояние внутри класса. Для формирования пространства признаков и представления их в удобном виде используются как линейные, так и нелинейные преобразования, например, Фурье, Уолша—Адамара, Хаара и др. С помощью разложений Карунена—Лоэва и метода главных компонентов добиваются понижения размерности пространства признаков.

В некоторых случаях возникают расхождения между результатами преобразований, ориентированных на представление образов, с одной стороны, и разделением на классы—с другой. Критерий, применяемый при оптимизации пространства признаков, должен достоверно отражать качество работы системы восприятия и обработки технологической информации.

Основной целью при выборе признаков является выделение такого подмножества  $l$  признаков из заданного множества признаков ( $l < N$ ), которое существенно не ухудшает качество работы технических средств, т. е. не повышает вероятность получения неправильного результата.

Технические системы, реализующие алгоритмы классификации конечного числа объектов, включают два уровня обработки технологической информации. В устройствах первичной обработки информации, представляющих первый уровень, выделяются существенные признаки, характеризующие образ. На втором уровне система на основе этих признаков принимает решение о принадлежности этого образа к определенному классу.

Проектирование средств первичной обработки информации связано с определением пространства признаков, т. е. составлением словаря признаков с учетом ряда технологических, эксплуатационных, метрологических и других ограничений. Отсутствие общей методики определения информативных параметров усложняет проектирование, так как выбор параметров представляет трудоемкую и длительную процедуру последовательных приближений и громоздких статистических исследований.

В реальных условиях имеется некоторое конечное, счетное множество признаков, образующее пространство  $\Omega = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$ . Все объекты в этом пространстве представляют собой компоненты множества  $\Omega$ . При этом ограничимся тем, что символы  $x_i$  принимают два значения: «0» при  $x_i \notin A$  и «1» при  $x_i \in A$ , где  $A \in \Omega$ . Тогда любой объект может быть представлен кодовым словом



$A = x_1, x_2, \dots, x_n$ , где  $x_i = 1 : x_i \in A$  и  $x_i = 0 : x_i \notin A$ . Любую помеху представим в виде кодового слова  $B = x'_1, x'_2, \dots, x'_j, x'_n$ , где  $x'_j = 0$ , если  $x_i = x_j$ , и 1, если  $x_i \neq x_j$ . В этом случае воздействие помехи на процесс распознавания будет представлено суммой  $A + B$ . Таким путем любой объект можно закодировать так, чтобы при минимальной избыточности обеспечить максимум достоверности. Далее можно ввести некоторое пространство, элементами которого будут все возможные свойства в виде чисел, и методами дискретной математики описать исследуемый технологический процесс и совокупность его характерных признаков.

Для получения достоверной информации о многопараметровых объектах требуются универсальные и высокоточные измерительные преобразователи, имеющие необходимое быстроедействие и заданную функцию преобразования.

Многие параметры технологических процессов сравнительно просто могут быть преобразованы в линейное или угловое перемещение. С учетом этого особую проблему составляет разработка измерительных преобразователей информации с обработкой ее по заданным математическим зависимостям непосредственно в преобразователе. Особое значение имеют аналого-цифровые преобразователи (АЦП) с кодовым выходом.

Большинство технологических процессов сопровождается излучением или отражением энергии в ультрафиолетовой, видимой или инфракрасной областях. Поле излучения, распределенное в пространстве по спектру и интенсивности, представляет собой источник информации о состоянии объекта и его свойствах, качестве протекания технологического процесса. Поэтому оптические методы восприятия, преобразования и передачи информации следует считать наиболее перспективными. Рассмотрим возможности поля излучения как источника информации о технологических процессах.

## **2. Характеристика и классификация оптических методов получения информации**

Природа и характер распределения полей излучения могут носить самый разнообразный характер, что определяется статическими и динамическими свойствами контролируемого объекта или процесса. В общем случае пространственное распределение энергии носит двумерный характер и может быть охарактеризовано заданием в каждом элементе  $\Delta x$  скаляра  $f = F(x_1, x_2)$ , представляющего собой некоторый

параметр, например интенсивность излучения. Если поле является динамическим, то интенсивность зависит от времени, т. е.  $f=F(t, x_1, x_2)$ .

Спектр излучения определяется в основном природой поля. На практике может представлять интерес либо интегральный лучистый поток, либо определенная область или несколько областей спектра.

По своей пространственной структуре поля излучений можно разделить на *непрерывные* и *дискретные*. Непрерывное поле описывается двумерной непрерывной функцией, имеющей конечное число точек разрыва первого рода. Распределение лучистой энергии может быть равномерным или неравномерным как по интенсивности, так и по спектру. Характер пространственной и временной модуляции определяется конкретными свойствами и состоянием контролируемого объекта.

Если параметр в любой точке принимает дискретные значения, число которых ограничено, то поле относится к типу *непрерывно-дискретных*. Наиболее многочисленную группу параметрических полей этого типа составляют поля, состояние которых описывается только двумя значениями параметра. Сюда относятся изображения различных графических символов, всевозможные контурные образы и т. д.

*Непрерывно-импульсное поле* отличается тем, что в нем параметр принимает значения, отличные от нуля, только в некоторых изолированных участках поля, которые настолько малы по сравнению с общим размером поля, что могут быть приняты за точки. Поля такого типа встречаются при физических и биологических исследованиях, в астрономии и т. д.

*Дискретно-дискретное поле* характеризуется тем, что квантование в нем осуществляется как в пространстве, так и по параметру.

Для оценки объекта необходимо рационально организовать просмотр полей излучения в процессе поиска его характерных признаков и распознать физическое состояние по результатам обработки полученной информации. Основные признаки искомых объектов заключаются в интенсивности, спектральном составе и поляризации испускаемого излучения, подвижности, размерах, конфигурации, ориентации в пространстве, взаимном расположении объектов и т. п. С целью удобства преобразования исходной информации различные по природе физические величины предварительно преобразуются в перемещение, для которого известны эффективные способы преобразования в электрический сигнал. В оптоэлектронных устройствах преобразование механических величин в электрические сигналы осуществляется, как правило, путем воздействия на оптический канал связи, для чего формируется вспомогательное управляющее излучение. В связи с этим важное место следует отвести устройствам, способным управлять фазой, частотой, поляризацией или амплитудой светового луча (модуляторам), а также направлением излучения или положением светового луча в пространстве (дефлекторам) [15].

Электромеханические устройства, осуществляющие пространственную модуляцию излучения, включают в себя различные диафрагмы, дис-

ки, шторки, растры, сканаторы и др. Среди названных устройств особо следует выделить растровые сопряжения [28].

Растр представляет собой совокупность подобных элементов, образующих периодическую структуру и воздействующих на поток излучения как единое целое. При наложении двух растровых решеток темные штрихи одной из них, накладываясь на светлые штрихи другой, уменьшают площадь светлых участков растра. Возникающие светлые и темные участки очень малы, однако, группируясь, они образуют отчетливо видимые широкие полосы, которые называются комбинационными, или муаровыми. Использование оптической редукиции позволяет создавать эффективные устройства сбора и обработки информации, обладающие высокой точностью, надежностью, малыми габаритами и массой. К ним относятся устройства, использующие нонiusные и комбинационные сопряжения растров [34]. Изделия волоконной оптики позволяют существенно минимизировать конструкторские решения в таких устройствах [29].

В большинстве практических случаев каждая группа устройств для контроля технологических параметров с использованием волоконно-оптических элементов может быть охарактеризована специфической функцией Грина. Другими словами, свертка входа с функцией рассеяния должна давать однозначную информацию о параметрах технологического процесса. Не рассматривая аналитические выражения для соответствующих функций Грина (рассеяния), можно выделить следующие виды преобразования сигналов с помощью волоконно-оптических элементов.

1. *Дивергенция светового потока.* Волоконно-оптический элемент выполнен в форме матрицы (преобразователь), выход которой конформно отображает распределение освещенности на входе в масштабе, большем реальных пространственных соотношений. Элемент может быть использован в системах визуального наблюдения за процессом сборки миниатюрных механизмов, в оптоэлектронном моделировании процессов резания металлов, в системах сканирования вращающихся деталей, в системах цифровой индикации, для оптической развязки и т. п.

2. *Конвергенция светового потока.* Волоконно-оптический элемент выполнен в форме матрицы (преобразователя), выход которой конформно отображает распределение освещенности на входе в масштабе, меньшем реальных пространственных соотношений. Элемент может быть использован в системах контроля параметров механической обработки деталей на автоматической станочной линии, в оптоэлектронных системах управления процессами тепло- и массообмена в химических реакторах, в качестве концентраторов световой мощности в приборах визуального контроля линейных размеров деталей и т. д.

3. *Линеаризация светового потока.* Волоконно-оптический элемент выполнен в форме преобразователя освещенности, который может быть использован в системах фотозаписи циклических изменений движущихся узлов и деталей, в машинах и механизмах со сложной кинематикой,

для моделирования с помощью материализованных операторов переходных процессов в литейном и кузнечно-прессовом производствах и др.

4. *Спектральная инверсия светового потока.* Волоконно-оптический элемент выполнен из материалов, способных преобразовывать частоту светового излучения (люминесцентные и нелинейно-оптические волокна). Элемент может быть использован в системах визуализации невидимых излучений (устройства регистрации температурных характеристик технологических процессов), в приборах контроля параметров сварки и лужения материалов, в технологии электронно-лучевой обработки материалов.

5. *Амплитудная модуляция светового потока.* Волоконно-оптический элемент конструктивно выполнен в виде пучка волокон, находящихся на некотором расстоянии друг от друга. Пространство между волокнами под воздействием различных внешних факторов может изменять свои рефракционные характеристики, что изменяет амплитуду прошедшего через пучок волокон светового излучения. Элемент может использоваться для регистрации концентрационных, теплофизических и дисперсионных характеристик газовых сред в термодиффузионных колоннах, в газораспределительных устройствах, в пневмотехнике и т. п.

6. *Фазовая модуляция светового потока.* Волоконно-оптический элемент конструктивно выполнен в виде пучка волокон, находящихся на некотором расстоянии друг от друга. Пространство между волокнами под воздействием различных внешних факторов может изменять свои дисперсионные характеристики, что приводит к девиации фазы прошедшего через пучок волокон светового излучения, поскольку меняется эффективность возбуждения основной моды  $HE_{11}$ , обеспечивающей наивысшую когерентность передаваемого излучения. Элемент может использоваться для записи голограмм быстропротекающих процессов типа биений турбинных роторов, вибраций машин и аппаратов и т. п.

7. *Световое детектирование электронного потока.* Волоконный элемент конструктивно выполнен в виде пучка капиллярных волокон, внутренняя поверхность которых обладает высокой электронной эмиссией. Электронный поток усиливается за счет электрического напряжения, прикладываемого к торцевым плоскостям пучка, и вызывает видимое свечение люминесцирующего экрана.

Рассмотренные виды преобразования сигналов с помощью волоконно-оптических элементов охватывают практически все возможные случаи использования элементов волоконной оптики для регистрации технологических параметров и управления машинами и механизмами производства и научных исследований.

Как правило, оптическое волокно переносит световой поток, заключенный в апертуре входного торца, на некоторое расстояние по криволинейному пути, защищенному от воздействия окружающей среды. В этом случае идеальное волокно можно представить как двухполюсник, преобразующий входную величину  $B(x, y)$  в выводную  $B'(x', y')$ . При этом распределение яркости  $B(x, y)$ , связанное с распределением

яркости  $B'(x', y')$ , определяет функцию преобразования измерительной информации.

Более общим случаем является описание объектов, определяемых параметрами отраженного света. Тогда объект контроля можно описать двумерным распределением яркости  $B(x, y)$  в системе  $XY$ . Двумерный спектр функции  $B(x, y)$  запишем выражением

$$B(v, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} B(x, y) e^{-j2\pi(vx + \mu y)} dx dy.$$

Спектр  $B(v, \mu)$  есть комплексная функция пространственных частот  $v, \mu$ . Совокупность модулей функции  $B(v, \mu)$  называется пространственно-частотной характеристикой объекта контроля.

Анализируя оптическое излучение по изменению амплитуды, фазы, частоты, поляризации во времени и в пространстве, а также по его размерам, можно получить первичную информацию об объеме контроля. Самосветящиеся объекты излучают деполяризованный свет в широком диапазоне длин волн, поэтому при построении оптических преобразователей информации о свойствах самосветящихся объектов не могут быть использованы модулируемые параметры излучения, за исключением случая с двоичной модуляцией. Такую модуляцию можно использовать для поиска и обнаружения объекта. Для переноса и преобразования информации можно использовать лишь пространственное или временное распределение амплитуд. Между этими распределениями существует определенная связь, выражающаяся в том, что если обработку информации производить электронными средствами, то пространственное распределение необходимо преобразовать во временное, например, путем сканирования.

Пусть оптическое излучение плоского объекта промодулировано

в пространстве по закону  $B(x, y, z)$ . При однородной и анизотропной среде между объектом и входным торцом волокна  $B(x, y, z) = B(x, y)$ , так как расстояние между торцом волокна и объектом по оси  $z$  постоянно. Освещенность на выходном торце волокна пропорциональна освещенности, создаваемой излучением объекта на входном торце. Без учета потерь на отражение и входной апертуры волокна коэффициент пропорциональности остается постоянным. Пусть объект  $A$  (рис. 1) представлен элементарной площадкой  $dS$  и яркостью в пределах полусферы  $B(\alpha, \gamma)$ . Торец волокна площадью  $dS$  находится на расстоянии  $h$  от объекта, и освещенность этого торца  $E = 0,5\pi B(1 - \cos \beta)$ , где  $B$  — яркость объекта, а  $\cos \beta = (L_1^2 + L_2^2 - 4r^2) / 2L_1L_2$  при

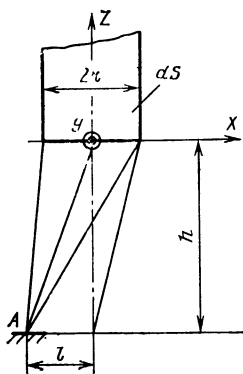


Рис. 1. Схема восприятия оптического излучения световодом

$$L_1 = \sqrt{h^2 + (l-r)^2} \text{ и } L_2 = \sqrt{h^2 + (l+r)^2}.$$

После подстановки и преобразований получим:

$$E = \frac{\pi B}{2} - \frac{\pi B (h^2 - r^2)}{2 \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2}} - \frac{\pi B l^2}{\sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2}}$$

и обозначим  $0,5\pi B = C$ ;  $\pi B (h^2 - r^2) / 2 \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2} = D$ ;

$$\pi B l^2 / \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2} = Q.$$

Величина  $C = \text{const}$ ,  $D/Q = k = (h^2 - r^2) / l^2$ . Если  $k \ll 1$ , т. е.  $Q \gg D$  и  $l \gg h$ , мы имеем процесс сканирования торца волокна по поверхности объекта. Освещенность поля в дальней зоне ( $l \gg h$ )

$$E = \frac{\pi B (h^2 - r^2)}{2 \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2}};$$

освещенность в ближней зоне ( $l \ll h$ )

$$E = \frac{\pi B l^2}{2 \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2}}.$$

Модуляция амплитуды освещенности входного торца или яркости выходного торца подчиняется закону

$$E = \pi B (h^2 - r^2) / 2 \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2},$$

что описывает процесс поиска объекта. При исследовании объекта он преимущественно располагается вблизи оптической оси, когда  $l \ll h$ . В этом случае модуляция амплитуды описывается выражением

$$E = \pi B l^2 / 2 \sqrt{(h^2 + l^2 - r^2)^2 - 4l^2 r^2}.$$

Такая ситуация возникает при измерениях вибраций входного торца, связанного с объектом.

При качании торца волокна изменяется направление оптической оси, что вызывает модуляцию амплитуды по закону  $E = 0,5\pi B (1 - \cos \beta(t))$ , аналогичному частотной модуляции в электронике. При вибрациях торца волокна вдоль оси имеет место одновременная модуляция по амплитуде и по частоте.

Таким образом, широкие функциональные возможности оптической связи позволяют успешно использовать как аналоговые, так и цифровые методы обработки измерительной информации. Однако в каждом конкретном случае выбор способов представления информации должен проводиться с учетом их достоинств и недостатков.

### 3. Аналоговые и цифровые методы представления оптической информации

Аналоговые методы предоставления оптической информации основаны на амплитудной либо частотной модуляции оптического излучения. В первом случае

выходная информация представлена амплитудным значением тока фотоприемника, в качестве которого наибольшее распространение получили фотодиоды, фотопотенциометры и фоторезисторы. Входной информацией таких преобразователей является положение сформированного светового зонда постоянной интенсивности на светочувствительной поверхности фотоприемника. Для формирования подвижного светового зонда могут быть использованы шторки и маски, подвижные отражательные элементы, зеркальные системы электроизмерительных механизмов и т. д. Наряду с достигаемой при этом схмотехнической простотой устройств и незначительной стоимостью имеет место ограниченная точность характеристик. Кроме того, существенные трудности в аналоговых оптоэлектронных устройствах возникают из-за нелинейности характеристик элементов, их временной и температурной нестабильности.

*Дискретные, или цифровые, методы* представления оптической информации о параметрах технологических процессов более эффективны. Они обеспечивают заданную точность и стабильность преобразования, высокую помехоустойчивость, однако аппаратные затраты при этом существенно выше.

Группа аналого-цифровых преобразователей (АЦП) оказывается более многочисленной. В соответствии с общей классификацией по алгоритму преобразования [16] АЦП перемещений реализуют два метода получения числового эквивалента измеряемой величины: метод последовательного счета и метод считывания.

В методе последовательного счета измеряемая величина разбивается на ряд равных составных частей (приращений), каждой из которых ставится в соответствие единица младшего разряда цифрового кода. В результате счета этих приращений получается код, т. е. числовой эквивалент измеряемой величины. В зависимости от режима работы АЦП последовательного счета могут быть разделены на накопительные и циклические.

В накопительных АЦП каждое последующее преобразование (измерение) использует результат предыдущего, т. е. преобразователь реагирует на приращение входной величины. В АЦП циклического типа преобразование входной величины осуществляется при каждом измерении, а результат предыдущего измерения при этом не используется.

В АЦП, основанных на методе считывания, при каждом преобразовании (измерении) из общего набора числовых эквивалентов, содержащихся в преобразователе, осу-

ществляется выбор одного из них, соответствующего значению заданной функции входной аналоговой величины. По способу выдачи кода эти АЦП делятся на параллельные и последовательные. В параллельных АЦП считывание кода осуществляется одновременно во всех разрядах, в последовательных — последовательно в различные моменты времени.

В общем случае количественная связь между измеряемой величиной и результатом измерения в АЦП определяется принятой шкалой, от вида которой зависят как метрологические показатели, так и габариты. Рассмотрим принципы построения и особенности основных типов шкал.

Все многообразие шкал оптоэлектронных АЦП можно разделить на шкалы геометрические и физические. Делениями геометрических шкал являются отверстия шторок и диафрагм, входные и выходные торцы элементарных волоконно-оптических световодов или сформированные из них элементарные дискретности и т. д. Под физическими шкалами подразумевается упорядоченная совокупность физических неоднородностей в пространстве, например неоднородности светового поля, неоднородности полупроводниковых структур и т. д.

Геометрические шкалы могут быть линейными и функциональными, состоять из одной элементарной шкалы или из нескольких. По характеру организации шкалы и метода отсчета они делятся на счетные, комбинаторные, делительные, нониусные и комбинационные. Рассмотрим алгоритм отсчета по каждой из этих шкал.

Наиболее простую конструкцию имеет счетная шкала, реализуемая чаще всего в виде одного чувствительного элемента и совокупности делений шкалы, например, набора элементарных дискретов. Отсчет по такой шкале (рис. 2, а) достаточно прост:

$$\varepsilon = \begin{cases} am, & \delta < 0,5a; \\ a(m+1), & \delta > 0,5a. \end{cases}$$

Здесь  $a$  — цена деления;  $m$  — число делений шкалы при отсчете;  $\delta$  — остаток от сравнения с целым числом деле-

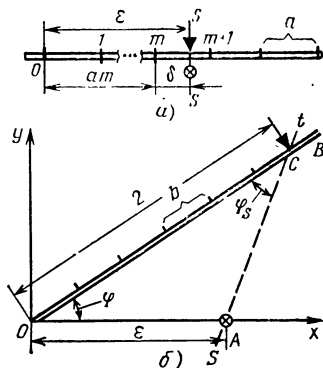


Рис. 2. Схема счетной шкалы без редукиции (а) и с пространственной редукицией (б)



ний. Учитывая, что  $\delta = \varepsilon - at$ , получаем выражения для измеряемой величины  $\xi$ :  $\xi = a\{m + 0,5[1 + (\delta - 0,5a)/|\delta - 0,5a|]\}$  и предельной погрешности измерения  $\Delta_\varepsilon$ :  $\Delta_\varepsilon = \Delta_m a + \Delta_a \operatorname{ent}|\varepsilon/a|$ . Погрешность максимальна при  $a_{\text{opt}} = \sqrt{\Delta_a \varepsilon / \Delta_m}$ . Из этого можно сделать вывод, что если чувствительный элемент имеет дискретность преобразования  $\Delta$ , превышающую цену деления шкалы  $a$ , то он не может быть использован. В этом случае необходимо использовать более грубые шкалы с  $a > a_{\text{opt}}$ , что увеличивает погрешность измерения, либо вводить пространственную редукцию.

Для последнего необходимо разъединить траекторию измеряемого перемещения, шкалу и линию считывания (рис. 2,б). Пусть перемещение производится по оси  $x$ , шкала  $OB$  наклонена к ней под углом  $\varphi$ , а линия считывания

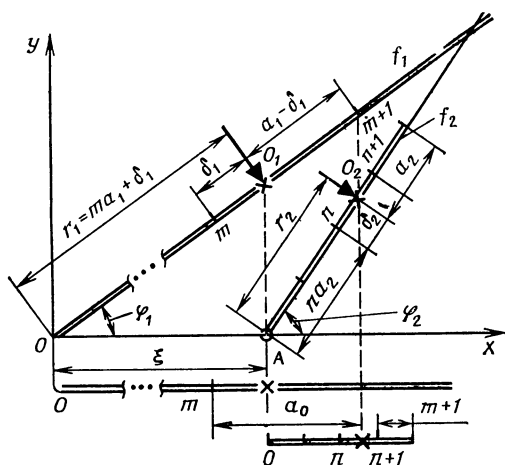


Рис. 3. Схема делительной шкалы

$St$  наклонена к шкале под углом  $\varphi_s$ . Алгоритм отсчета может быть найден из геометрических соображений и записан в виде

$$\varepsilon = \frac{b \sin \varphi_s}{\sin(\varphi + \varphi_s)} \left\{ n + 0,5 \left[ 1 - \frac{b(0,5 + n) - r}{|b(0,5 + n) - r|} \right] \right\}.$$

В этом случае при  $\Delta\varphi = \Delta\varphi_s = \Delta$  погрешность

$$\Delta\varepsilon = \frac{\sin \varphi_s \{ \Delta_n b + \Delta_b n - \Delta_n b [\cos(\varphi + \varphi_s) - \cos \varphi_s + \sin \varphi_s \operatorname{ctg}(\varphi + \varphi_s)] \}}{\sin(\varphi + \varphi_s)}.$$

Опуская алгебраические преобразования и дифференциро-

вание, приведем выражение для оптимальной цены деления:

$$b_{opt} = \sqrt{\Delta b \varepsilon \sin(\varphi + \varphi_s) / \Delta_n \sin \varphi_s}.$$

Отметим, что  $\sin(\varphi + \varphi_s) > \sin \varphi_s$ , и если  $\Delta > a$ , то выбором наклона шкалы и линии считывания можно добиться условия  $b > \Delta > a$ , т. е. производить точные измерения грубым чувствительным элементом.

Более широкими возможностями обладают делительные и нониусные шкалы. На рис. 3 показана схема делительной шкалы, состоящей из двух элементарных шкал  $f_1$  и  $f_2$ , расположенных по отношению к оси  $x$  под углами  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  соответственно. Перемещение  $\varepsilon$  объекта  $A$  производится вместе со шкалой  $f_2$ , шкала  $f_1$  неподвижна. Измерение производится по шкале  $f_1$  отсчетом  $O_1$  и по шкале  $f_2$  отсчетом  $O_2$ , который формируется по совпадению или наибольшему приближению проекции точки  $(m+1)$  шкалы  $f_1$  на шкалу  $f_2$  и ось  $x$ . Из геометрических соображений и с учетом того, что при измерении с помощью делительной шкалы необходимо выбирать  $na_2$  при  $\delta_2 > 0,5a_2$  либо  $(n+1)a_2$ , если  $\delta_2 < 0,5a_2$ , для алгоритма отсчета можно записать:

$$\varepsilon = \cos \varphi_1 a_1 m + \cos \varphi_2 a_2 \left\{ k - \left[ n + 0,5 \left( 1 - \frac{\delta_2 - 0,5a_2}{|\delta_2 - 0,5a_2|} \right) \right] \right\},$$

где  $k = a_1 \cos \varphi_1 / a_2 \cos \varphi_2$ ,  $k = 2, 3, 4 \dots$ . Точность отсчета в этом случае определяется точностью делительной шкалы. Того же результата можно добиться, имея одну большую шкалу с ценой деления меньшей шкалы.

Схема нониусной шкалы представлена на рис. 4. Структура шкалы похожа на делительную, однако отсчет по шкале  $f_2$  осуществляется иначе. Точкой отсчета  $O_2$  является точка, проекция которой на ось  $x$  совпадает с проекцией одной из отметок шкалы  $f_1$  и одновременно наиболее близко располагается от проекции одного из делений шкалы  $f_2$  на ту же ось.

Для нахождения алгоритма отсчета из геометрических соображений запишем:

$$\varepsilon = (ma_1 + \delta_1) \cos \varphi_1. \quad (1)$$

Так как проекции отрезков  $O_1C$  и  $AO_2$  на ось  $x$  равны, то

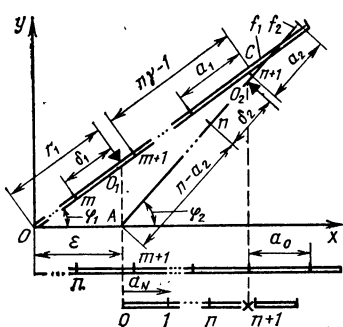


Рис. 4. Схема нониусной шкалы

$$\cos \varphi_1 [(n\gamma - 1)a_1 + (a_1 - \delta_1)] = \cos \varphi_2 (na_2 + \delta_2). \quad (2)$$

Здесь коэффициент  $m$  — модуль нониусной шкалы, показывающий соотношение числа делений опорной и нониусных шкал. Подставляя из (2)  $\delta_1 = a_1\gamma n - (na_2 + \delta_2)\cos \varphi_2 / \cos \varphi_1$  в (1), получаем

$$\varepsilon = ma_1 \cos \varphi_1 + a_1 \gamma n \cos \varphi_1 - (na_2 + \delta_2) \cos \varphi_2. \quad (3)$$

Выражение (3) получено из условия  $a_n = a_0 \cos \varphi_2 > a_0 = a_1 \cos \varphi_1$ . Если это условие не выполняется, то знак второго и третьего члена в (3) нужно изменить на противоположный. Кроме того, если  $\delta_2 < 0,5a_2$ , то этой величиной пренебрегают, а если  $\delta_2 \geq 0,5a_2$ , то выражение в скобках в (3) нужно представить как  $(n+1)a_2$ . Вводя обозначения:  $c = a_2 \cos \varphi_2 - \gamma a_1 \cos \varphi_1$  — цена деления нониусного сопряжения и  $k_n = a_1 \cos \varphi_1 / a_2 \cos \varphi_2$  — нониусное соотношение, преобразуем (3) к окончательному виду:

$$\varepsilon = ma_1 \cos \varphi_1 - \frac{c}{|c|} a_2 \cos \varphi_2 (\gamma k_n - 1) \times \\ \times \left[ n + 0,5 \left( 1 - \frac{0,5a_2 - \delta_2}{|0,5a_2 - \delta_2|} \right) \right]. \quad (4)$$

Нониусные шкалы достаточно широко распространены, однако конструктивные и схемотехнические особенности волоконно-оптических нониусных сопряжений практически не исследованы. Эти вопросы будут рассмотрены ниже.

Комбинационные шкалы принципиально отличаются от рассмотренных ранее тем, что деления шкалы формируются не точками или отметками, а комбинационной полосой, являющейся совокупностью таких точек. Это позволяет снизить требования к точности изготовления шкалы, так как происходит осреднение при формировании отметок шкалы.

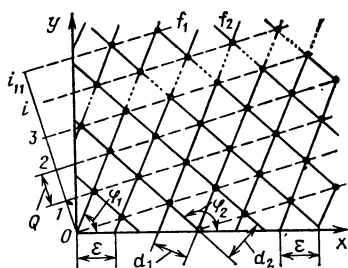


Рис. 5. Схема комбинационной шкалы

Рассмотрим комбинационную шкалу, показанную на рис. 5. Один из растров  $f_1$  связан с объектом, перемещения которого нужно измерять, другой растр  $f_2$  неподвижен. Точки пересечения элементов раstra формируют комбинационные полосы с шагом  $Q$ , которые являются делениями комбинационной шкалы. При перемещении растра  $f_1$  на

$\varepsilon = g_1 \sin \varphi_1$  система комбинационных полос перемещается [18] на

$$Q = g_1 g_2 / \sqrt{g_1^2 + g_2^2 - 2g_1 g_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}.$$

Алгоритм отсчета на комбинационной шкале запишется в виде

$$s = Q \left[ n + 0,5 \left( 1 - \frac{\delta - 0,5Q}{|\delta - 0,5Q|} \right) \right].$$

Комбинационные шкалы позволяют реализовать высокую степень пространственной редукции, которая зависит от разности углов  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ . Чем меньше  $\Delta\varphi$ , тем больше пространственная редукция и соответственно больше цена деления шкалы. Это позволяет использовать чувствительный элемент с большей дискретностью преобразования.

Приведенные алгоритмы отсчета и анализ основных типов шкал позволяют выявить особенности и предельные возможности каждого из вариантов, что необходимо при практической реализации шкал в оптоэлектронных АЦП.

В волоконно-оптических АЦП аналоговое сообщение преобразуется в дискретное путем квантования по уровню, что резко увеличивает избыточность дискретного сообщения и усложняет аппаратуру. Одним из возможных методов оптимизации структуры АЦП является геометрическое кодирование оптической информации, при котором квантование, сжатие и кодирование исходной информации осуществляются на одном элементе АЦП. В реальном виде оптимизация структуры АЦП перемещение — код сводится к выбору схемы построения геометрических кодов путем разводки оптических волокон.

Рассмотрим множества входных торцов световодов  $X$ , выходных торцов  $Y$  и волокон световодов  $Z$ . Волокна, соответствующие техническим требованиям, считаем «исправными». Представим множества  $X$ ,  $Y$  и  $Z$  в виде

$$X = X_1 \cup X_2, \quad Y = Y_1 \cup Y_2, \quad Z = Z_1 \cup Z_2, \quad (5)$$

где  $X_1$ ,  $Y_1$ ,  $Z_1$  и  $X_2$ ,  $Y_2$ ,  $Z_2$  — множества исправных и неисправных волокон кодера соответственно. При этом мы интуитивно считаем рассматриваемые множества конечными.

Положим  $X = X_1$ ,  $Y = Y_1$ ,  $Z = Z_1$  и упорядочим некоторым образом множества  $X$  и  $Y$ , обозначив через  $X \times Y$  множество упорядоченных пар  $X_i$ ,  $Y_i$ . При этом множество  $Z$  будет некоторым подмножеством этого множества, или иначе — бинарным отношением, определяемым следующим

образом: если существует волокно, которое соединяет  $i$ -й входной торец с  $j$ -м выходным, то  $(X_i, Y_j) \in Z$  и мы утверждаем, что  $X$  находится в отношении  $z_{ij}$  к  $y_j$ .

Вид бинарных отношений будет характеризоваться матрицей отношений, которую определим следующим образом: данная матрица состоит из 0 и 1 и задает отношение  $z_{ij}$  посредством таблицы

$$A = \|a_{ij}\|, \text{ где } a_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } x_i z_{ij} y_j; \\ 0, & \text{если } \bar{x}_i \bar{z}_{ij} \bar{y}_j. \end{cases}$$

Если множества  $X$  и  $Y$  «одинаково упорядочены», то матрица отношений будет иметь вид  $A = E_n$ , где  $E_n$  — единичная матрица размера  $n \times n$ . Волоконно-оптический жгут  $G$  представим как систему множеств  $X, Y, Z$  и опишем выражением  $G(X, Y, Z)$ . При этом волоконно-оптический жгут  $G = (X, Y, Z)$  не кодирует информации, если  $A = E_n$ , что соответствует когерентному жгуту волокон.

При построении теоретико-множественной модели волоконно-оптического жгута используются различные методы упорядочения торцов световодов, которые из точек множества  $X$  образуют пространственно-упорядоченное множество в виде фигуры  $\Phi_1$ . Для формализации геометрической модели волоконно-оптического жгута заданное пространство  $R^3$  с элементами множества  $X$ , принадлежащими некоторой плоскости  $R_1^2$ , введем в декартову систему координат. Как известно, отображение  $F_1: R^3 \rightarrow R^3$  обозначает параллельный перенос;  $F_2: R^3 \rightarrow R^3$  — вращение плоскости;  $F_3: R^3 \rightarrow R^3$  — отражение, а также произвольное их сочетание, которое не меняет формы и размеры фигуры. Отображения  $Q_1: R^3 \rightarrow R^3$  — сжатие и  $Q_2: R^3 \rightarrow R^3$  — растяжение не меняют формы фигуры, и в совокупности с отображениями  $F_{1-3}$  меняют лишь положение, ориентацию и размеры фигуры.

Особый интерес представляет функция  $L = L(F_1, F_2, F_3, Q_1, Q_2, R^3)$ , на которую накладываем следующие ограничения:

1) отображение  $F_3$  в функции  $L$  выполняется только один раз;

2)  $F_1$  характеризуется вектором  $F_1$ , который образует угол  $\alpha$  с нормалью к плоскости  $R_1^2$ , причем  $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ ;

3)  $F_2$  есть вращение  $R_1^2$  твердого тела вокруг точки  $r_1 \in R_1^2$  или вокруг точки  $\bar{x} \in R_1^2$ .

Пусть множество точек  $Y$  принадлежит плоскости  $R_1^2$  и  $L: R_1^2 \rightarrow R_2^2$ . Тогда некодирующий волоконно-оптический жгут может быть представлен фигурой  $\Phi_2$ , образованной из точек множества  $Y$  и удовлетворяющей условию  $\Phi_2 =$

$=L(\Phi_1)$ . При этом путь, который проходит каждая точка  $x_i \in X$ , есть волокно световода с входным торцом  $x_i$  и выходным торцом  $y_i$  при условии  $|X|=|Y|=|Z|$ .

Практический интерес имеет представление волоконно-оптического жгута в виде метрического пространства торцов световодов. Пусть  $X$  — множество входных торцов. Зададим отображение  $P: x \cdot x \rightarrow R^+$ , причем будем считать, что  $P$  удовлетворяет следующим аксиомам:

- 1)  $P(x_1, x_2) = 0, \Leftrightarrow x_1 = x_2$ ;
- 2)  $P(x_2, x_1) = P(x_1, x_2), \forall x_1, x_2 \in X$ ;
- 3)  $P(x_1, x_3) \leq P(x_1, x_2) + P(x_2, x_3)$ .

В данном случае  $P$  является метрикой на множестве  $X$ , а множество  $X$  с введенной на нем метрикой называется метрическим пространством. При этом элементы множества  $X$  называются точками этого пространства, а число  $P \times \times (x_1, x_2)$  — расстоянием между точками  $x_1$  и  $x_2$ . Обозначим метрические пространства в виде пары  $(x, P)$ .

Аналогично строим метрическое пространство  $(y, P)$ . Оба пространства  $(x, P)$  и  $(y, P)$  рассматриваем как изометрические, а множества  $x$  и  $y$  — изоморфные. Множество волокон  $E$  будет являться подмножеством  $x \times y$ , а топология этого множества будет описываться матрицей бинарных отношений  $A$ . Тогда не кодирующий жгут световодов будет определен условиями:

- 1)  $|x| = |y| = |z|$ ;
- 2)  $A = E_n$ ;
- 3) множества  $X$  и  $Y$  изоморфны относительно отношения порядка;
- 4) пространство  $(x, P)$  изометрично пространству  $(y, P)$ .

С учетом этих положений всякий жгут световодов, для которого не выполняется хотя бы одно из этих условий, будет определен как кодирующий и под геометрическим кодированием будем понимать только нарушение по крайней мере одного из вышеприведенных условий.

Для квазигеометрического кодирования в отличие от пространственно-геометрического кодирования требования изометричности пространств  $(x, P)$  и  $(y, P)$  не имеют места.

Обозначим через  $X = \{x_i | i = \overline{1, n}\}$  множество входных, а через  $Y = \{y_{ij} | i = \overline{1, m}\}$  множество выходных торцов жгута световодов. Вид разводки волокон может быть представлен бинарным отношением  $\alpha \subset xy$ , которое описывается матрицей отношений  $A_{nm} = \|a_{ij}\|$ , определяющей  $\alpha \subset xy$  с точностью до индексации элементов множеств  $X$  и  $Y$ .

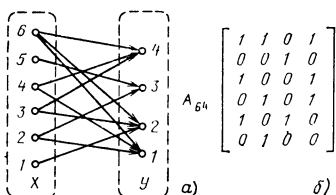


Рис. 6. Схема графа (а) и его матрица отношения (б)

Считая множества  $X$  и  $Y$  пространственно-упорядоченными по какому-либо методу, получаем однозначное соответствие между матрицей  $A_{nm}$  и разводкой волокон кодера.

Пользуясь методом квазигеометрического кодирования, несколько упростим оптимизацию структуры АЦП. Матрица

отношений  $A_{nm}$  однозначно описывает вид отображения, выражающего пространственное расположение волокон (вид разводки). Разводка волокон опишется графом  $\Gamma = (x, y, \varphi)$ .

Пусть нам дано представление графа схемой, где цифрами обозначены входные и выходные торцы волокон кодера (рис. 6,а). Пусть в матрице  $A_{nm}$  порядковый номер элемента множества  $x$  соответствует номеру строк, а порядковый номер элемента  $y$  — номеру столбца. Порядок нумерации строк и столбцов в матрице отношений указан стрелками. Так как граф  $\Gamma = (x, y, \varphi)$  однозначно определяется матрицей  $A_{nm}$ , то, зная матрицу отношений, можно построить граф, и наоборот. Например, матрица отношений графа (рис. 6,а) будет иметь вид, показанный на рис. 6,б. Одновременно эта матрица  $A_{64}$  является порождающей матрицей кода, формирующегося в кодере, что позволяет с помощью матрицы  $A_{64}$  построить тот или иной код и определить вид разводки волокон для кодера.

Переходя к рассмотрению конкретных типов устройств, следует отметить, что в общем случае любое оптоэлектронное устройство сбора и обработки информации можно представить в виде трех основных блоков: источника излучения (ИИ), канала связи (КС) и фотоприемников (ФП). Указанные блоки являются управляемыми как электрически, так и неэлектрически, причем наибольшими функциональными возможностями с точки зрения управляемости обладает канал связи.

Характерными и наиболее перспективными элементами аналоговой обработки измерительной информации являются фотопотенциометры [30]. Преобразователи на их основе обладают по сравнению с фоторезистивными элементами большей временной и температурной стабильностью, высокой надежностью, технологичностью. Рассмотрим основные вопросы теории фотопотенциометрических преобразователей.

## МИКРОПЛЕНОЧНЫЕ ФОТОПЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 4. Математическая модель фотопотенциометрического преобразователя

Фотопотенциометрические преобразователи по сути являются делителями напряжения, которые без дополнительных схемных включений позволяют снизить требования к параметрам фотослоя и светового зонда. Это обусловлено тем, что в них основная функциональная нагрузка ложится на резистивный слой, который более стабилен, чем фотослой, играющий здесь вспомогательную роль коммутатора, аналогичного электромеханическому контакту в обычных потенциометрах.

Устройство классического функционального фотопотенциометра (ФФП) с линейным сканированием [30] показано на рис. 7. Профилированная резистивная пленка 2, заключенная между электродами 1 и 6, контактирует через фотослой 3 с низкоомным коллектором 5. Узкий световой зонд 4 шириной  $h$  создает в фотослое проводящий мостик и передает потенциал участка резистивного слоя, соответствующего координате  $x$ , на коллектор. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , являясь функцией положения светового зонда на фотослое, снимается с сопротивления нагрузки  $R_H$ , заключенного между одним из электродов и коллектором. Требуемое функциональное преобразование обеспечивается профилированием резистивного слоя.

Реальное распределение потенциала в фотослое определяется профилем резистивной пленки и является сложной функцией. Для повышения точности ФФП необходимы совершенные методы анализа и синтеза, основанные на применении двумерной математической модели. Допустим, что резистивный слой и фотослой равномерны по толщине и распределение электрического поля в ФФП не зависит от их толщины. Тогда согласно [7] двумерная математическая модель ФФП в статическом режиме может быть представлена уравнением

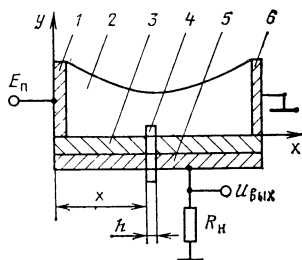


Рис. 7. Функциональный фотопотенциометр



$$\sigma \left( \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right) + \frac{\partial \sigma}{\partial x} \frac{\partial U}{\partial x} + \frac{\partial \sigma}{\partial y} \frac{\partial U}{\partial y} = -Q. \quad (6)$$

Граничные условия при этом неоднородные (рис. 8) и запишутся как

$$U(\Gamma_1) = 0; \quad U(\Gamma_3) = E; \quad U(\Gamma_5) = U_{\text{вых}}; \\ I|\Gamma_2, \Gamma_4, \Gamma_6 = 0, \quad (7)$$

где  $Q = U_{\text{вых}}/ldR_n$ ;  $I = \sigma E$ ;  $E = \text{grad } U$ ;  $U_{\text{вых}} = R_n \int_{\Gamma_5} I dt$ ;

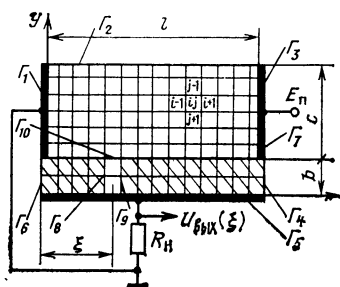


Рис. 8. К примеру определения граничных условий в ФФП

$\sigma = d\sigma_{\text{уд}}$  — текущая проводимость квадрата поверхности ФФП,  $1/\text{Ом}$ ;  $\sigma_{\text{уд}}$  — удельная поверхностная проводимость;  $R_n$  — сопротивление нагрузки,  $\text{Ом}$ ;  $l$  — длина образца,  $\text{м}$ ;  $h$  — ширина светового зонда,  $\text{м}$ ;  $d$  — толщина пленок,  $\text{м}$ ;  $I$  — плотность тока,  $\text{А/м}^2$ .

Сложность уравнения (6) и граничных условий (7) затрудняет прямое решение задачи синтеза, т. е. расчет конфигурации резистивной пленки,

определяющей реализацию требуемой функциональной зависимости  $U_{\text{вых}} = \psi(\xi)$ , где  $\xi$  — координата середины светового зонда. Поэтому целесообразно рассчитать для идеального случая при отсутствии искажения со стороны фотослоя и нагрузки контур резистивной пленки из условия совпадения по виду распределения потенциала на границе резистор — фотослой с выходной характеристикой  $U_{\text{вых}} = \psi(\xi)$ .

Электрическое поле в резистивном слое ФФП в этом случае может быть описано уравнением Лапласа

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = 0. \quad (8)$$

Анализируя факторы, искажающие первоначальное распределение потенциала, т. е. шунтирующее влияние фотослоя и сопротивления нагрузки, конечную ширину светового зонда, дифракцию и т. д., можно выбрать требуемые конструктивно-технологические параметры ФФП — темновое сопротивление и кратность его изменения, чувствительность и размеры фотослоя, ширину светового зонда, сопротивление нагрузки и т. п.

## 5. Методы решения задачи синтеза ФФП

Как известно [19], решение уравнения Лапласа (8) может быть представлено в виде аналитической функции, называемой *комплексным потенциалом поля*,

$$\Phi(z) = U(x, y) + jV(x, y). \quad (9)$$

При этом действительная и мнимая составляющие (9) удовлетворяют (8), а выражения

$$U(x, y) = C_j; \quad (10)$$

$$V(x, y) = C'_j, \quad (11)$$

где  $C_j, C'_j$  — некоторые постоянные, отображают ортогональные семейства эквипотенциальных линий и линий градиента электрического поля соответственно.

Если электроды, создающие электрическое поле в резистивном слое ФФП, расположить по эквипотенциальным линиям (10), то для реализации комплексного потенциала (9) линии свободной границы резистивной пленки должны совпадать с линиями градиента (11). При этом же на границе резистивной пленки  $y=0$  комплексный потенциал (9) совпадает по виду функции с выходной характеристикой ФФП:  $\Phi(z)|_{y=0} = U(x, 0) = \psi(x)$ . Действительно, для  $\Phi(z) = g_0 + g_1 z + g_2 z^2 + \dots + g_n z^n = g_0 + g_1(x+jy) + g_2(x+jy)^2 + \dots + g_n(x+jy)^n$  при  $y=0$  имеем  $\Phi(z) = U(x, 0) = g_0 + g_1 x + g_2 x^2 + \dots + g_n x^n$ .

Рассмотрим некоторые примеры. Пусть  $\psi(x) = x^2$  и соответствующая комплексная функция  $\Phi(z) = z^2$ . Выделяя в ней действительную и мнимую части, получим:  $\Phi(z) = (x+jy)^2 = x^2 - y^2 + 2jxy$ . Согласно (10), (11) для уравнений профиля электродов и резистивной пленки можно записать  $x^2 y^2 = C_j, 2xy = C'_j$ . Аналогично для функции  $\psi(x) = e^x$  имеем  $\Phi(z) = e^z = e^{x+jy} = e^x \cos y + je^x \sin y$ . Уравнения профиля электродов и резистивной пленки имеют вид:  $e^x \cos y = C_j; e^x \sin y = C'_j$ . Аналогично можно найти уравнения профиля электродов и резистивной пленки для других видов элементарных аналитических функций  $\psi(z)$ , действительные и мнимые части которых могут быть определены по таблицам [19].

Для синтеза контура ФФП с круговым сканированием над плоскостью  $Z = x+jy = re^{i\varphi}$  выполним конформное преобразование [19]  $\omega = i \ln z = \varphi - i \ln r = \xi + i\eta$ , преобразующее угловые перемещения  $\varphi$  плоскости  $Z$  в линейные перемещения плоскости  $\omega$ . Здесь  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ ;  $\varphi = \arctg(y/x)$ ;  $\varphi = \xi$ , а линии  $\eta = 0$  соответствует окружность радиуса  $r_0 = 1$ . В этом случае синтез резистивной пленки ФФП

с круговым сканированием сводится к синтезу ФФП с линейным сканированием в плоскости  $\omega$  с последующим отображением полученного контура в реальную плоскость  $Z$ . Требуемая функция преобразования  $\psi(\xi)$  в плоскости  $\omega$  обеспечивается резистивной пленкой с комплексным потенциалом электрического поля  $\Phi_1(\omega) = \psi(\omega)$ . Искомый комплексный потенциал в реальной плоскости  $z$  принимает вид:

$$\Phi(z) = \psi(\varphi - i \ln r) = U_1(\varphi, \ln r) + iV_1(\varphi, \ln r) = U(\varphi, r) + iV(\varphi, r). \quad (12)$$

Для уравнений профиля электродов и свободной границы резистивной пленки можно записать аналогичные (10), (11) выражения:

$$U(\varphi, r) = C_j; \quad (13)$$

$$V(\varphi, r) = C_j'. \quad (14)$$

Рассмотрим пример реализации функции  $\psi(\varphi) = \varphi^2$ . В этом случае комплексный потенциал  $\Phi(z) = (\varphi - i \ln r)^2 = (\varphi^2 - \ln^2 r) - i \cdot 2 \ln r \varphi$ . Уравнения для определения профиля электродов и свободной границы резистивной пленки имеют вид:  $\varphi^2 - \ln^2 r = C_j$ ;  $2 \ln r \varphi = C_j'$ . В табл. 1 приводятся

Т а б л и ц а 1. Примеры реализации ФФП

Функция преобразования	Выражение для определения профиля электродов	Выражение для определения свободной границы резистивной пленки
<i>Линейное сканирование</i>		
$x^3$	$x^3 - 3xy^2$	$3x^2y - y^3$
$x^4$	$x^4 - 6x^2y^2 + y^4$	$x^3y - xy^3$
$\sin x$	$\sin x \operatorname{ch} y$	$\cos x \operatorname{sh} y$
$\ln x$	$0,5 \ln(x^2 + y^2)$	$\operatorname{arctg} y/x$
$\operatorname{tg} x$	$\frac{\sin 2x}{\cos 2x + \operatorname{ch} 2y}$	$\frac{\operatorname{sh} 2y}{\cos 2x + \operatorname{ch} 2y}$
<i>Круговое сканирование</i>		
$\varphi$	$\varphi$	$\ln r$
$\varphi^3$	$\varphi^3 - 3\varphi \ln^2 r$	$\ln^3 r - 3 \ln r \varphi^2$
$e^\varphi$	$e^\varphi \cos \varphi (-\ln r)$	$e^\varphi \sin (-\ln r)$
$\sin \varphi$	$\sin \varphi \operatorname{ch} (-\ln r)$	$\cos \varphi \operatorname{sh} (-\ln r)$
$\ln \varphi$	$0,5 \ln(\varphi^2 + \ln^2 r)$	$\operatorname{arctg} (-\ln r/\varphi)$
$1/\varphi$	$\varphi/(\varphi^2 + \ln^2 r)$	$\ln r/(\varphi^2 + \ln^2 r)$

аналогичные выражения для некоторых примеров реализации ФФП с круговым и линейным сканированием.

При определении постоянных  $C_j$  и  $C_j'$  (табл. 1) необходимо учитывать следующие конструктивно-технологические условия.

1. Одна из линий контура резистивной пленки, вдоль которой осуществляется съём потенциала, должна совпадать с осью абсцисс, т. е.  $C_0' = V(0, 0)$ .

2. Один из электродов должен проходить через начальную точку диапазона преобразования  $x_0, x_m$ , следовательно,  $C_0 = U(x, 0)$ .

3. Диапазон преобразования должен быть равен расстоянию между первым и вторым электродами, т. е.  $C_n = U(x_m, 0)$ .

4. Вторая линия контура резистивной пленки должна располагаться с учетом заданных габаритных размеров и энергетических характеристик ФФП, полного сопротивления резистивной пленки  $R_n$  и допустимой мощности рассеяния  $P_{\text{доп}}$ .

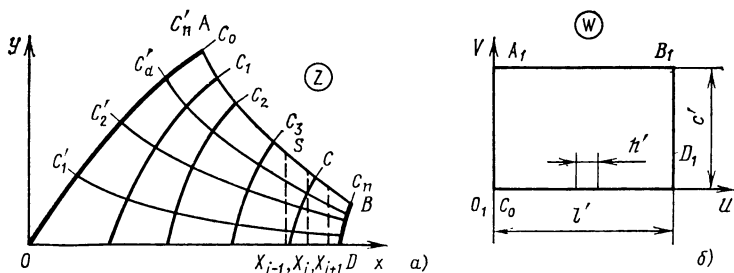


Рис. 9. Реальный контур резистивной пленки ФФП (а) и его конформное отображение (б)

Для учета указанных характеристик отобразим область  $OABD$  (рис. 9,а) резистивной пленки ФФП, расположенной в плоскости  $Z = x + jy$ , на прямоугольник  $O_1A_1B_1D_1$  плоскости  $\omega = U + iV$  (рис. 9,б). Так как контур  $OABD$  образован взаимно ортогональными линиями (10), (11), это отображение осуществляется функцией  $\omega = \psi(z) = U + iV$ . Вводя понятие канонических длины  $l'$  и ширины  $c'$  в относительных единицах для канонического прямоугольника и учитывая, что токи и потенциалы электродов при любых конформных преобразованиях не меняются [21], получим для полного сопротивления резистивной пленки

$$R_n = l' / \sigma_p C', \quad (15)$$

где  $\sigma_p$  — проводимость квадрата резистивной пленки;

$C' = |V_m - V_0| = |C_n' - C_0'|$ ,  $l' = |\bar{O}_m - \bar{O}_0| = |U(x_m, 0) - U(x_0, 0)| = |C_n - C_0|$ . Нетрудно заметить, что  $l'$  определяется диапазоном изменения аргумента, а  $c'$  может быть определено из (15) с учетом допустимой мощности рассеяния  $P_{\text{доп}}$  и выбранного напряжения питания  $E$ :  $C' = l' P_{\text{доп}} / (\sigma_p E)$ . С учетом (15)  $C'_n = C_0' + l' P_{\text{доп}} / \sigma_p E$ . Аналогично определяются постоянные  $C_n$ ,  $C_n'$  для ФФП с круговым сканированием.

При реализации сложных функций выделение их мнимой и действительной частей вызывает определенные трудности. В этом случае целесообразно использовать общий метод решения, в котором произвольная функция  $\psi(z)$  представляется в виде степенного полинома  $Q_n(z) = \sum_{k=0}^n g_k z^k$ , совпадающего по коэффициентам с аппроксимирующим полиномом  $\psi(x) = Q_n(x)$ , а затем вычисляются биномы вида  $z^k = (x + iy)^k$ . При этом удобно пользоваться тригонометрической формой комплексного числа  $z = r(\cos \varphi + i \sin \varphi)$ , где  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ ,  $\varphi = \text{arctg}(y/x)$ . С учетом этого выражение (9) принимает вид:  $\Phi(z) = \sum_{k=0}^n g_k r^k \cos k\varphi + i \sum_{k=1}^n g_k r^k \sin k\varphi$ . Семейства эквипотенциальных линий (10) и линий градиента (11) запишутся соответственно как

$$\sum_{k=0}^n g_k r^k \cos k\varphi = C_j; \quad (16)$$

$$\sum_{k=1}^n g_k r^k \sin k\varphi = C'_j. \quad (17)$$

Построение искомого контура требует решения уравнений (16), (17), неразрешимых в явном виде относительно  $y$ , поэтому синтез контура ФФП целесообразно проводить на ЭВМ по алгоритму, приведенному на рис. 10.

При реализации алгоритма на ЭЦВМ ЕС 10-20 используются стандартные программы ДОС ЕС ЭВМ. Так, исходная функция первоначально аппроксимируется ортогональными полиномами Лежандра

$$\psi(x) = \sum_{k=0}^n d_k P_k(x'), \text{ где } x' = (2x - x_m - x_0) / (x_m - x_0),$$

а затем преобразуется в полином вида  $\psi(x) = \sum_{k=0}^n g_k x^k =$

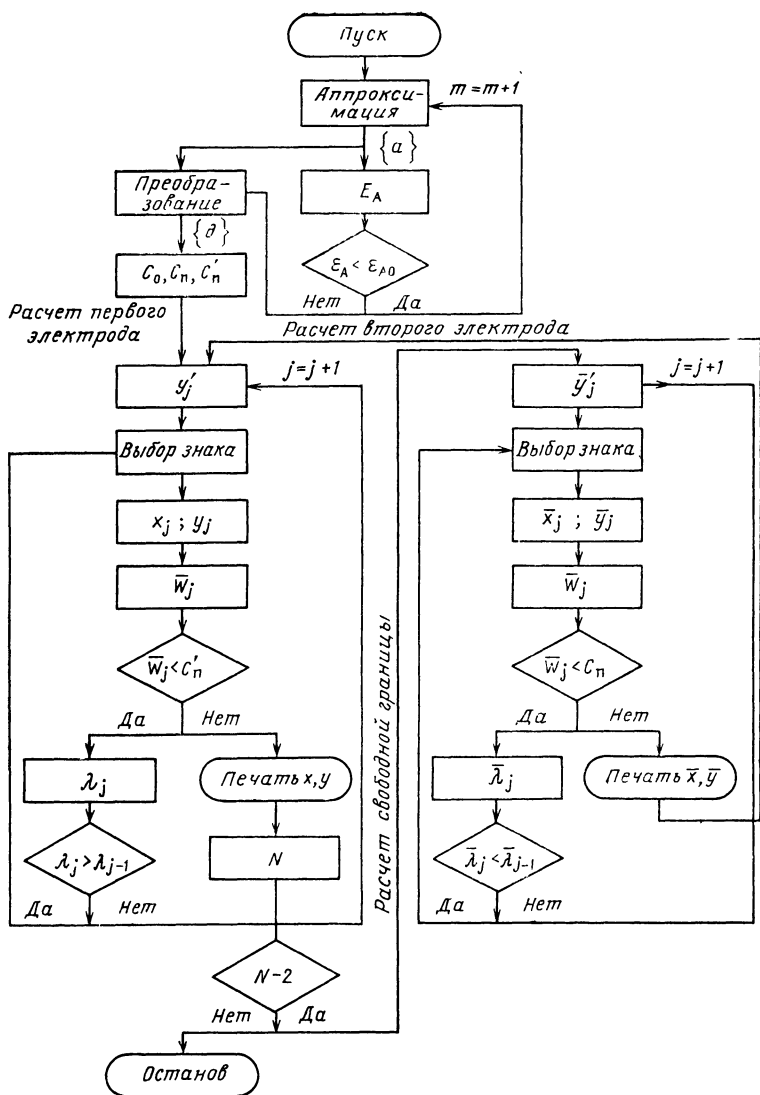


Рис. 10. Алгоритм синтеза функциональных фотопотенциометров

$=Q_n(x)$ . Согласно [19] коэффициенты  $d_k$  определяются по формуле

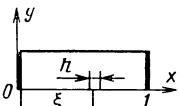
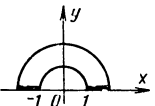
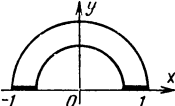
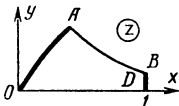
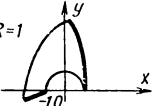
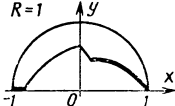

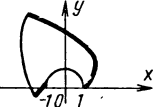
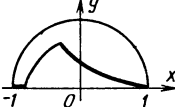
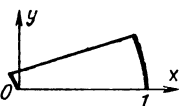
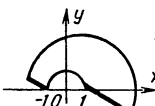
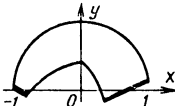

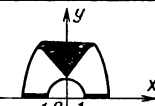
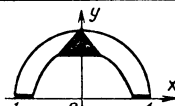
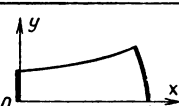
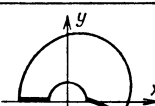
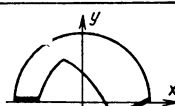
$$d_k = \frac{2k+1}{x_m - x_0} \int_{x_0}^{x_m} \psi(x) P_k(x') dx.$$

Степень полинома выбирается по заданной погрешности аппроксимации  $\delta_{AO}$ :

$$\delta_A = \sqrt{\frac{1}{x_m - x_0} \int_{x_0}^{x_m} [\psi(x) - Q_n(x)]^2 dx} \leq \delta_{AO}.$$

При синтезе ФФП с круговым сканированием необходимо диапазон преобразования  $[x_0, x_m]$  задавать в радианах, текущую координату  $x$  считать углом полярной си-

Таблица. 2 Примеры расчета ФФП

№ п/п	Функция преобразования	Линейное сканирование	Круговое сканирование	
			Внешность единичного круга	Внутренность единичного круга
1	$x$			
2	$x^2$			
3	$e^x$			
4	$\ln(1+x)$			
5	$\sin x$			
6	$\arctg x$			

стемы координат, а радиус-вектор  $r$  для искомого контура определять по формуле  $r=e^{\pm y}$ , где  $y$  — текущая координата контура, плюс соответствует «внешности», а минус — «внутренности» единичного круга.

Примеры расчетов резистивных пленок по указанному алгоритму показаны в табл. 2. При реализации функций с экстремумами их необходимо разбивать на монотонные участки, а каждый из экстремумов моделировать промежуточным электродом (поз. 5 табл. 2).

## 6. Выбор конструктивно-технологических параметров ФФП

Исходное распределение потенциала на границе резистор — фотослой в ФФП нарушается из-за шунтирующего влияния фотослоя, имеющего конечную ширину, длину и удельное сопротивление. На рис. 11 показана картина электрического поля линейного потенциометра, полученная на ЭЦВМ методом сеток с помощью итеративного процесса Либмана для  $\sigma_p=10^{-2} \text{ Ом}^{-1}$ ;  $\sigma_{ф.т}=10^{-4} \text{ Ом}^{-1}$ ;  $\sigma_{ф.с}=10^{-2} \text{ Ом}^{-1}$ ;  $h/l=0,1$ ;  $b/l=0,1$  и  $c/l=0,25$ .

Расчетные значения относительной погрешности  $\delta\phi = [U(x, 0) - \psi(x)] / \psi(x)$  распределения потенциала на гра-

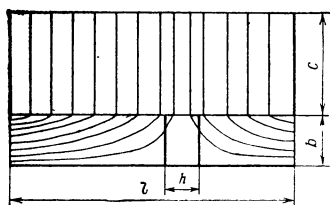


Рис. 11. Картина электрического поля в линейном фотопотенциометре

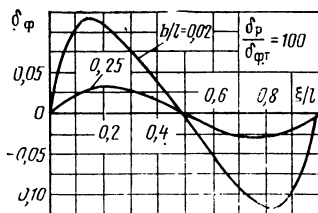


Рис. 12. Расчетное значение относительной погрешности ФФП

нице резистор — фотослой для различных параметров этих слоев и  $R_n=\infty$  показаны на рис. 12.

Анализ зависимости максимальной погрешности  $\delta\phi_{\max}$  от ширины фотослоя (рис. 13) показывает, что для снижения шунтирующего влияния фотослоя необходимо увеличивать его ширину, сохраняя  $b/c$  в пределах  $0,01-0,1$ . Дальнейшее увеличение ширины фотослоя существенно погрешность шунтирования не снижает.

Кратность изменения сопротивления фотослоя  $\sigma_{ф.с}/\sigma_{ф.т}=t$  и отношение проводимостей резистивного слоя



и фотослоя  $\sigma_p/\sigma_{opt}=n$  можно выбрать на основе анализа семейства выходных характеристик ФФП (рис. 14, 15). Как следует из этих графиков, уменьшение  $\sigma_p/\sigma_{ф.т}$  снижает чув-

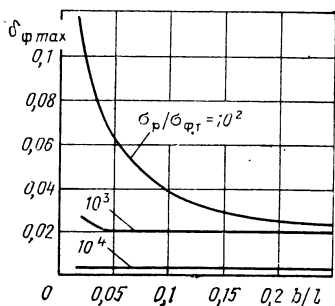
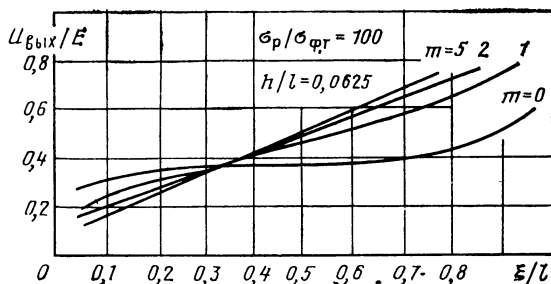


Рис. 13. Влияние ширины фотослоя ФФП на значение максимальной погрешности.

Рис. 14. Семейство выходных характеристик для различных соотношений  $\sigma_{ф.с}/\sigma_{ф.т}$  и  $\sigma_p/\sigma_{ф.т} = \text{const}$



ствительность ФФП, однако при  $\sigma_p/\sigma_{ф.т} \geq 100$  дальнейший рост этого соотношения нецелесообразен. Аналогичным образом не достигается существенного выигрыша в чувствительности ФФП с фотослоями высокой кратности, так что достаточно взять  $\sigma_{ф.с}/\sigma_{ф.т} \leq 100$ .

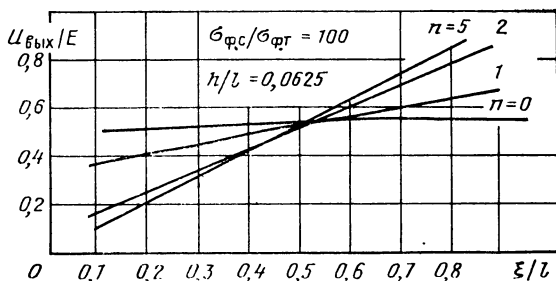


Рис. 15. Семейство выходных характеристик для различных соотношений  $\sigma_p/\sigma_{ф.т}$  и  $\sigma_{ф.с}/\sigma_{ф.т} = 100$

Не менее важным является влияние зондового участка фотослоя, сопротивление которого соизмеримо с сопротивлением резистивной пленки, из-за чего нарушается исходное распределение потенциала на границе резистор—фотослой. Кроме того, геометрические размеры зондового участка искажаются дифракцией и диффузией неравновесных носителей из световых областей фотослоя в темновые.

Выбор ширины зондового участка должен производиться с учетом всех этих факторов.

Оценим теперь искажения, вносимые световым зондом конечной ширины в резистивную пленку прямоугольной формы. Если сопротивление зондового участка фотослоя положить равным нулю, что соответствует максимальным искажениям картины поля, то указанный анализ сведется к известной задаче обтекания силовыми линиями поля эквипотенциального отрезка шириной  $h$  [7]. В общем случае комплексный потенциал

$$\Phi(z) = (S - iQ_1)F(z)/F'(\infty) + \theta + [(S + iQ_1)/F'(\infty)]F(z),$$

где  $S + iQ_1$  — значение напряженности в бесконечности;  $F(z)$  — функция, конформно отображающая обтекаемое тело на единичный круг с центром в начале координат;  $\theta$  — произвольная постоянная.

В нашем случае согласно [19]  $S + iQ_1 = Q$ , а  $F(z) = a_1 z + b_1 - \sqrt{(a_1 z + b_1)^2 - 1}$ , где  $a_1 = 2/h$ ;  $b_1 = -2\xi/h$ . С учетом этого и ряда преобразований из выражения для комплексного потенциала получим закон распределения потенциала на границе  $y=0$  резистивной пленки:

$$U(x, 0) = Q_1 \sqrt{(x - \xi)^2 - h^2/4} + Q(\xi). \quad (18)$$

Анализируя (18), находим, что внутри светового зонда ( $\xi - h/2 \leq x \leq \xi + h/2$ ) потенциал границы, определенный с учетом начальных условий  $\theta(\xi) = Q_1 \sqrt{(\xi - h/2)(\xi + h/2)}$ , остается неизменным. При  $h \rightarrow 0$  имеем  $\theta(\xi) = Q_1(\xi)$ , что совпадает с идеальным случаем точечного снятия потенциала.

Относительная приведенная погрешность, обусловленная искажениями поля световым зондом,

$$\delta_{c.з.} = [Q_1 \xi - \theta(\xi)]/Q_1 \Delta \xi = [\xi - \sqrt{(\xi - h/2)(\xi + h/2)}] / \Delta \xi.$$

Задавшись допустимым значением погрешности  $\delta_{c.з.}$ , из этого выражения можно определить максимально допустимую ширину светового зонда для линейного ФФП:  $h_d \leq \sqrt{8\xi\delta_{c.з.}\Delta\xi}$ . Максимум  $h_d$  соответствует  $\xi = \Delta\xi$ :

$$h_{d,max} \leq \Delta\xi \sqrt{8\delta_{c.з.}}. \quad (19)$$

Учитывая, что при любых конформных преобразованиях токи и потенциалы электродов не меняются [21], для ФФП по аналогии с (19) можно записать:

$$h_1 \leq \Delta U \sqrt{8\epsilon_{с.с.}}, \quad (20)$$

где  $h_1 = U[(x+h), 0] - U(x, 0)$  и  $\Delta U = U(x_m, 0) - U(x_0, 0)$ , — конформно преобразованные ширина зонда и диапазон преобразования. Учитывая, что  $h_d$  является функцией текущей координаты, необходимо за допустимую ширину светового зонда  $h_d$  принимать минимальное значение (20) в заданном диапазоне преобразования  $x_0, x_m$ , что гарантирует требуемую точность во всем диапазоне изменения аргумента.

Для учета дифракционных искажений, нарушающих однородность светового потока и геометрические размеры светового зонда, целесообразно заменить неоднородное световое поле эквивалентным по действию однородным с эквивалентной расчетной шириной светового зонда  $h_p$ . Общее выражение для определения  $h_p$  получено в [16]:

$$h_p = \frac{2g_{\tau}x_m}{A_0E_0^{\alpha_0} + g_{\tau}} + \frac{2A_0 \int_0^{x_m} E_i^{\alpha_0}(x) dx}{A_0 + E_0^{\alpha_0} + g_{\tau}}.$$

Здесь  $A_0, \alpha_0$  — коэффициенты люкс-амперной характеристики фотослоя ФФП;  $g_{\tau}$  — темновая проводимость;  $(0 - x_m)$  — диапазон преобразования;  $E_0$  — рабочая освещенность.

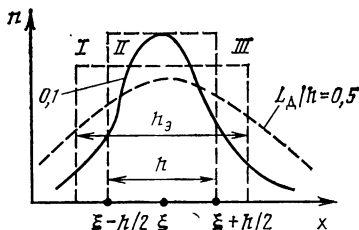


Рис. 16. Характер распределения концентрации неравновесных носителей в области светового зонда

Диффузия неравновесных носителей из освещенной области фотослоя в темновую также размывает границы светового зонда (рис. 16). Выделяя три характерные области I, II и III распределения носителей по длине фотослоя [30], можно записать для соответствующих концентраций:

$$\left. \begin{aligned} n_1(x) &= 0,5n_0 [1 - \exp(-h/L_d)] \exp[(2x - 2\xi - h)/2L_d]; \\ n_2(x) &= 0,5n_0 [2 - \exp\{(2x - 2\xi + h)/2L_d\} - \\ &\quad - \exp\{(-2x - 2\xi - h)/2L_d\}]; \\ n_3(x) &= 0,5n_0 [1 - \exp(-h/L_d)] \exp[(h - 2x + 2\xi)/2L_d]. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Здесь  $L_d$  — диффузионная длина;  $n_0 = GI$ ;  $I$  — интенсивность светового потока;  $G$  — квантовый выход. Анализ (21) показывает, что с приближением ширины зонда к диффузионной длине  $L_d$  размытие границ возрастает.

Определяя степень размытости зонда  $\alpha_p$  как отношение количества неравновесных носителей в темновой и световой областях  $\alpha_p = N_T/N_c$ , с учетом (21) можно записать:

$$\alpha_p = \frac{L_d [1 - \exp(-h/L_d)] [2 - \exp((\xi - h/2)/L_d) - \exp((l - \xi - h/2)/L_d)]}{2h + 2L_d [\exp(h/L_d) - \exp(-h/L_d)]} \quad (22)$$

Формула (22) проиллюстрирована на рис. 17, из которого по известным  $L_d$  и  $h$  можно найти  $\alpha_p$ .

Заменив фотослой с неоднородным распределением концентрации неравновесных носителей участком фотослоя с однородным распределением и ширину зонда — эквивалентной шириной зонда  $h_3$ , можно положить число неравновесных носителей в ней  $n' = N_c/h$ , а эквивалентную ширину  $h_3 = h + \Delta h$ , где  $\Delta h = N_T/n' = hN_T/N_c = \alpha_p h$ , что дает

$$h_3 = h(1 + \alpha_p) \quad (23)$$

или с учетом дифракции

$$h_3 = h_p(1 + \alpha_p). \quad (24)$$

Полученное соотношение позволяет однозначно выбирать ширину светового зонда, обеспечивающего заданную точность функционального преобразования ФФП.

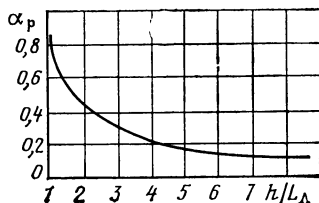


Рис. 17. Влияние диффузионной длины на степень размытости светового зонда

## 7. Оптимизация электрических параметров ФФП

Работа ФФП в качестве первичного или вторичного преобразователя в сочетании с электронными компонентами накладывает определенные требования на сопротивление нагрузки, полное сопротивление ФФП и проходное сопротивление. Все эти величины должны выбираться исходя из заданной точности, максимальной чувствительности либо максимальной мощности выходного сигнала.

Анализ выходных характеристик ФФП (рис. 18) показывает, что при  $\sigma_p \gg \sigma_{fc} \gg \sigma_{ft}$  сопротивление нагрузки  $R_n$  не искажает вид реализуемой функциональной зависимости, а изменяет только чувствительность ФФП. Кроме того, существует предел сопротивления нагрузки,

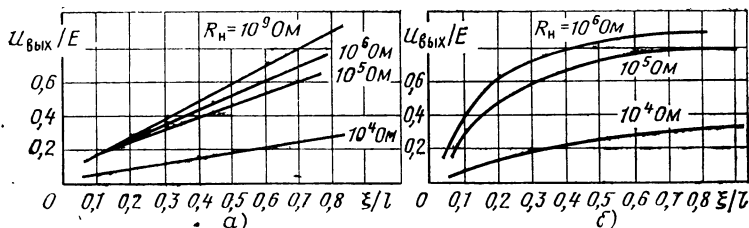


Рис. 18. Выходные характеристики линейного (а) и квадратичного (б) ФФП при  $h/l=0,0625$ ;  $\sigma_p=10^{-2} \text{ Ом}^{-1}$ ;  $\sigma_{ф.с}=10^{-4} \text{ Ом}^{-1}$ ;  $\sigma_{ф.т}=10^{-6} \text{ Ом}^{-1}$

превышение которого не дает существенного выигрыша в чувствительности.

Для выбора  $R_n$  по заданной чувствительности ФФП используем выражение для выходного сигнала линейного ФФП [30]:

$$U_{\text{вых}}(\xi) = E_n R_n \frac{2(\gamma_{\text{ф}} - 1) l h + l^2 - 2\xi(\gamma_{\text{ф}} - 1) h}{(\gamma_{\text{ф}} - 1) h R + l(R_n + R_T)}, \quad (25)$$

где

$$R_T = \sigma_{\text{ф.т}} l / b; \quad \gamma_{\text{ф}} \sigma_{\text{ф.с}} / \sigma_{\text{ф.т}}.$$

Из мультипликаторной составляющей выходного сигнала имеем  $k = U_{\text{вых}}(\xi) / \xi = 2(\gamma_{\text{ф}} - 1) E R_n / [(\gamma_{\text{ф}} - 1) h R_n l + l^2(R_n + R_T)]$ , откуда оптимальное  $R_n$ , обеспечивающее заданную чувствительность,

$$R_{\text{порт}} = l^2 R_T k / [2(\gamma_{\text{ф}} - 1) h E - k(\gamma_{\text{ф}} - 1) h l - l^2 k].$$

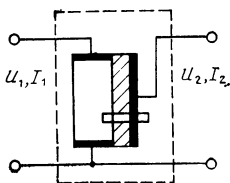


Рис. 19. Представление ФФП в форме четырехполюсника

Для выбора  $R_n$  из условия максимальной мощности выходного сигнала представим ФФП в виде четырехполюсника (рис. 19). Учитывая, что в ФФП электрическая энергия передается от входных зажимов (клеммы питания) к выходным (коллектор и клемма питания), воспользуемся уравнениями связи в форме А [7]:

$$U_1 = A_{11} U_2 + A_{12} I_2; \quad I_1 = A_{21} U_2 + A_{22} I_2.$$

Определяя  $A_{ij}$  из режимов холостого хода и короткого замыкания, имеем:  $A_{11} = U_1 / U_2$ ;  $A_{21} = I_1 / U_2$ ;  $A_{12} = U_1 / I_2$ ;  $A_{22} = I_1 / I_2$ . Зависимости параметров холостого хода  $A_{11}$  и  $A_{21}$  от координаты светового зонда приведены на рис. 20. Зависимости параметра короткого замыкания  $A_{22}$  аналогичны зависимости параметра  $A_{11}$  (рис. 20, а), а зависимости  $A_{12}$  приведены на рис. 21.

С учетом характера изменения параметров четырехполюсника при изменении координаты светового зонда и того, что ФФП работает в основном в режиме заданного напряжения  $R_{\text{порт}} = |A_{12} / A_{11}|$ . Полное интегральное сопротивление ФФП равно его входному сопротивлению в режиме холостого хода:  $R_n = |A_{11} / A_{21}|$ .

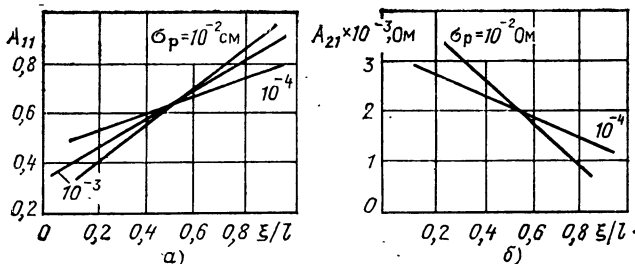


Рис. 20. Координатная зависимость параметров холостого хода  $A_{11}$  (а) и  $A_{21}$  (б) при  $h/l=0,1$ ;  $\sigma_{ф.с}=10^{-4}$  Ом $^{-1}$ ;  $\sigma_{ф.т}=10^{-6}$  Ом $^{-1}$ .

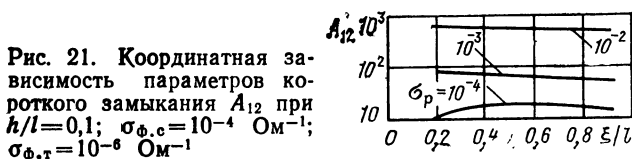


Рис. 21. Координатная зависимость параметров короткого замыкания  $A_{12}$  при  $h/l=0,1$ ;  $\sigma_{ф.с}=10^{-4}$  Ом $^{-1}$ ;  $\sigma_{ф.т}=10^{-6}$  Ом $^{-1}$ .

При работе ФФП в цепях переменного тока существенным является наличие линейных и нелинейных искажений, кроме того, распределенная емкость фотослоя  $C_{\phi}$  ограничивает частотный диапазон работы ФФП. Граничная частота  $f_b = 1/2\pi C_{\phi} R_{\Sigma}$ , где в режиме холостого хода  $R_{\Sigma} = R_{\Pi}$ , а значение емкости

$$C_{\phi} = \frac{\epsilon}{4\pi} \int_0^l \frac{dx}{n^2(x)} \left[ \int_0^l \frac{dx}{n(x)} \right]^{-2}$$

(в первом приближении по данным [33]).

Причиной нелинейных искажений выходного сигнала ФФП служит неомичность контактов коллектора с фотослоем и резистивным слоем. В общем случае для анализа работы ФФП в цепях переменного тока [31] можно предложить полную эквивалентную схему его замещения

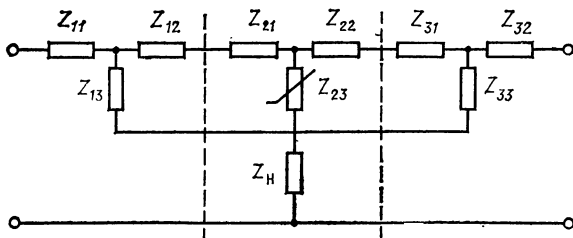


Рис. 22. Эквивалентная схема замещения ФФП

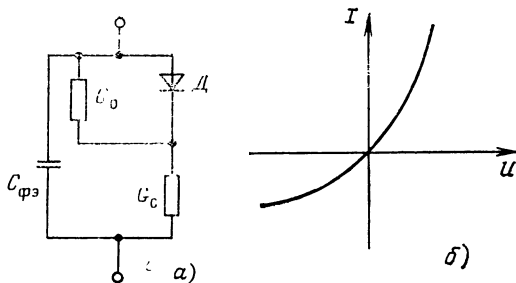


Рис. 23. Эквивалентное сопротивление  $z$  (а) и ВАХ (б) неидеального диода

(рис. 22), в которой два темновых участка фотослоя заменены Т-образными схемами замещения с сопротивлениями  $z_{11}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{13}$  и  $z_{31}$ ,  $z_{32}$ ,  $z_{33}$ . Зондовый участок характеризуется сопротивлениями  $z_{21}$ ,  $z_{22}$  и нелинейным сопротивлением  $z_{23}$ . Для упрощения анализа нелинейное сопротивление  $z_{23}$  заменим неидеальным диодом (рис. 23), имеющим прямую проводимость  $G_c$ , обусловленную световым сопротивлением фотослоя, и обратную проводимость  $G_o$ , обусловленную выпрямляющим действием контакта коллектор — фотослой. Учитывая, что прямая и обратная проводимости неидеального диода отличаются в 1,5—2 раза [33], аппроксимируем ВАХ диода двумя линейными участками. Выходной сигнал ФФП для этого случая показан на рис. 24. Согласно [19] разложение в ряд Фурье сигнала такой формы дает

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{m1} - U_{m2}}{\pi} + \frac{1}{2} (U_{m1} + U_{m2}) \sin \omega t + \\ + \frac{U_{m1} - U_{m2}}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{1 - 4k^2} \cos 2k\omega t,$$

где  $k=1, 2, 3, \dots, n$ ;  $U_{m1}$ ,  $U_{m2}$  — амплитуды положительной и отрицательной полуволн соответственно. Для коэффициента гармоник имеем:

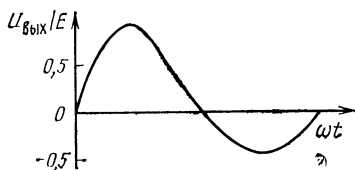


Рис. 24. Выходной сигнал ФФП при наличии искажений

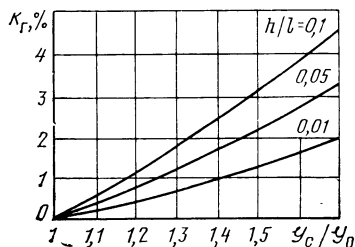


Рис. 25. Влияние конструктивных параметров ФФП на коэффициент гармоник

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n U_{dk}^2}}{U_{d1}} = \frac{2(U_{m1} - U_{m2})}{\pi(U_{m1} + U_{m2})} \sqrt{\sum_{k=1}^n \frac{1}{(1 - 4k^2)^2}}. \quad (26)$$

Графическая интерпретация выражения (26) приведена на рис. 25. Анализ показывает, что влияние выпрямляющего контакта на выходной сигнал возрастает с увеличением ширины светового зонда.

Рассматривая энергетические характеристики ФФП, следует обратить особое внимание на выбор питающего напряжения. Оно ограничивается номинальной мощностью рассеяния, допустимой плотностью тока в контактах и предельной напряженностью поля в фотослое. Номинальная мощность рассеяния, в свою очередь, определяется тепловыми свойствами ФФП. Так, для линейного ФФП с керметной резистивной пленкой на ситалловой подложке температура подложки нелинейно зависит от потребляемой мощности, поэтому допустимую мощность рассеяния  $P_{\text{доп}}$  ФФП необходимо выбирать с учетом максимальной температуры преобразователя  $t_{\text{max}}$ . За  $t_{\text{max}}$  следует принимать допустимую температуру нагрева фотослоя, как наиболее чувствительного к перегреву. Так, согласно [30] при температуре 60 °С у фотослоев группы  $A^{II}B^{VI}$  наблюдается резкий метрологический откат из-за активации неравновесных носителей и снижении чувствительности фотослоя. Предельная же температура керметных пленок составляет 150 °С [10].

С учетом температуры окружающей среды электрическая нагрузка ФФП должна быть [10] снижена до  $P_{\text{ном}} = P_{\text{доп}}(t_{\text{max}} - 20^\circ\text{C}) / (t_{\text{max}} - t'_c)$ , где  $t_{\text{max}}$ ,  $t'_c$  — максимальная температура подложки ФФП и температура окружающей среды соответственно. Допустимое напряжение питания ФФП  $U_{\text{доп}} = \sqrt{P_{\text{ном}} R_{\text{п}}}$ . При этом необходимо учитывать допустимую напряженность поля в фотослое, которая для соединений группы  $A^{II}B^{VI}$  составляет  $10^2$ — $10^5$  В/см [30], а также предельную электрическую нагрузку контактов  $Q = I_k \rho_k$ , определяемую допустимой плотностью тока в контактах  $I_k$  и удельным сопротивлением контакта  $\rho_k$ .

## 8. Анализ погрешностей ФФП

Точность функционального преобразования ФФП зависит от многих факторов, определяемых как конструкцией, так и технологией изготовления потенциометра. Для упрощения анализа выделим методические, инструментальные и дополнительные погрешности. *Методические* погрешности вызваны аппроксимацией контура резистивной пленки или искажениями в области светового зонда и шунтирующим действием фотослоя и нагрузки. *Инструментальные* погрешности обусловлены неоднородностью резистивного слоя и фотослоя, перекосом масок при напылении, неточностью границ из-за подпыления либо



подтравливания, несовпадением реальной линии сканирования светового зонда с расчетной. *Дополнительные* погрешности обусловлены влиянием температуры, влажности и давления окружающей среды, а также временной нестабильностью параметров резистивного слоя, фотослоя, колебаниями питающего напряжения и сопротивления нагрузки.

Методические погрешности аппроксимации  $\delta_A$ , шунтирующее влияние фотослоя  $\delta_\Phi$  и светового зонда  $\delta_{с.з}$  проанализированы выше. Учитывая, что все эти составляющие могут иметь различные знаки, необходимо результирующую методическую погрешность определять по формуле

$$\delta_m = \sqrt{\delta_{Amax}^2 + \delta_{\Phi max}^2 + \delta_{с.з max}^2}.$$

Среди инструментальных погрешностей важное значение имеет погрешность, обусловленная неоднородностью используемых пленок. Для потенциального режима согласно [30] суммарная погрешность, вызванная неоднородностью резистивного слоя и фотослоя,

$$\delta_n = \{\delta_\Phi(\xi) R_{с.з}/R_n + (1 + R_{с.з}/R_n)[1 + \delta_\Phi(\xi)]\delta_p(\xi)\} / [1 + \delta_\Phi(\xi) + R_{с.з}/R_n], \quad (27)$$

где  $R_{с.з}$  — усредненное сопротивление светового зонда;  $\delta_p(\xi)$  и  $\delta_\Phi(\xi)$  — относительная неоднородность резистивного слоя и фотослоя соответственно. При  $R_{с.з}/R_n \rightarrow 0$  погрешность  $\delta_n$  не зависит от неоднородности фотослоя и практически полностью определяется неоднородностью резистивного слоя:  $\delta_n \approx \delta_p(\xi)$ .

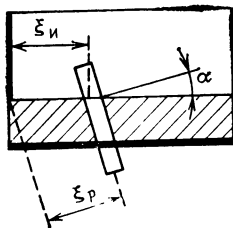


Рис. 26. К определению погрешности от перекоса светового зонда

Непараллельность границы резистор — фотослой и траектории движения светового зонда (рис. 26) приводит к несоответствию координат реального положения  $\xi_p$  светового зонда и расчетного  $\xi_u$ , относительная погрешность здесь  $\delta_{ск} = (\xi_p - \xi_u)/\xi_p$ . Как следует из рис. 26,  $\xi_p = \xi_u \cos \alpha$ , что позволяет записать  $\delta_{ск} = 1 - 1/\cos \alpha$ . Исходя из заданной погрешности допустимый угол перекоса светового зонда  $\alpha_{доп} = \arccos (1 - \delta_{ск})^{-1}$ .

Для ФФП с круговым сканированием характерна погрешность от эксцентриситета.

Если  $r_2$ ,  $\varphi_2$  — параметры эксцентриситета в полярной системе координат, а  $R_{ск}$  — радиус сканирования, то абсолютная погрешность от несовпадения фактической и расчетной линий сканирования

$$\Delta \varphi = \varphi - \arccos \left[ \frac{2r}{R_{ск}} \sin \varphi \sin (\varphi - \varphi_2) + \cos \varphi \sqrt{1 - (2r/R_{ск})^2 \sin^2 (\varphi - \varphi_2)} \right].$$

Перекося масок при напылении обуславливает переменную ширину светового зонда, при этом из (27) для  $\delta_p(\xi) = 0$  погрешность от пере-

коса  $\delta_n = \text{tg } \alpha \xi R_{c.s.}/R_n(1 + \xi \text{tg } \alpha + R_{c.s.}/R_n)$ , что при  $R_{c.s.}/R_n \rightarrow 0$  дает  $\delta_n \rightarrow 0$ .

Погрешность от неточности нанесения границ контура  $\delta_r$  определяется выражением (27), в котором следует положить  $\delta_\phi(\xi) = \Delta b(\xi)/b$ , а  $\delta_p(\xi)$  определять с учетом неравномерной ширины резистивного слоя  $c(\xi) = c + \Delta c(\xi)$ . Общая инструментальная погрешность, имеющая в основном мультипликативный характер, определится как  $\delta_n = \sqrt{\delta_n^2 + \delta_{c.k.}^2 + \delta_n^2 + \delta_r^2}$ . Аддитивная составляющая погрешности, определяющая пороговую чувствительность ФФП, складывается из шумов резистивного слоя, фотослоя, а также контактных шумов.

Шумы резистивного слоя делятся на тепловые и токовые [21]. ЭДС тепловых шумов может быть найдена по формуле

$$e_{p.теп} = \sqrt{4kTR_p\Delta f}, \quad (28)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $R_p$  — полное сопротивление резистивной пленки;  $\Delta f$  — частотный спектр. ЭДС токовых шумов  $e_{p.t}$  [22] пропорциональна приложенному напряжению и отношению диаметра проводящих частиц к длине проводящих цепочек, что во многом определяется материалом и конструкцией проводящего элемента. Токовые шумы уменьшаются с ростом частоты. Для керметных тонкослойных резистивных пленок уровень токовых шумов невелик и не превышает 5 мкВ.

Шумы фотослоя состоят из теплового, радиационного, генерационно-рекомбинационного, а также избыточного шумов. *Тепловой шум* фотослоя  $e_{ф.теп}$  аналогичен  $e_{p.t}$  и определяется по (28), где  $R_p$  заменяют на полное сопротивление фотослоя  $R_{фс.}$  *Генерационно-рекомбинационный шум*  $e_{ф.г.р.}$  обусловлен флуктуациями концентрации свободных носителей:

$$e_{ф.г.р.} = 2\sqrt{eI_0\tau_n\Delta f/T_d}, \quad (29)$$

здесь  $e$  — заряд электрона;  $I_0$  — среднее значение протекающего через фотослой тока;  $\tau_n$ ,  $T_d$  — время жизни и дрейфа носителей соответственно;  $\Delta f$  — диапазон частот.

*Радиационный шум* фотослоя обусловлен его чувствительностью к излучению окружающей среды. ЭДС радиационного шума

$$e_{ф.г.р.} = 8S_\phi k \sigma_{ф.т} T^5 \phi S_u, \quad (30)$$

где  $S_\phi$  — площадь фотослоя;  $T_\phi$  — температура фона;  $S_u$  — вольтовая чувствительность фотослоя;  $\sigma_{ф.т}$  — темновая проводимость фотослоя. Избыточный или токовый шум

$$e_{ф.и} = A_\tau I_0 R_{ф.п} \sqrt{\Delta f/f}. \quad (31)$$

С учетом конструктивных особенностей ФФП постоянная  $A_\tau$  выбирается в диапазоне  $(3-30) \cdot 10^{-7}$ .

Общая ЭДС шумов ФФП без учета дополнительных шумов, вызванных дефектами пленок, некачественным исполнением контактов и т. п.,

$$e_{\text{шум}} = \sqrt{e_{p,\text{теп}}^2 + e_{p,\tau}^2 + e_{\phi,\text{теп}}^2 + e_{\phi,p}^2 + e_{\phi,g,p}^2 + e_{\phi,n}^2}. \quad (32)$$

Пороговая чувствительность ФФП для двукратного превышения уровня шума  $x_n = 2e_{\text{шум}}/k$ . При уровне шума 20 мкВ и чувствительности  $k=0,1$  В/мм  $x_n=0,4$  мкм.

В заключение отметим, что повышенный уровень шумов может свидетельствовать о различных дефектах ФФП, что позволяет использовать уровень шума как критерий качества и надежности ФФП.

Для анализа дополнительных погрешностей используем уравнение выходной статической характеристики линейного фотопотенциометра:

$$U_{\text{вых}} = \frac{[\sigma_p C b (2\xi \sigma_{\phi,c} - 2\xi \sigma_{\phi,\tau} + \sigma_{\phi,\tau} l) + \sigma_{\phi,c} \sigma_{\phi,\tau} (l - \xi - 0,5h) h^2 B] E R_n}{2\sigma_p R_n l b C \sigma_{\phi,c} + 2\sigma_p b^2 C + \sigma_{\phi,c} l^2 B (2b + \sigma_{\phi,\tau} R_n l)}, \quad (33)$$

где  $B = [(l - \xi - h/2)(\xi - h/2)]/l^2$ . Для определения дополнительных погрешностей, вызванных колебаниями напряжения питания  $E$ , сопротивления нагрузки  $R_n$  и проводимостей резистивного и фотослоев, найдем частные производные от (33). Погрешность, обусловленная изменением  $R_n$ :

$$\delta_n = [FD - DR_n (2\sigma_p l b C \sigma_{\phi,c} + \sigma_{\phi,c} l^2 A \sigma_{\phi,\tau})] \Delta R_n / FDR_n,$$

где  $D, F$  — числитель и знаменатель (33) соответственно. Погрешность от колебаний напряжения источника

$$\delta_E = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial E} \Delta E = \frac{\Delta E}{E}.$$

Для погрешностей, обусловленных временной и температурной нестабильностью параметров резистивного слоя и фотослоя, имеем

$$\delta_{\sigma_p} = \frac{FE_n c b (2\xi \sigma_{\phi,c} - 2\xi \sigma_{\phi,\tau} + \sigma_{\phi,\tau} l) R_n - 2D c b (R_n \sigma_{\phi,c} l + b)}{FD} \Delta \sigma_p;$$

$$\delta_{\phi,\tau} = \frac{FE_n [\sigma_{p,c} b l - 2\xi \sigma_p c b + \sigma_{\phi,c} (l - \xi - h/2) h^2 B] R_n - DR_n \sigma_c l^2 B}{FD} \Delta \sigma_{\phi,\tau};$$

$$\delta_{\phi,c} = \frac{FE_n [2\sigma_p c b \xi + \sigma_{\phi,\tau} (l - \xi - h/2) h^2 B] R_n - D [2\sigma_p R_n l b c + l^2 B (2b + \sigma_{\phi,\tau} R_n l)]}{FD / \Delta \sigma_{\phi,c}}.$$

Изменения проводимостей соответствующих слоев ФФП при колебаниях температуры могут быть найдены из выражений:  $\sigma_p = \sigma_{p0}(1 + \alpha_p \Delta t)$ ;  $\sigma_{\phi,\tau} = \sigma_{\phi,\tau 0}(1 + \alpha_{\phi,\tau} \Delta t)$ ;  $\sigma_{\phi,c} = \sigma_{\phi,c 0}(1 + \alpha_{\phi,c} \Delta t)$ , где  $\alpha_p, \alpha_{\phi,\tau}, \alpha_{\phi,c}$  — температурные коэффициенты проводимостей (ТКП) резистивного и фотослоев соответственно.

Учитывая, что всегда  $\alpha_{\phi,\tau} > 0$ , как правило  $\alpha_{\phi,c} < 0$ , и  $\alpha_p$  для керметных пленок может быть как положительным, так и отрицательным, изменяясь в широких пределах от  $-10^{-3}$  до  $+10^{-3}$  1/град, для снижения суммарной температурной погрешности необходимо  $\alpha_p$  выбирать положительным.

Анализ выражений для дополнительных погрешностей показывает, что нестабильность сопротивления нагрузки и проводимостей резистивного и фотослоев вносит как аддитивную, так и мультипликативную составляющие, зависящие от координаты светового зонда. Аналогично изменяется и температурная погрешность, поэтому ограничение диапазона преобразования позволяет снизить температурную погрешность ФФП.

Существенное снижение погрешностей, вызванных технологическим разбросом параметров фотослоя, резистивного слоя, влиянием параметров светового зонда, обеспечивается в конструкциях ФФП с регулируемой характеристикой (рис. 27). В таких ФФП заданная функциональная зависимость  $\psi(x)$  обеспечивается методом кусочно-линейной или нелинейной аппроксимации. Выбрав ширину  $\Delta x$  участков аппроксимации одинаковой, можно найти их число  $N$  с учетом заданной абсолютной погрешности преобразования  $\Delta a$  [16] из выражения

$$N \geq (x_m - x_0) / \sqrt{8\Delta a / \mu_2}, \quad \text{где } \mu_2 = |\psi''_{\max}(x)|.$$

Для получения требуемой характеристики ФФП необходимо выставить определенные потенциалы на дополнительных электродах с помощью регулировочных сопротивлений. Для упрощения регулировки электроды целесообразно располагать по эквипотенциальным линиям ранее спрофилированного контура. В этом случае кусочно-функциональная аппроксимация позволяет существенно повысить точность ФФП.

## 9. Особенности технологии ФФП

Создание функционального фотопотенциометрического преобразователя предполагает решение следующих технологических задач [30]:

1. Получение на подложке резистивных, фоторезистивных и контактных пленок с требуемыми электрическими, оптическими, химическими, механическими и технологическими свойствами, которые предназначены для работы в качестве резистора, фотослоя, электродов, коллектора.

2. Создание необходимых контактов между элементами пленочной структуры.

3. Формирование необходимой конфигурации и микрорельефа пленок.

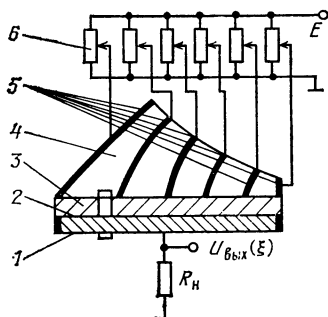


Рис. 27. Конструкция ФФП с регулируемой характеристикой:

1 — световой зонд; 2 — коллектор; 3 — фотослой; 4 — резистивный слой; 5 — электроды; 6 — регулировочные резисторы

Резистивный слой должен обладать химической стойкостью к материалу фотослоя. Контакты слоя с электродами, коллектора с фотослоем и резистора с фотослоем должны быть омическими, т. е. должны иметь низкое сопротивление и обладать линейной вольт-амперной характеристикой. Применяемые пленки должны обладать также хорошей временной стабильностью, технологической воспроизводимостью параметров, высокой однородностью, взаимной технологической совместимостью. Важной задачей разработки технологии является обеспечение взаимной независимости технологических режимов и параметров пленок. Это объясняется тем, что при напылении, например, фотослоя на резистор параметры последнего изменяются, и наоборот, длительное пребывание готового фотослоя в вакууме, необходимом для напыления резистора и электродов, снижает его фоточувствительность. Таким образом, технологическая зависимость параметров резистивного и фотослоев затрудняет получение ФФП с требуемыми характеристиками.

На основе литературных обзоров [10, 30, 33] для получения резистивных пленок можно предложить следующие материалы, удовлетворяющие перечисленным требованиям: керметы  $\text{CrSi}$ ,  $\text{Cr} - \text{SiO}$ ,  $\text{Ni} - \text{Si}$ ,  $\text{Fe} - \text{Si}$ , а также двуокись олова  $\text{SnO}_2$ . Диапазон удельных поверхностных сопротивлений в указанных пленках составляет  $4 - 4 \cdot 10^4$  Ом. Технология их получения хорошо изучена, отработана и поставлена на промышленную основу. Достоинством керметов является возможность получения у них путем изменения процентного содержания Si как положительных, так и отрицательных температурных коэффициентов сопротивления ТКС, что может быть использовано, например, при температурной стабилизации параметров ФФП. Кроме того, для керметов может быть найден такой состав, который, как и пленка  $\text{SnO}_2$ , технологически совместим с фотослоем, а именно, не изменяет своего сопротивления при последующем напылении на него фотослоя даже при длительном отжиге последнего на воздухе. Так, например, керметы  $\text{Cr} - \text{Si}$  при  $\text{Si} \approx 50\%$  стабильны при отжиге на воздухе. При  $\text{Si} < 50\%$  ТКС положителен, при  $\text{Si} > 50\%$  отрицателен. Для кермета  $\text{Fe} - \text{Si}$  аналогичное содержание кремния  $\text{Si} \approx 55\%$  [10].

К фоторезистивным пленкам, помимо перечисленных, предъявляются также требования высокой стационарной и спектральной фоточувствительности, а также низкой инерционности. Наиболее полно отмеченным требованиям удовлетворяют фоточувствительные соединения группы  $A^{II}B^V$ , например  $\text{CdS}$ ,  $\text{CdSe}$  и твердые растворы на их основе, в частности  $\text{CdS}_x\text{Se}_{1-x}$  ( $0 \leq x \leq 1$ ). Они обладают высокой фоточувствительностью в видимой и ближней инфракрасной областях спектра, т. е. в областях спектрального распределения излучения источников света, наиболее широко используемых в оптоэлектронике. Важным достоинством фоточувствительных соединений типа  $\text{CdS}$  является их высокая технологичность. Технология фотослоев  $\text{CdS}$  весьма разнообразна, хорошо разработана и представлена в отечественной и зарубежной литературе [30, 33].

Контактные слои изготавливаются из металлов, дающих омический контакт с фото- и резистивным слоями и имеющих хорошие эксплуатационные свойства. Литературный обзор [30] показал, что такими металлами являются алюминий Al и кадмий Cd. Но при использовании Al, напыленного в вакууме, существуют значительные трудности, связанные с образованием изолирующей прослойки окиси алюминия вследствие адсорбции кислорода фотослоем. Чтобы исключить образование прослойки, фотослой предварительно нагревают в высоком вакууме. С этой же целью для получения омического контакта используют многослойную технологию, заключающуюся в последовательном нанесении слоев Ti — Al — Pt. В отличие от алюминия, пайка и сварка с которым вызывает большие затруднения, кадмий позволяет производить пайку обычными припоями. Кадмиевый контакт обладает малым сопротивлением, линеен в широком диапазоне напряжений и температур и является более предпочтительным, чем алюминиевый.

Для выполнения заданных функций элементы ФФП должны иметь определенную конфигурацию и размеры. Выбор метода создания геометрического рельефа определяется материалами тонких пленок, их свойствами, требованиями к точности и плотности размещения элементов, технологической воспроизводимости, а также последовательностью технологических операций при изготовлении ФФП. Существуют два основных метода создания требуемой конфигурации пленок — метод *свободных масок* и *фотолитография*. Метод свободных масок заключается в нанесении слоев через специальные заранее сделанные маски, изготавливаемые из специальной фольги методами обычной фотопечати. Свободная маска обеспечивает точность конфигурации  $\pm 50$  мкм. Эта точность зависит от зазора между маской и подложкой и от их плоскостности. Несколько большую точность получения конфигурации слоев дает фотолитография, заключающаяся в нанесении на профилируемый слой фоторезиста, который затем экспонируется светом через специальные фотошаблоны, и удалении ненужных участков слоев вместе с фоторезистом специальными травителями.

Фотопотенциометры представляют собой многослойные тонкопленочные структуры, требующие создания геометрического рельефа не только резистивной, но и контактной и фотопроводящей пленок. При этом формирование рисунков методами фотолитографии усложняется, так как необходимо предусматривать совместимость технологических процессов, подбор селективных реагентов и т. п. В связи с этим при изготовлении ФФП целесообразно совмещать методы свободной маски и фотолитографию.

Для изготовления масок предварительно делают увеличенные методом фотопечати оригиналы, которые затем фотографируют. Профилированные резистивные слои можно получать как напылением непосредственно через маски, так и фотолитографией ранее напыленного сплошного слоя. Отметим, что фотолитография предпочтительнее, так как дает большую точность профилирования резистивного слоя, обеспечи-

вающего реализацию заданной функции преобразования. На резистивный слой последовательно через маски напыляются фотослой и контактные слои. Применение фотолитографии из-за сложности подбора селективных реагентов при этом затруднено. В качестве подложки могут быть использованы ситалл, стекло, слюда, которая, обладая гибкостью и технологичностью, позволяет придавать подложке различную форму.

Отметим, что большинство методов напыления пленок не обеспечивает их однородности и равномерности по толщине, что сказывается на точности ФФП в целом. Наибольшей неоднородностью и неравномерностью обладают пленки, полученные термическим испарением в квазизамкнутом объеме (200—300 %), наиболее однородны пленки, полученные химическим путем (не более 5 %). Свойства пленок во многом определяются применяемыми материалами и технологией изготовления, что обязывает разработчиков уделять должное внимание вопросам технологии.

### Глава третья

## **ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**

### **10. Структура волоконно-оптических нониусных АЦП**

Освоение серийным производством широкой номенклатуры волоконно-оптических элементов в сочетании с достижениями микроэлектроники открывает ряд новых возможностей для построения АЦП перемещения. Если микроэлектроника обеспечивает минимум габаритно-массовых показателей АЦП без снижения функциональных возможностей, то использование светопроводящего волокна позволяет эффективно решать такие конструктивные проблемы, как квантование и функциональное кодирование положения светового зонда, размножение и сложение оптических сигналов, согласование размеров излучателя и фотоприемника, устранение неоднозначности преобразования и т. п. Опыт разработки АЦП перемещения в код показывает, что весьма эффективным направлением улучшения технических характеристик АЦП является использование нониусного принципа построения кодирующих устройств [16].

В основе работы нониусных АЦП лежит известный принцип геометрического нониуса, суть которого заключается в том, что при взаимном перемещении двух шкал с различной ценой деления наблюдается чередование

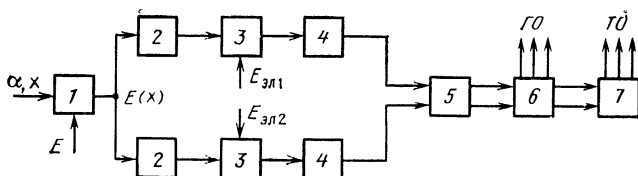


Рис. 28. Структурная схема нониусного АЦП первого типа

моментов совпадения, т. е. геометрического совмещения элементов указанных структур. При этом период совпадений  $\Delta\omega$ , непосредственно определяющий разрешающую способность АЦП, оказывается существенно меньше периодов шкал, образующих сопряжения. Основное уравнение нониусного сопряжения  $\omega_n = \omega_0 \gamma \pm \Delta\omega$ , где  $\omega_0$  — шаг опорного раstra;  $\omega_n$  — шаг нониусного раstra;  $\gamma$  — модуль нониуса. Все многообразие структур нониусных АЦП можно свести к четырем группам, различающимся алгоритмом функционирования каналов грубого (ГО) и точного (ТО) отсчетов.

В АЦП первого типа (рис. 28) оба канала выполнены по принципу последовательного счета. Входной сигнал в виде координаты линейного перемещения  $x$  или угла поворота вала  $\alpha$  воздействует на чувствительный элемент (ЧЭ) 1, который осуществляет пространственную модуляцию опорного оптического излучения  $E$  по двум идентичным каналам преобразования, состоящим из нониусных оптических кодирующих устройств 2, блоков формирования аналоговых сигналов 3, а также сравнивающих устройств 4. Чувствительный элемент обычно представляет собой оптическую маску со шкалой образцовых отверстий заданной формы, расположенных с пространственным периодом  $\omega_0$ , соответствующим дискретности преобразования в канале ГО. Нониусные кодирующие устройства содержат оптические образцовые меры, расположенные с периодом нониусной шкалы  $\omega_n$ . В качестве образцовых мер используются оптические или волоконно-оптические растры.

В результате нониусного соотношения периодов растров на выходе кодирующих устройств формируются оптические сигналы, сдвинутые друг относительно друга на заданное расстояние. При этом пространственные частоты этих сигналов существенно превышают частоты как опорного, так и нониусного растров. Полученные сигналы поступают для дальнейшей обработки в элект-



ронные блоки 3, которые выполняют преобразование носителя информации, стабилизацию и нормирование уровней соответствующих электрических сигналов. Сравнивающие устройства 4 путем амплитудной селекции сигналов  $F_{эл1}(x)$  и  $F_{эл2}(x)$  формируют последовательности импульсов, сдвинутые по фазе друг относительно друга на  $\Delta\omega$ .

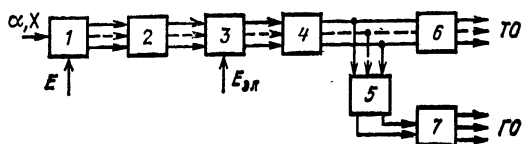


Рис. 29. Структурная схема ноннусного АЦП второго типа

Схема управления счетом 5 по последовательности поступления импульсов со сравнивающих устройств определяет направление перемещения ЧЭ и в соответствии с этим направляет очередной импульс либо на шину сложения, либо на шину вычитания  $N$ -разрядного реверсивного счетчика, условно разделенного на разряды  $TO$  и  $ГО$  (блоки 6 и 7 рис. 28).

Описанная структура отличается простотой оптической и электронной схем, однако ее применение затруднено из-за недостаточной помехозащищенности, непозиционности системы кодирования, а также повышенных требований к быстродействию элементов.

В преобразователях второго типа (рис. 29)  $ГО$  выполнен по принципу последовательного счета, а  $ТО$  — по принципу позиционного считывания. В этом случае опорная шкала световых штрихов, сформированная ЧЭ 1, взаимодействует с  $n$ -канальным ноннусным растром. В результате в кодирующих устройствах 2 формируется система из  $n$  параллельных сигналов, амплитуды которых изменяются в соответствии с входной величиной  $(\alpha, x)$ . При этом взаимные фазовые сдвиги сигналов изменяются через равные промежутки  $\Delta\omega$ , образуя замкнутую систему в интервале  $(0-2\pi)$ . Амплитуды этих сигналов однозначно характеризуют положение ЧЭ при изменении входной величины в пределах шага дискретности опорного раstra.

Оптические сигналы обрабатываются блоком электроники 3. Аналого-цифровое преобразование электрических сигналов осуществляется при помощи блока сравнивающих устройств 4, генерирующих  $n$ -фазную систему

позиционных импульсных сигналов, которую можно рассматривать как нониусный цифровой эквивалент в  $n$ -рядной единичной позиционной системе счисления. Для получения двоичного кода точного отсчета единичный код подается в блок цифрового преобразования информации 6.

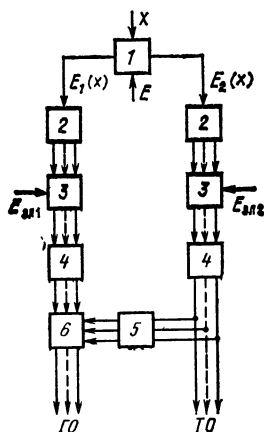


Рис. 30. Структурная схема нониусного АЦП третьего типа

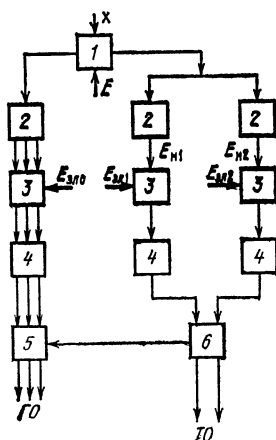


Рис. 31. Структурная схема нониусного АЦП четвертого типа

Грубый отсчет здесь формируется путем реверсивного подсчета импульсов счетчиком 7 с выхода блока 4, при этом роль дискриминатора направления счета выполняет схема управления счетом 5. Применение в нониусном канале позиционной системы кодирования позволяет снизить в  $n$  раз требования к быстродействию элементов, что важно для фотоприемников. Однако пропорционально выигрышу в быстродействии в структуре второго типа увеличиваются аппаратные затраты.

В структуре АЦП третьего типа (рис. 30) позиционный ГО сочетается с нониусным каналом, выполненным по принципу счета. Особенность этого устройства заключается в одновременной модуляции излучения чувствительным элементом по двум каналам — опорному и нониусному аналогично АЦП I типа (см. рис. 28, поз. 1—4). Кроме того, блок управления 5 в нониусном канале, помимо определения направления счета, управляет работой схемы согласования отсчетов (ССО) 6, включенной на выходе канала ГО. Этой структуре свойственны те же ограничения, что и преобразователям первого типа, хотя

точность преобразования здесь может быть повышена вдвое без особых аппаратных затрат.

Наилучшими динамическими свойствами, помехозащищенностью и надежностью обладают преобразователи четвертого типа (рис. 31). В этих устройствах оба канала выполнены по методу позиционного считывания. Кодирование информации в канале ГО осуществляется с использованием опорного оптического кодирующего устройства, представляющего обычно оптическую кодовую маску или волоконно-оптическую кодирующую матрицу. Дискретность канала соответствует шагу опорного раstra 1. Формирование кода грубого отсчета выполняется в блоках усилителей 2 и дискриминатора уровня 3. Нониусный канал принципиально не отличается от аналогичного канала в преобразователях второго типа (см. рис. 29, поз. 1—4). Основное структурное отличие заключается в наличии схемы согласования отсчетов 5, управляемой по сигналам сравнивающих устройств 3.

Приведенные структурные схемы образуют функционально полный ряд устройств с различными сочетаниями алгоритмов работы грубого и нониусного каналов. Выбор того или иного варианта производится в зависимости от реальных условий практического использования с учетом характеристик отдельных блоков.

Важнейшим узлом нониусных АЦП является оптико-механический блок. В общем случае он включает в себя чувствительный элемент (вал, шток), на котором укреплена оптическая маска с набором отверстий заданной формы, расположенных с пространственным шагом  $\omega_0$ . Ее изображение передается в плоскость нониусного раstra  $HP$ , содержащего оптические образцовые меры, расположенные с шагом  $\omega_H$ . Нониусный растр может быть выполнен в виде оптических, волоконно-оптических или фоторезистивных шкал различной конфигурации: линейных, радиальных винтовых, цилиндрических и т. д. [2].

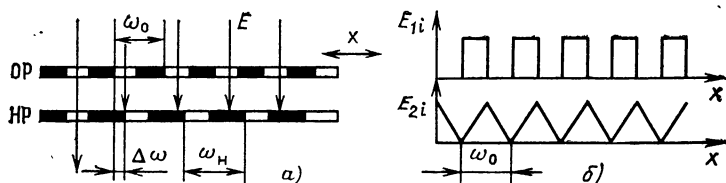


Рис. 32. Линейное нониусное сопряжение (а) и характер изменения функции пропускания (б)

В линейном исполнении (рис. 32) кодирующее устройство представляет собой шкалу эталонных отверстий, форма и размеры которых соответствуют форме и размерам отверстий опорной шкалы. Опорный растр  $OP$ , освещающий параллельным световым потоком  $P$ , формирует набор световых штрихов  $\{E_i(x)\}$ ,  $i=\overline{1, K}$ ,  $K \in N$ , который взаимодействует с входами нониусного кодирующего устройства. Множество выходных сигналов  $S$  описывается соответствующими функциями светопропускания отверстий нониусного растра  $HP$   $S' = \{\Pi_j(x)\}$ ,  $j=\overline{1, n}$ ,  $n=1, 2, \dots, \omega_0/\Delta\omega$ . В общем виде уравнение преобразования нониусного сопряжения можно записать так:

$$\{\Pi_j(x)\}_{j=\overline{1, n}} = [F] \{F_i(x)\}_{i=\overline{1, k}},$$

где  $n=1, 2, \dots, \omega_0/\Delta\omega$ ,  $k=1, 2, \dots, (\gamma n - 1)$ . Для растров с прямоугольными отверстиями функции светопропускания  $\Pi_i(x) = S_x/S_0$  есть отношение площади засвеченного участка  $S_x$  к полной площади отверстия  $S_0$ . Если ширина отверстий равна  $\omega_0/2$ , то  $\Pi_i(x)$  — периодические кривые с линейно нарастающими и спадающими участками (рис. 32, б) с пространственным фазовым сдвигом  $\Delta\omega = \omega_0/n$ .

В радиальном сопряжении (рис. 33) используются дуговые опорные и нониусные растры, отверстия в которых выполняются в виде секторов кольца с угловым размером  $0,5\omega$ . В этом случае диаметр двухотсчетного кодирующего устройства  $D = d_{\text{вн}} + 2n_0h + 2\gamma$ , где  $d_{\text{вн}}$  — внутренний диаметр кодирующего устройства;  $n_0$  — число разрядов грубого отсчета (жгутов);  $h$  — высота торцов световода при делении его на  $n_0$  жгутов;  $\gamma = h_n + 2b_0$  — высота порезей нониусной шкалы;  $b_0$  — ширина технологических перемычек.

Внутренний диаметр  $d_{\text{вн}} = \mu/\sin 0,5\omega_0$ , где  $\mu$  — ширина входных торцов волоконно-оптического кодирующего устройства. При малых  $\omega_0$   $d_{\text{вн}} \approx 2\mu/\omega_0$ . Разрешающая способность канала  $ГО$   $\omega_0 = 2\pi/2^{n_0}$ , а

$$d_{\text{вн}} \approx \frac{\mu}{\pi} 2^{n_0}. \quad (34)$$

Представляя суммарное число разрядов  $q_{\Sigma} = N + n_0$  как сумму разрядов каналов  $ГО$  и  $ТО$  с учетом последнего выражения для  $d_{\text{вн}}$ , можно окончательно считать

$$D = \mu \cdot 2^{q_{\Sigma} - N} / \pi + 2(q_{\Sigma} - N)h + 2\gamma.$$

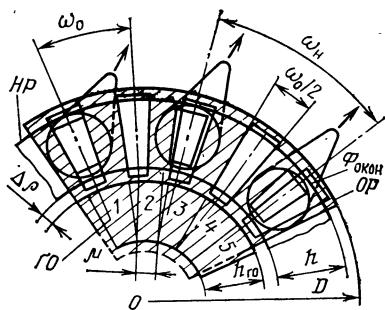


Рис. 33. Радиальное нониусное сопряжение

ла аналогичных отверстий, расположенных с угловым шагом нониусного раstra  $\omega_n$ . Принцип модуляции излучения цилиндрических сопряжений такой же, как и описанный выше. Если учитывать, что зазор между цилиндрами  $\delta \rightarrow 0$ , то для цилиндрического кодирующего устройства

$$D = \pi^{-1} \omega_0 \cdot 2^{\sigma \Sigma} \cdot \tau_0$$

Цилиндрическое нониусное сопряжение (рис. 34) использует два коаксиальных цилиндра из непрозрачного материала, внутри которых расположен источник света. В боковой поверхности внутреннего цилиндра опорного раstra имеются прямоугольные отверстия с угловым шагом  $\omega_0$ ; одна из сторон отверстий параллельна образующей цилиндра. Во внешнем цилиндре имеется шка-

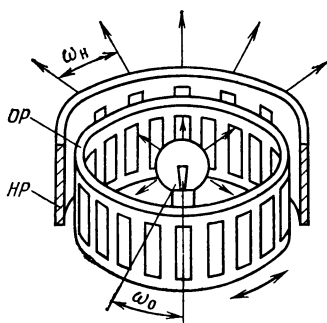
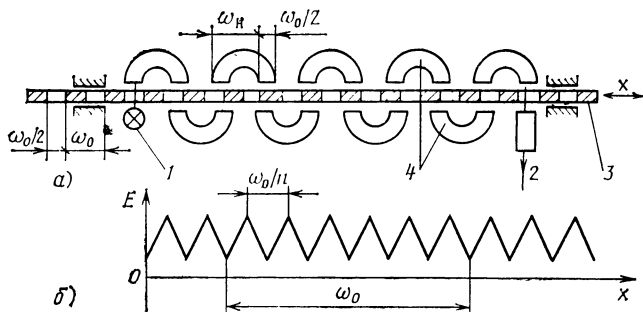


Рис. 34. Цилиндрическое нониусное сопряжение

Рис. 35. Волоконно-оптическое нониусное сопряжение (а) и характер модуляции светового потока (б)



При создании многооборотных АЦП угол — код целесообразно использовать винтовые нониусные сопряжения. Кодировующее устройство винтового типа содержит цилиндр, на боковой поверхности которого прорезана многовитковая щель с углом подъема  $\alpha_n$ , межвитковым расстоянием  $\omega_0$  и шириной  $0,5\omega_0$ . При повороте цилиндра с опорной шкалой на  $360^\circ$  набор световых штрихов, прошедших через боковую поверхность нониусного растра, линейно перемещается на  $\omega_0$ . При этом на выходе сопряжения произойдет полный цикл изменения оптических сигналов. При известных  $D$  и  $\omega_0$  имеем  $\alpha_n = \arctg(\omega_0/\pi D)$ . Зная длину нониусной шкалы  $l_n$ , можно определить необходимое число витков  $W = \text{Int}(\cos \alpha_n / \pi D)$ .

Использование светопроводящих волокон позволяет достаточно просто создавать волоконно-оптические нониусные сопряжения (рис. 35,а). В состав конструкции входят осветитель 1 и фотоприемник 2, связанные между собой через опорный растр 3 при помощи системы световодов 4, выполняющих роль нониусного растра. Шаг нониусной шкалы заложен в расстоянии между входом и выходом каждого световода. Торцы верхних световодов располагаются над торцами нижних по схеме световодов. Световой поток последовательно поступает с выхода одного световода на вход другого, пока не выйдет из волоконно-оптического тракта.

Если ширина отверстий диафрагмы равна ширине торцов световодов, то при перемещении диафрагмы наблюдается модуляция светового потока на выходе системы по треугольному закону (рис. 35,б). Период изменения сигнала  $\Delta\omega$  зависит от соотношения параметров опорного и нониусного растра  $\Delta\omega = \omega_0/n$ , где  $n$  — число световодов нониусного растра. Максимум выходного сигнала соответствует смещению диафрагмы на  $x = 0,5\Delta\omega$ , площадь светящегося участка выходного торца последнего световода равна  $0,5\Delta\omega h$ . Выбирая соответствующее значение  $h$  (см. рис. 33), можно получить сигнал, достаточный для надежной работы счетно-импульсных каскадов электронного блока преобразователя. Очевидно, что волоконно-оптические сопряжения могут быть построены аналогично и в устройствах радиального, цилиндрического и винтового типов.

Достижения современной технологии тонких пленок [33] позволяют формировать элементы нониусных структур в виде пленочных фоторезистивных матриц, что существенно снижает габаритно-массовые показатели АЦП. Возможны два варианта расположения фоторезистив-

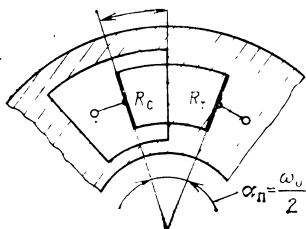


Рис. 36. Радиальная ориентация электродов

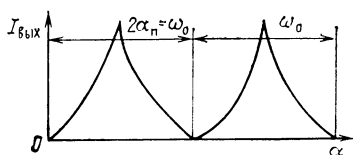


Рис. 37. Характер модуляции электрического сигнала

ных элементов, отличающихся чувствительностью. В первом случае (рис. 36) электроды сориентированы в радиальном направлении. При перемещении опорной шкалы межэлектродное пространство последовательно перекрывается чередующимися темными и светлыми полосами. В результате изменяется соотношение между включенными последовательно темновым  $R_r(\alpha)$  и световым  $R_c(\alpha)$  сопротивлениями участков, что приводит к модуляции электрических сигналов в цепях фоторезистора (рис. 37). При засветке фоторезистивного слоя [16, 21] суммарное сопротивление  $R_\Sigma = R_r[1 + \alpha_{отн}(1/m - 1)]$ , где  $R_r$  — темновое сопротивление;  $m$  — кратность изменения сопротивлений;  $\alpha_{отн} = 2\alpha/\omega_0$  — относительная координата границы свет — тень. Выходной ток в цепи элементарного фоторезистивного элемента (ФРЭ)  $I_{вых} = U_0/R_\Sigma[1 + \alpha_{отн}(1/m - 1)]$ . Чувствительность сопряжения  $\frac{\partial I}{\partial \alpha}$  величина переменная, имеющая максимумы  $\frac{dI}{d\alpha} \Big|_{max} = \frac{2U_0 m^2}{\omega_0 R_r} = n\omega_0/2$  в точках сопряжения, соответствующих  $\alpha =$

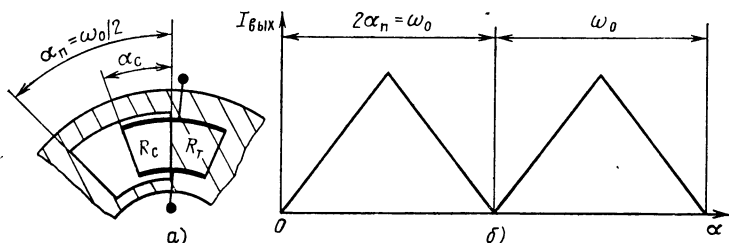


Рис. 38. Дугообразное расположение электродов (а) и характер модуляции электрического сигнала (б)

Во втором варианте исполнения фоторезистивных элементов электроды выполнены в виде участков окружностей (рис. 38,а). Световая граница перемещается параллельно электродам, темновой и световой участки фоторезистивного слоя включаются параллельно. Чувствительность рассматриваемого сопряжения  $\frac{\partial I}{\partial \alpha} = \frac{2U(m-1)}{R_T \omega_0}$

постоянна и не зависит от координаты перемещения (рис. 38,б), она примерно в  $m$  раз ниже, чем у сопряжений с радиальной ориентацией электродов.

## 11. Организация отсчетной части нониусных АЦП

В соответствии со структурными схемами нониусных АЦП оптические сигналы, промодулированные нониусным сопряжением, поступают в электронный блок преобразователя, где последовательно осуществляются пропорциональное преобразование оптического сигнала в электрический, масштабирование, амплитудная селекция и преобразование кода.

Структура наиболее универсального электронного блока показана на рис. 39. В состав блока входит  $n$  каналов по числу элементов нониусного раstra, содержащих фотоприемник  $\Phi\Pi$  с усилителем, сравнивающее устройство  $CY$ , устройства формирования коротких импульсов  $S$  (одновибраторы) и логические элементы ИЛИ. Входы  $i$ -х формирователей подключены к выходам соответствующим

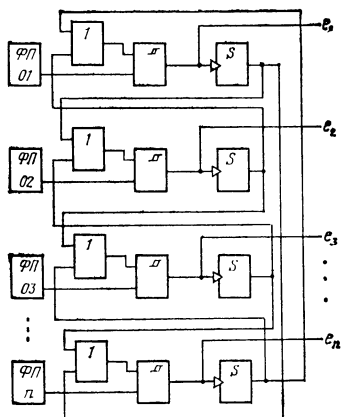


Рис. 39. Структура универсального электронного блока нониусного АЦП

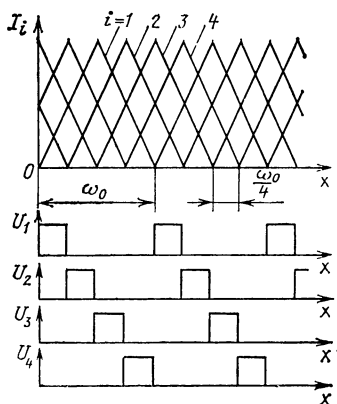


Рис. 40. Временная диаграмма работы электронного блока



СУ переходит из состояния «0» в состояние «1». По переднему фронту выходного сигнала схема  $S_i$  вырабатывает импульс, переводящий СУ  $(i-1)$ -го и  $(i+1)$ -го каналов в состояние «0», что необходимо для исключения влияния неоднозначности порогов срабатывания и гистерезиса. Циклическая работа логических цепей организована благодаря обратным связям входов и выходов первого и  $n$ -го СУ. В результате при движении чувствительного элемента электронный блок формирует набор логических сигналов:

Всякий раз импульс присутствует только на одном выходе электронного блока, что позволяет однозначно определять положение чувствительного элемента в пределах шага опорной шкалы  $\omega_0$ . Так, при  $U_1=1$  можно

сказать, что чувствительный элемент переместился на угол, равный целому числу  $M$  квантов опорной шкалы  $\alpha = M\omega_0$ . Появление «1» на выходе второго канала при  $U_2 = 1$  индицирует координату  $\alpha = \omega_0(M - 1/4)$  и т. д. Сказанное позволяет рассматривать совокупность сигналов  $U_k$  как единственный позиционный код (ЕПК) точного отсчета, соответствующий в данном случае четырем индицируемым значениям перемещения внутри шага  $\omega_0$ :  $0$ ;  $0,25\omega_0$ ;  $0,5\omega_0$ ;  $0,75\omega_0$ .

Описанная структура обеспечивает хорошие динамические свойства АЦП, однако ее аппаратура сложна и содержит значительное количество аналоговых блоков.

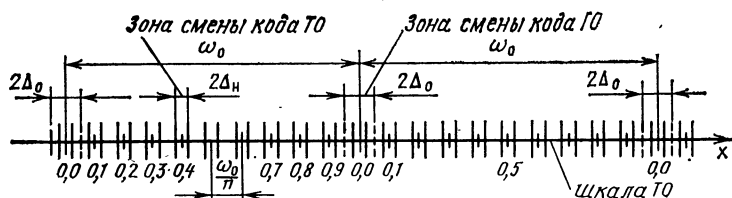


Рис. 42. Возникновение ошибки рассогласования

Использование принципа централизованного контроля позволяет свести к минимуму аппаратные затраты и применить более простые и стабильные цифровые логические элементы. Основными узлами такой системы (рис. 41) являются генератор тактовых импульсов (ГТИ) 06, подключенный через пересчетную схему (ПС) к распределителю импульсов (РИ) 08. Выходы РИ связаны с блоком токовых ключей 05, включенных последовательно в цепи сигнальных ФП 01—04. Описанная совокупность узлов представляет собой токовый коммутатор на четыре положения, осуществляющий поочередное подключение ФП ко входу сравнивающего устройства.

Если один из контролируемых сигналов достиг порогового уровня, то в момент опроса этого канала на выходе СУ появляется сигнал «1», который при помощи блока определения адреса (БОА) 10, управляемого сигналами с ПС, фиксируется в определенном разряде регистра точного отсчета (РТО) 11.

Частоту опроса каналов  $f_0$  необходимо выбирать с учетом интервала времени  $\Delta t_n$  между моментом прихода опрашивающего импульса и моментом входа сигнала в зону срабатывания СУ при максимальной скорости  $V_{max}$  изменения входной величины. Время нахождения сигнала

выше порога срабатывания  $t = 2k(U_{\max} - U_{\text{ср}})/V_{\max}$ , где  $U_{\max}$  — максимальная амплитуда сигнала;  $U_{\text{ср}}$  — порог срабатывания;  $k$  — безразмерный коэффициент, равный чувствительности. Максимум  $\Delta t_n$  равен длительности паузы  $t_n$  между импульсами опроса. Приняв  $\delta t = \Delta t_n/t$ , получим  $t_n \leq 2k\delta t(U_{\max} - U_{\text{ср}})/V_{\max}$ . С другой стороны, с учетом времени цикла опроса  $T_{\text{ц.о}}$  имеем  $t_n = (n-1)T_{\text{ц.о}}$ .

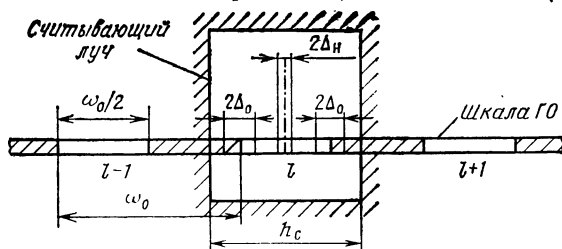


Рис. 43. Схема засветки канала грубого отсчета

Приравнивая последние выражения и учитывая, что  $f_0 = 1/T_{\text{ц.о}}$ , получаем  $f_0 = (n-1)V_{\max}/2k\delta t(U_{\max} - U_{\text{ср}})$ .

Основной проблемой при реализации данной схемы является выравнивание чувствительности статических характеристик каналов. Эту операцию можно выполнить путем регулировки освещенности ФД либо использованием нормирующих элементов в каждом канале. Для приведения кода  $ГО$  к системе счисления, общей с каналами  $ГО$ , ЕПК обрабатывается в преобразователе кода. Например, если  $ГО$  работает в позиционном двоичном коде (ПДК), то для точного преобразования ЕПК в ПДК необходимо, чтобы количество градаций нониусного раstra  $n$  было кратно степени числа 2. В этом случае число разрядов, формируемых нониусным каналом,  $q_{\text{ГО}} = \log_2 n$ . Синтез самого преобразователя кода может быть проведен на базе известных основ теории логического проектирования [13].

Создание двухотсчетных преобразователей выдвигает проблему согласования отсчетов для исключения ошибки, равной дискретности канала  $ГО$ . С одной стороны, эта ошибка обусловлена неточностью изготовления каналов  $ГО$  и  $ТО$ , а с другой — независимостью кодирования в каналах. В нониусных АЦП третьего и четвертого типов названная ошибка будет иметь место даже при идеальной точности изготовления канала  $ГО$ .

В реальных АЦП каналы  $ГО$  и  $ТО$  характеризуются конкретными инструментальными погрешностями  $\Delta_0$  и  $\Delta_n$ . Поэтому моменты изменения кода  $ГО$  будут всегда либо опережать, либо отставать от моментов равенства нулю

показаний канала  $TO$ , что зависит от конкретных значений погрешностей, заключенных в интервалах  $2\Delta_0$  и  $2\Delta_n$  (рис. 42).

В нониусных АЦП третьего и четвертого типов эта погрешность устраняется синхронизацией  $ГО$  и  $ТО$  в сочетании со схемой засветки входов  $ГО$ , показанной на

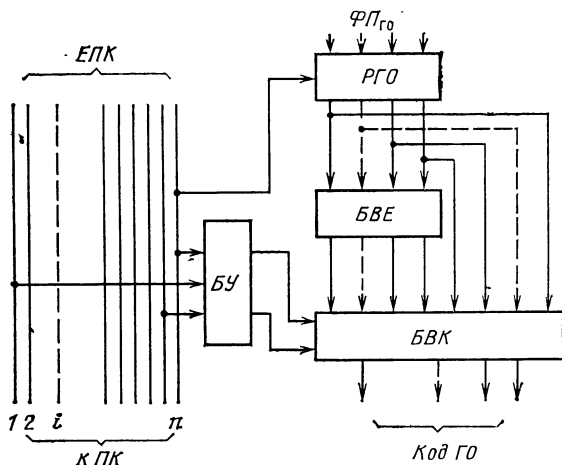


Рис. 44. Схема блока согласования отсчетов в АЦП четвертого типа

рис. 43. Работа схемы основана на том, что разрешение записи информации в регистр  $ГО$  происходит только по команде из канала  $ТО$ , формируемой в момент зануления кода  $ТО$ . В промежутках между этими командами информация в регистр  $ГО$  не проходит. Для надежной работы АЦП важен правильный выбор ширины считывающего луча в канале  $ГО$ , сигналы разрешения в котором целесообразно формировать в моменты совмещения оси симметрии считывающего отверстия шириной  $h_c$  с осью симметрии прозрачной зоны входного кванта  $ГО$ . Для того, чтобы считывающий луч не перекрывал одновременно прозрачные зоны соседних квантов, необходимо выполнение условия  $0,5\omega_0 < h_c < \omega_0$ . Однако границы отверстий входных квантов  $ГО$  всегда выполняются с определенной погрешностью  $\pm\Delta_0$ , кроме того, точность поступления разрешающих сигналов в регистр определяется погрешностью отсчета  $\pm\Delta_n$  в нониусном канале, поэтому реальные ситуации совпадения осей симметрии возникают с погрешностью  $\pm\Delta_n$ . С учетом сказанного ширина считывающего луча должна выбираться из соот-

ношения  $\omega_0 > h_c > 0,5\omega_0 + 2\Delta_0 + 2\Delta_n$ , а  $\Delta_0 \leq 0,5(h_c - 2\Delta_n) - 0,25\omega_0$ . Это выражение позволяет рационально оценить уровень требований к точности изготовления канала ГО. Например, при  $\omega_0 = 1$  мм,  $h_c = 0,9$  мм,  $\Delta_n = 0,01$  мм имеем  $\Delta_0 \leq 0,195$  мм.

Новишным АЦП свойственна еще одна специфическая ошибка — ошибка, возникающая при реверсе чувствительного элемента. Она возникает даже при идеальной точности изготовления и установки кодирующих устройств и носит методический характер. Суть ее заключается в том, что при обратном ходе ЧЭ результат преобразования оказывается больше истинного на единицу младшего разряда грубого отсчета. Например, для АЦП угол—код с  $\omega_0 = 1^\circ$  и  $n = 16$  канал ГО при прямом ходе ЧЭ последовательно вырабатывает кодовые эквиваленты следующего ряда чисел: 0, 1, 2, ...,  $M$ . Промежутки между точками показаний ГО интерполируются с точностью до  $\omega_0/n = 1/16$  показаниями точного отсчета: 0;  $1/16$ ;  $2/16$ ; ...;  $15/16$ . Допустим, что реверс начался с показаний  $2\frac{3}{16}$ . Тогда АЦП выдает следующую последовательность:  $2\frac{3}{16}$ ;  $2\frac{1}{8}$ ;  $2\frac{1}{16}$ ; 2,0. В точке 2,0 точный канал формирует стробирующий сигнал, разрешающий запись информации в регистр, но содержимое последнего не изменится и в нем по-прежнему будет храниться код числа 2,0. Поэтому при дальнейшем движении в обратном направлении АЦП выдает ложную последовательность:  $2\frac{15}{16}$ ;  $2\frac{7}{8}$  и т. д. вместо  $1\frac{15}{16}$ ;  $1\frac{7}{8}$  и т. д.

Для устранения ошибки реверса в АЦП четвертого типа алгоритм работы схемы блока согласования отсчета (рис. 44) ставят в зависимость от направления движения чувствительного элемента. В состав блока входят блок управления БУ, блок вычитания единицы БВЕ и блок выдачи кода БВК. Входы БВЕ подключены к выходам регистра памяти, управляемого сигналом с первой пороговой схемы анализатора. Выходы БВЕ связаны с группой входов БВК. Другая группа входов этого блока подключена к выходам регистра грубого отсчета РГО. Входы БУ связаны с выходами 1-го,  $(n - 1)$ -го и  $n$ -го каналов анализатора.

При движении ЧЭ в прямом направлении блок согласования отсчетов пропускает на выход канала ГО код

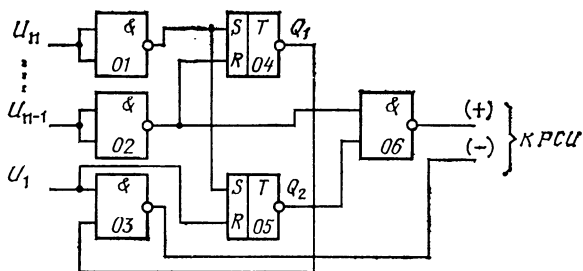


Рис. 45. Схема блока согласования отсчетов в АЦП второго типа

непосредственно с РГО, а при реверсе, начиная с момента первого равенства нулю показаний ТО — код с БВЕ, т. е. на единицу меньше числа, зафиксированного в регистре ГО.

В преобразователях третьего типа точный отсчет формируется счетчиком без промежуточного единичного кода. Поэтому для использования описанного блока согласования отсчетов необходимо по двоичному коду РСИ сформировать три сигнала, соответствующие 0-му,  $(n-1)$ -му и  $n$ -му разрядам соответствующего позиционного кода. Эти сигналы можно сформировать, например, с помощью трех вентилей, реализующих в случае четырехразрядного кода ТО следующие функции:

$$\left. \begin{aligned} U_n &= \bar{a}_0 \wedge \bar{a}_1 \wedge \bar{a}_2 \wedge \bar{a}_3; \\ U_{n-1} &= a_0 \wedge a_1 \wedge a_2 \wedge a_3; \\ U_0 &= a_0 \wedge \bar{a}_1 \wedge \bar{a}_2 \wedge \bar{a}_3. \end{aligned} \right\}$$

В преобразователях второго типа код грубого отсчета формируется по сигналам ЕПК канала точного отсчета. Наличие логических связей между ЕПК и входными сигналами РСИ ГО исключает ошибку рассогласования отсчетов из-за инструментальной неточности кодирующих элементов, однако ошибка реверса, аналогичная рассмотренной выше, остается.

Для устранения ошибки реверса можно использовать схему согласования отсчета (рис. 45), содержащую два  $R-S$ -триггера 04, 05 и четыре логических элемента 2И — НЕ (1—3, 6). Работает схема так. Пусть при движении в прямом направлении первым появляется сигнал  $U_1$ , соответствующий коду, например,  $1 \frac{1}{16}$ . Этот сигнал устанавливает триггеры 04 и 05 в состояния  $Q_1=0$  и

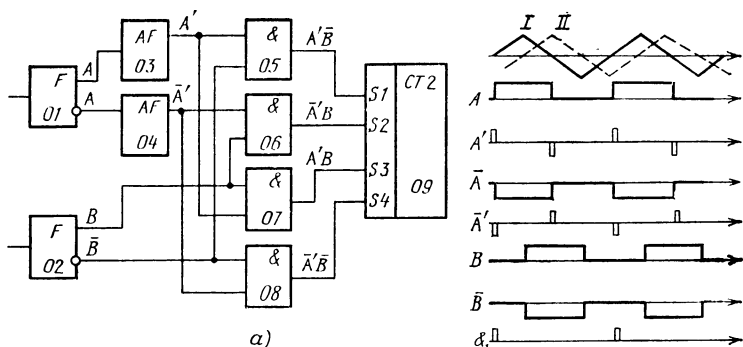


Рис. 46. Схема определения направления движения ЧЭ (а) и временная диаграмма ее работы (б)

$Q_2=0$ . При дальнейшем перемещении приходит сигнал

$U_n$ , соответствующий  $1 \frac{15}{16}$ , который переводит триггер

05 в состояние с  $\bar{Q}_2=1$ , открывая тем самым вентиль 06 для пропускания очередного импульса  $U_0$  на плюсовую шину РСИ. Одновременно сигнал  $U_0$  переводит триггер 04 в состояние  $\bar{Q}_1=1$ , подготавливая вентиль 03 к пропусканию сигнала  $U_n$  на минусовую шину, если реверс начинается с точки 2,0. Если после кода 2,0 приходит код  $2 \frac{1}{16}$ , то триггеры 04 и 05 вновь переходят в состояние с  $\bar{Q}_1=0$ ,  $\bar{Q}_2=0$  и схема возвращается в исходное состояние.

Если реверс начинается с точки  $2 \frac{5}{16}$ , то до точки  $2 \frac{1}{16}$  показания выдаются последовательно. Сигнал  $U_1 \left( 2 \frac{1}{16} \right)$  не изменяет состояния схемы, вентиль 06 заперт сигналом с триггера 05, поэтому сигнал  $U_0$  не проходит на плюсовую шину и состояние счетчика 2,0 не меняется. Однако после  $U_0$  состояние триггера 05 изменяется, поэтому импульс  $U_n$  проходит на минусовую шину и содержимое счетчика уменьшается на единицу.

В нониусных АЦП первого типа роль схемы согласования отсчета выполняют устройства, определяющие на-

правление перемещения ЧЭ. Принцип действия таких устройств поясняет рис. 46. Сигналы треугольной формы выходов волоконно-оптических нониусных модуляторов, сдвинутые по координате на полпериода, поступают на формователи 01, 02, имеющие два парафазных выхода, на которых формируются четыре прямоугольных импульса напряжения  $A, B, \bar{A}, \bar{B}$ ; три из них сдвинуты каждый относительно предыдущего по пространственной фазе на  $\pi/2$ . Выходные сигналы  $A$  и  $\bar{A}$  подаются на дифференцирующие схемы 03, 04, с выхода которых сигналы  $A'$  и  $\bar{A}'$  поступают на схемы совпадения 05—08. На вторые входы схем совпадения поступают соответствующие потенциальные сигналы  $B$  и  $\bar{B}$ . Для показанной на рис. 46 коммутации входов и выходов схем совпадения при движении ЧЭ в прямом направлении импульсы вырабатываются на шине прямого кода и поступают на суммирующий вход реверсивного счетчика 09. При изменении направления движения счетные импульсы появляются на шине обратного хода и поступают на вычитающий вход реверсивного счетчика.

Данная схема характеризуется возможностью формирования двух импульсов на период изменения сигнала. Усложняя схему логической обработки сигналов, можно получить по четыре, восемь импульсов и более на период [34], что увеличивает разрешающую способность нониусного канала.

## 12. Анализ метрологических характеристик волоконно-оптических АЦП

В реальных условиях функционирования АЦП из-за наличия различного рода погрешностей статические характеристики каналов ФФП не соответствуют идеальным кривым  $U_{10}, U_{20}, \dots, U_{n0}$ , а располагаются в полосе шириной  $2\Delta$  (рис. 47). Определим зависимость, связывающую разрешающую способность  $\Delta\omega$ , ширину полосы допустимых порогов срабатывания  $\delta$ , ширину полосы неопределенности  $\Delta$ , крутизну  $k$  и период выходной характеристики  $\omega_0$ .

Рассмотрим сигналы двух соседних каналов  $U_{10}$  и  $U_{20}$ . Как следует из рис. 47, уравнение средней линии полосы неопределенности  $U_{10}$ , а также ее верхней  $U_{1в}$  и нижней  $U_{1н}$  границ на диапазоне перемещения  $0 \leq x \leq 0,5$  можно представить в виде  $U_{10} = kx$ ;  $U_{1в} = OC + kx$ ;  $U_{1н} = kx - OA$ . Из треугольников  $ODC$  и  $OAB$  имеем  $OA = OC = \Delta / \cos \alpha$ . Соответствующие кривые для второго канала запишутся как  $U_{20} = k(x + \Delta\omega)$ ;  $U_{2в} = k(x + \Delta\omega) + \Delta / \cos \alpha$ ;  $U_{2н} = k(x + \Delta\omega) - \Delta / \cos \alpha$ , где  $\Delta\omega \leq x \leq 0,5\omega_0 + \Delta\omega$ . Ширина допустимой полосы порогов срабатывания  $\delta = 0,5\omega_0 U_{1н} - U_{2в}$ . Функцию  $U_{2в}$  в точке пересечения характеристик  $E$





позволяющий учитывать законы распределения погрешностей отдельных узлов [34].

В общем случае результирующая погрешность преобразования складывается из ошибок углового шага отверстий опорного и нолиусного растров, их эксцентриситетов, ошибок торцевого биения, опорной шкалы, погрешностей волоконно-оптического тракта и разбросов интегральной чувствительности фотоприемников, шумов, температурного дрейфа и т. п. Законы распределения для отдельных составляющих погрешностей и некоторые их числовые характеристики приведены в табл. 3. Так как все составляющие суммарной погрешности — случайные и независимые величины, то и результирующая погрешность является случайной величиной. Ее распределение представляет собой композицию нормальных, равномерных и арксинусоидальных законов.

Аналитический расчет полной погрешности преобразователя в принципе возможен, несмотря на его очевидную сложность, однако для практики более удобен экспериментальный метод. Методика такого эксперимента достаточно полно изложена в [34] и не является предметом данной книги. Наибольший интерес для нас представляют шумовые составляющие, определяющие аддитивную составляющую погрешности и существенным образом влияющие на конструктивные параметры нолиусных АЦП.

Согласно [37] общий шум, которым характеризуется работа фоторезистивных элементов, состоит из теплового, генерационно-рекомбинационного и токового шумов. Дисперсии этих составляющих могут быть вычислены по известным формулам [16], которые для нашего случая будут иметь вид:

1. Дисперсия теплового шума

$$D_T = 4kT\Delta f \int_0^h \frac{dx}{\int_0^{0,5\omega_0} [AE^x(x, y) + y_T]^{-1} dy}.$$

2. Дисперсия генерационно-рекомбинационного шума

$$D_{ГР} = 8e\tau_n \Delta f U_0 h (A_0 E^x + y_T) / T_d \omega_0.$$

3. Дисперсия токового шума

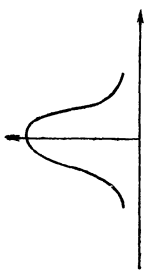
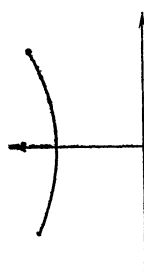
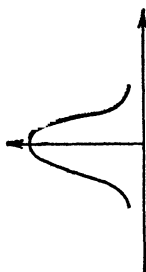
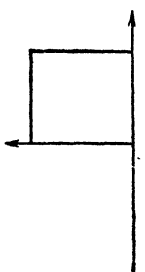
$$D_i = A_T U^2 \Delta f h (A_0 E^x + y_T) / f \omega_0,$$

где  $A_T = 10^{-11} + 10^{-13}$  — постоянная, определенная конструктивными параметрами фоторезистивного слоя.

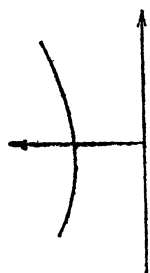
При использовании в качестве фотоприемника фотогальванического элемента его шумовая составляющая складывается из теплового, дробового и токового шумов. Каждая из этих составляющих зависит от параметров схемы включения, определяющей режим питания и освещения.

В общем случае с учетом пространственного распределения мощности излучения  $I(x, y)$  и потока фона  $F_0$  световой поток  $F(x, y) = \iint_S I(x, y) dx dy + F_0$ . С учетом неравномерного распределения

66 Таблица 3. Основные законы распределения погрешностей нониусных АЦП

№ п/п.	Погрешность	Распределение	$\sigma$ , %	$m$ , %
1	Ошибка углового шага отверстий опорного раstra $\Delta\psi_0$		0,23	0
2	Ошибка, обусловленная эксцентриситетом опорного раstra относительно центра вращения $\Delta\psi_{0.э}$		0,81	0
3	Ошибка углового шага отверстий нониусного раstra $\Delta\psi_n$		0,23	0
4	Торцевое биение опорного раstra $\Delta\psi_6$		0,2	0,1

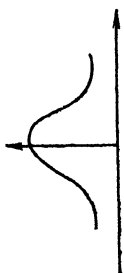
5 Ошибка, обусловленная экс-  
цесситетом нонiusного раstra  $\Delta\varphi_{\Sigma.к}$



0,02

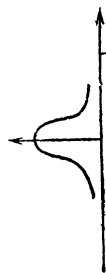
0

6 Шумы фотоприемников  $\Delta U_{ш}$

 $1,08 \cdot 10^{-4}$ 

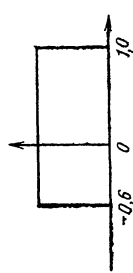
0

7 Шумы операционного усилителя  
 $\Delta U_{о.у}$

 $8 \cdot 10^{-3}$ 

0

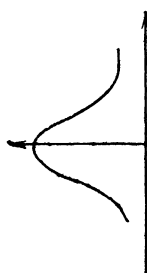
8 Температурный дрейф ЭДС сме-  
щения  $\Delta\varphi_n$



0,8

0,2

9 Разброс характеристик светово-  
дов  $\Delta\varphi_c$



2,1

0

чувствительности по площади светочувствительной площадки  $Z=Z(x, y)$  для линейной люкс-амперной характеристики сигнал, генерируемый фотоприемником при движении световой границы в пределах отверстия растра,

$$i = i_T + \int_{y_1}^{y_2} \int_{x_1}^{x_2} [F(x, y) + F_0] Z(x, y) dx dy,$$

где  $x_1, x_2, y_1, y_2$  — координаты границ отверстия;  $i_T$  — темновой ток. С учетом этого опишем основные составляющие шума. Дисперсия теплового шума

$$D_T = 4kT\Delta f U \left[ i_T + \iint_S F(x, y) Z(x, y) dx dy \right]^{-1},$$

где  $T$  — абсолютная температура;  $k$  — постоянная Больцмана. Дисперсия дробового шума определяется формулой Шоттки:

$$D_d = 2e\Delta f \left[ i_T + \iint_S F(x, y) Z(x, y) dx dy \right],$$

где  $e$  — заряд электрона;  $\Delta f$  — полоса частот. Дисперсия токового шума

$$D_i = A_T i^2 \Delta f / f = A_T \Delta f \left[ i_T + \iint_S F(x, y) Z(x, y) dx dy \right]^2 / f.$$

Кроме рассмотренных составляющих шума, в нониусных каналах действуют шумовые составляющие операционных усилителей (ОУ), используемых в качестве нормирующих усилителей. Дисперсия шума на выходе ОУ есть сумма дисперсий составляющих с учетом коэффициента усиления:

$$D_{o,y} = k_y^2 (D_T + D_{cm}) + R_{o,c}^2 (D_d + D_i + D_{ivx}),$$

где  $D_{ivx}$ ,  $D_{cm}$  — шумы входного тока и цепей смещения ОУ. Среднеквадратическое отклонение шумового сигнала на выходе ОУ

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{D_{o,y}} = \sqrt{k_y^2 (D_T + D_{cm}) + R_{o,c}^2 (D_d + D_i + D_{ivx})}.$$

Определим для нониусных АЦП отношение сигнал/шум

$$\delta_{\text{шум}} = \min \left\{ \left| \frac{U_i|_{x=0,5\omega_0} - U_{i\pm 1}|_{x=0,5\omega_0} (2n+1)/n}{U_m} \right| \right\}. \quad (37)$$

Здесь  $\omega_0$  — дискретность ГО;  $n$  — число делений нониусного растра.

Принимая за напряжение шума  $U_{\text{шум}}$  среднеквадратическое отклонение шумового сигнала на выходе ОУ и учитывая, что напряжение на выходе нормирующего усилителя  $U = iR_{o,c}$ , для заданного распределения светового потока и чувствительности фотоприемника выражение (37) можно записать так:

$$\delta_{\text{шум}} = \min \frac{R_{o,c}}{\sigma_{o,y}} \left[ \Delta i_T + \int_{y_1}^{y_2} \int_{x_1}^{x_2} [F_i(x, y) + F_{i0}] Z_i(x, y) dx dy - \right.$$

$$-\int_{y_1}^{y_2} \int_{x_1}^{x_2} [F_{i\pm 1}(x, y) + F_{(i\pm 1)0}] Z dx dy.$$

Решая последнее при известных  $F(x, y)$  и  $Z(x, y)$ , можно для заданного  $\delta_{\text{шум}}$  получить пределы интегрирования, т. е. определить геометрические размеры элементов сопряжения. Однако аналитические выражения для определения указанных размеров при любых типах фотоприемников получаются довольно громоздкими и малоприменимыми для инженерной практики. Приближенное выражение для определения отношения сигнал/шум с учетом неоднородности светового потока [16] имеет вид

$$\delta_{\text{шум}} = H \omega_0 h F_0 Z_0 R_{0.c} / n \sigma_{0.y}, \quad (38)$$

где  $H, F_0, Z_0$  — параметры светового потока и чувствительности ФД. Решая это уравнение относительно площади  $S_x = h \omega_0 / 2n$  при заданном  $\min \sigma_{\text{шум}}$ , получаем минимально допустимую светочувствительную площадь, с которой возможен съем информации с заданным отношением сигнал/шум:  $S_x \geq \sigma_{0.y} \min \sigma_{\text{шум}} / (H F_0 Z_0 R_{0.c})$ . Решая (38) относительно  $n$  и логарифмируя полученное выражение, можно определить максимально допустимое число двоичных разрядов, формируемых в нониусном канале:  $q_{т.о} = \log_2 H \omega_0 h F_0 Z_0 R_{0.c} / 2 \min \sigma_{\text{шум}} \sigma_{0.y}$ .

Аналогичные выражения, позволяющие определить все важнейшие конструктивные параметры АЦП, могут быть записаны и для фоторезистивных приемников с различной ориентацией электродов. Основные расчетные формулы нониусных АЦП приведены в табл. 4.

Существенным ограничением при создании высокоточных нониусных АЦП служит дифракция на краях отверстий опорного раstra, искажающая статические характеристики нониусных каналов. Используя рекомендации [16], можно найти характер распределения освещенности в каждой точке нониусного сопряжения, а затем по известным зависимостям определить фотоответ. Однако аналитические выражения получаются довольно громоздкими и непригодны для использования в инженерной практике.

Расчеты, выполненные на ЭЦВМ, позволяют количественно оценить влияние дифракции при помощи коэффициента  $k_{\text{диф}} = I_{\text{д}} / I_0$ , где  $I_0, I_{\text{д}}$  — экстремумы статической характеристики при нулевом и конечном расстояниях между плоскостями опорной и нониусной шкал. Графические зависимости  $k_{\text{диф}}$  для фотопри-

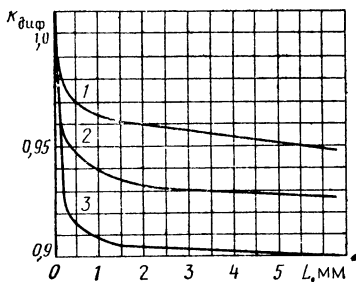


Рис. 48. Зависимость коэффициента дифракции от расстояния  $L$  для различных фотоприемников:

1 — кремниевый ФД; 2 — фоторезистор с радиальными электродами; 3 — фоторезистор с дугowymi электродами

70 Таблица 4. Основные расчетные соотношения для нонусных АЦП

Параметр	Фотодиоды	Фоторезисторы с радиальной ориентацией электродов	Фоторезисторы с дугообразными электродами
Число делений нонусного раст- ра	$n = \frac{\omega_0 H h F_0 Z_0 R_{0.c}}{2 \delta_{\text{шум}} \sigma_{\Sigma 0.y}}$	$n = \frac{2 A_0 E^a [U_0 h (A_0 E^a + y_\tau) + \delta_{\text{шум}} \omega_0 \sigma_{\Sigma 0.y}]}{\delta_{\text{шум}} \omega_0 \sigma_{\Sigma} y_\tau}$	$n = \frac{A_0 E^a \omega_0 U_0}{\delta_{\text{шум}} h \sigma_{\Sigma}}$
Суммарное чис- ло разрядов АЦП	$\tilde{q}_s^* = \log_3 \frac{(D-2h) \pi \omega_0}{2 \mu} \times \frac{H h F_0 Z_0 R_{0.c}}{\delta_{\text{шум}} \sigma_{\Sigma 0.y}}$	$q_\Sigma^* = \frac{2\pi (D-2h) A_0 E^a [U_0 h (A_0 E^a + y_\tau) + \delta_{\text{шум}} \omega_0 \sigma_{\Sigma}]}{\mu \delta_{\text{шум}} y_\tau \sigma_{\Sigma} \omega_0}$	$q_\Sigma^* = \frac{(D-2h) A_0 E^a \omega_0 U_0}{\mu \delta_{\text{шум}} h \sigma_{\Sigma}}$
Наружный диа- метр АЦП	$D = \mu \pi^{-1.2} \times \left( q_\Sigma - \log_3 \frac{\omega_0 h F_0 Z_0 R_{0.c}}{2 \delta_{\text{шум}} \sigma_{\Sigma}} \right) +$	$D = \mu \pi^{-1.2} \left( q_\Sigma - \frac{2 A_0 E^a [U_0 h (A_0 E^a + y_\tau) + \delta_{\text{шум}} \omega_0 \sigma_{\Sigma}]}{\sigma_{\text{шум}} \omega_0 y_\tau \sigma_{\Sigma}} \right) +$	$D = \mu \pi^{-1.2} \times \left( q_\Sigma - \log_2 \frac{A_0 E^a \omega_0 U_0}{\delta_{\text{шум}} h \sigma_{\Sigma}} \right) +$

	$+ 2\nu \left( q_{\Sigma} - \frac{\omega_0 h H F_0 Z_0 R_{0,c}}{2 \delta_{\text{шум}}^{\sigma_{\Sigma}}} \right) + 2h$	$+ 2\nu \left( q_{\Sigma} - \frac{2A_0 E^{\alpha} (k_0 k (A_0 E^{\alpha} + y_{\tau}) + \delta_{\text{шум}} \omega_0 \sigma_{\Sigma})}{\delta_{\text{шум}} \omega_0 y_{\tau}^{\sigma_{\Sigma}}} \right) + 2h$	$+ 2\nu \left( q_{\Sigma} - \frac{A_0 E^{\alpha} \omega_0 U_0}{\delta_{\text{шум}} h \sigma_{\Sigma}} \right) + 2h$
Шаг опорного расстра	$\omega_0 = \frac{\mu \cdot 2^{q_{\Sigma} + 1} \sigma_{\Sigma}}{\pi (D - 2h) h H F_0 Z_0 R_{0,c}}$	$\omega_0 = \frac{2\pi A_0 E^{\alpha} U_0 h (D - 2h) (A_0 E^{\alpha} + y_{\tau})}{\delta_{\text{шум}}^{\sigma_{\Sigma}} [y_{\tau} \mu^2 q_{\Sigma} + 2A_0 E^{\alpha} (D - 2h)]}$	$\omega = \frac{\mu 2^{q_{\Sigma}} \delta_{\text{шум}} h \sigma_{\Sigma}}{(D - 2h) A_0 E^{\alpha} U_0}$
Радиальный размер отвер- стий	$h = \frac{1}{2} \left( D \pm \sqrt{D^2 - \frac{\mu \sigma_{\Sigma}^2 q_{\Sigma} + 1}{\pi \omega_0 H F_0 Z_0 R_{0,c}}} \right)$	$h = \frac{1}{4} \left( D - \frac{2 \sigma_{\Sigma} \delta_{\text{шум}} \omega_0}{U_0 (A_0 E^{\alpha} + y_{\tau})} \pm \frac{1}{2} \sqrt{D - \frac{2 \sigma_{\Sigma} \delta_{\text{шум}} \omega_0}{U_0 (A_0 E^{\alpha} + y_{\tau})}} \right) \rightarrow$ $\rightarrow \frac{\delta_{\text{шум}} \omega_0 \sigma_{\Sigma} (2\pi D A_0 E^{\alpha} - y_{\tau} \mu^2 q_{\Sigma})}{\pi U_0 A_0 E^{\alpha} (A_0 E^{\alpha} + y_{\tau})}$	$h = \frac{\pi D A_0 E^{\alpha} \omega_0 U_0}{\mu \cdot 2^{q_{\Sigma}} \delta_{\text{шум}}^{\sigma_{\Sigma}} + 2\pi \omega_0 U_0 A_0 E^{\alpha}}$

• Определен при нулевой ширине технологических перемычек.



емников различных типов приведены на рис. 48. Эти зависимости позволяют обеспечить требования к неплоскостности растров, если задан максимальный коэффициент дифракционного искажения выходной характеристики. Так, например, для фоторезистивных фотоприемников при допустимых искажениях 5% ( $k_{\text{диф}}=0,95$ ) неплоскостность растров не должна превышать 0,1 мм.

### **13. Конструктивно-технологические особенности ниониусных волоконно-оптических АЦП**

Анализ метрологических свойств ниониусного канала АЦП показывает, что большую часть в общей погрешности составляют погрешности изготовления и начальной установки кодирующих устройств. Поэтому правильный выбор технологических приемов изготовления и сборки оптико-механического узла имеет первостепенное значение с точки зрения обеспечения заданных информационно-метрологических показателей работы АЦП.

Наилучшими механическими свойствами обладают растры, выполненные в непрозрачном основании — фольге. Непрозрачными градиациями в этом случае служит само основание растра, а прозрачными — воздушная среда. Такие образцы имеют высокую механическую прочность и стабильность параметров при изменении условий эксплуатации в широких пределах, обеспечивают идеальное перекрытие светового потока в темновом режиме и не вносят дополнительных потерь излучения в световом режиме.

Основной проблемой при использовании таких элементов является обеспечение необходимой точности рисунка и плоскостности рабочих поверхностей при их значительных размерах. Однако особенности топологии ниониусного сопряжения таковы, что элементы кодирующих шкал имеют незначительные радиальные размеры и располагаются в периферийной зоне дисков. Это позволяет использовать центральную зону диска для прижима его к специальному бурту на измерительном валу с последующей фиксацией по площади специальной гайкой. При этом неплоскостность свободной периферийной зоны лежит в пределах 10—15 мкм, что вполне соответствует достижимой точности получения рисунка.

Основными технологическими методами получения кодирующих устройств в непрозрачном основании можно считать механический, электроэрозионный, ультразвуковой и фотохимический. Последний из названных наиболее предпочтителен. С его помощью монолитные кодирующие шкалы можно изготавливать путем вытравливания нужного рельефа в металлической фольге из сплавов меди, нержавеющей стали и молибдена. Главными требованиями к материалу маски следует считать хорошую травимость, мелкозернистость структуры, обеспечивающую ровные края, достаточную жесткость и механическую прочность.

На начальной стадии этого метода изготавливается фотооригинал, представляющий собой изображение шкалы в масштабе 100 : 1 или 200 : 1. Для изготовления используют координатограф, специальные резцы по стеклу, покрытому краской, либо пленочные материалы с малой усадкой. Затем с фотооригинала репродукционной камерой изготавливают негатив-фотошаблон, размеры изображения в котором соответствуют реальным размерам. С целью увеличения точности фотошаблон необходимо изготавливать с применением высокоразрешающей оптики, а фотоматериалы должны иметь достаточную разрешающую способность, высокую контрастность (типа микрат-НК с чувствительностью 0,4 ед. ГОСТ).

Для размножения дисков с фотошаблона может быть использован метод точного химического травления металлического основания шкалы. На тонкую металлическую заготовку, например бронзо-никелевую фольгу, со стороны никеля наносится светочувствительный слой, на который через фотошаблон экспонируется изображение кодирующей шкалы. После проявления и дублирования изображения проводится электрохимическое травление, при котором протравливаются неэкспонированные участки заготовки. Точность формирования топологии при данном методе составляет 5—10 мкм, что для диаметра 5 см соответствует угловой ошибке 0,7'. Эти показатели не являются предельными и говорят о возможности создания в указанных габаритах 13—15-разрядных АЦП, что превосходит аналогичные показатели отечественных и зарубежных образцов [34].

Точность нониусных АЦП во многом определяется выбором элементной базы, схем включения и режимов работы источников и приемника излучения, а также электронных компонентов. В качестве источников излучения можно использовать микролампы накаливания, светодиоды, люминесцентные источники света. Фотоприемники в нониусных АЦП должны обладать высокой чувствительностью, быстродействием, надежностью, иметь малые рабочие напряжения и токи, хорошо согласоваться с источником излучения. Наиболее пригодными для рассматриваемых устройств являются  $p-i-n$ -фотодиоды, фотодиоды Шотки,  $p-n$ -фотодиод, интегральные фотоприемники [24]. Наиболее доступными из перечисленных являются кремниевые фотодиоды и фототранзисторы типов 1690, ФД-25К, ФД-27К, ФТ-1К, ФТ-2К и др.

Следует заметить, что чувствительность ФП распределена по площади неравномерно. У диффузионных германиевых фотодиодов относительная кривая распределения чувствительности имеет вид параболы вращения [34] с максимумом в центре светочувствительной площадки. У кремниевых ФД какие-либо закономерности отсутствуют. Таким образом, для получения линейной функции преобразования ФД необходимо использовать возможно меньшую область светочувствительной площадки. Эта задача решается путем использования фоконов, уменьшающих линейные размеры изображения в соответствии с коэффициентом масштабирования  $k_m = D_{max}/D_{min}$  и изменяющих

концентрацию излучения в  $K_k = (D_{max}/D_{min})^2 = k^2_m$  раз практически без уменьшения выходного сигнала, так как тот же световой поток концентрируется на меньшей площади.

Электронный блок можно выполнить в виде большой гибридной интегральной схемы, что позволяет разместить его в объеме оптического узла преобразователя и получить законченный в конструктивном отношении модуль с механическим входом и электрическим кодовым выходом.

Наиболее важным узлом электронного блока являются формирующие схемы, в которых рекомендуется использовать интегральные операционные усилители (ОУ). Принципиальная схема дискриминатора сигналов, выполненная на базе интегрального ОУ типа К140УД6, показана на рис. 49. Кремниевый диод ФД-25К включен без смещения,

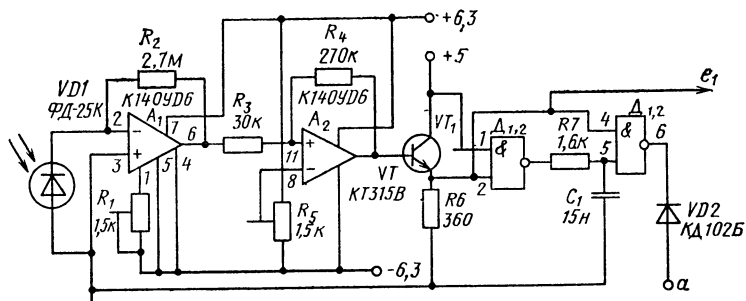


Рис. 49. Схема дискриминатора сигналов

что обеспечивает наибольшую временную и температурную стабильность.

Входной каскад  $A_1$  выполняет роль нормирующего усилителя, коэффициент передачи которого определяет резистор  $R_2$ . Соотношение сопротивлений  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  задает необходимый порог срабатывания и величину гистерезиса. Величина гистерезиса по напряжению должна превышать уровень помех, приведенных ко входу  $A_2$ , и быть несколько больше разрешающей способности, что необходимо для нормальной работы синхронизирующих цепей взаимных обратных связей между каналами.

Выходной сигнал сравнивающего устройства, усиленный по мощности эмиттерным повторителем  $VT_1$ , является разрядным сигналом единичного позиционного кода  $e_i$ . Для формирования сигнала сброса соседних каналов на выход эмиттерного повторителя включен одно-вибратор, выполненный на двух логических узлах  $D_{1.1}$  и  $D_{1.2}$  (элементы 2И—НЕ). Емкость времязадающего конденсатора  $C_1$  выбрана из условия обеспечения необходимой длительности выходного импульса, что определяется максимальной скоростью вращения входного вала. Рассмотренная схема является универсальной, так как позволяет про-

стым изменением номиналов пассивных  $RC$ -элементов получать параметры, необходимые для работы в АЦП различной разрядности.

Остальные узлы электронного блока АЦП строятся на типовых интегральных логических элементах и не представляют для разработчика особого интереса.

#### 14. Микропленочные аналого-цифровые преобразователи перемещений в код

Современная технология микроэлектроники открывает широкие возможности для создания микропленочных фотоэлектрических преобразователей перемещения в код. Это позволяет отказаться от кодовых масок, совмещая цифровое кодирование и фотоэлектрическое преобразование в одном элементе — фотоприемнике.

Первые образцы таких преобразователей были работоспособны лишь в динамическом режиме, имели низкую помехозащищенность и разрешающую способность, однако ярко демонстрировали технологичность АЦП и возможность существенного снижения габаритно-массовых показателей. В качестве примера на рис. 50,а изображен АЦП

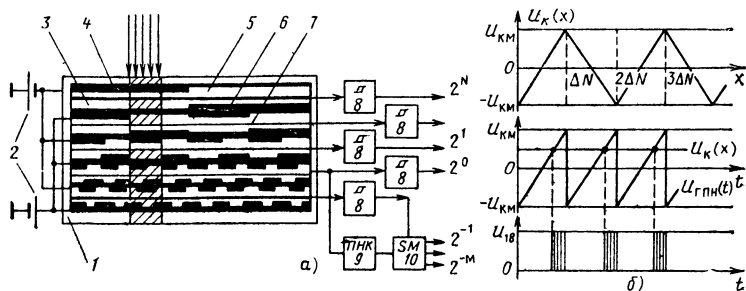


Рис. 50. Структурная схема микропленочного АЦП перемещение — код (а) и эпюры напряжения (б)

[3], свободный от указанных недостатков. В состав АЦП входит микропленочный ФП 1 с источниками питания 2, измерительный блок, включающий в себя компараторы напряжения 8, преобразователь напряжение — код (ПНК) 9 и суммирующее устройство 10. Фотоприемник 1 выполнен в виде пар (по числу разрядов ФП) светочувствительных дорожек, 3, 5, заключенных между профилированными в виде зубцов прямоугольной формы сдвинутыми друг относительно друга электродами 4, 6 и общим токосъемным электродом (ТСЭ) 7. Сверху, перекрывая все электроды, нанесены светочувствительные пленки  $CdS_x$ ,  $CdSe_{1-x}$ . Кроме того, в ФП введена дополнительная пара светочувстви-

тельных дорожек, идентичная дорожкам младшего разряда и сдвинутая относительно зубцов дорожка младшего разряда на половину ширины зубца  $\Delta_N$  электрода младшего разряда ФП. К ТСЭ каждого разряда ФП подключены компараторы напряжения 8, а к ТСЭ младшего разряда ФП подключен ПНК 9.

Работает преобразователь следующим образом. Узкий световой зонд, сформированный объективом, засвечивает часть светочувствительных дорожек ФП. Напряжения  $U_k$ , снимаемые с ТСЭ ФП, поступают на вход компараторов напряжения, выходной сигнал которых равен логической единице, если  $U_k \geq 0$ , и нулю, если  $U_k < 0$ . Напряжение  $U_k$ , снимаемое с ТСЭ младшего разряда ФП, поступает на ПНК. При движении светового зонда напряжение изменяется по линейно-пилообразному закону с периодом  $2\Delta_N$  (рис. 50,б). Если положение центра светового зонда  $\Delta x$  находится на отрезке  $0, \Delta_N$ , т. е.  $0 \leq \Delta x \leq \Delta_N$ , то выходной сигнал компаратора напряжения, подключенного к дополнительной паре светочувствительных дорожек, соответствует логическому нулю и прямой код ПНК суммируется с числом  $0,5\Delta_N$ . На отрезках, где  $\Delta_N < \Delta x < 2\Delta_N$ , на суммирующее устройство поступает число  $1,5\Delta_N$  и выходной дополнительный код ПНК также пропорционален  $\Delta x$ . В результате этого на выходе суммирующего устройства окажется код числа, пропорциональный положению светового зонда на отрезках длиной  $2\Delta_N$ .

Разрешающая способность такого АЦП ограничивается минимальным размером кристаллов светочувствительной пленки, что для  $\text{CdS}_x$ ,  $\text{CdSe}_{1-x}$  составляет 1—10 мкм и ограничивает размер зубцов профилированных электродов на уровне 10—30 мкм. Применение ПНК, подключенного к ТСЭ младшего разряда ФП, позволяет увеличить разрядность выходного кода на 6—8 разрядов, что обеспечивает разрешающую способность 0,2—0,5 мкм. Следует отметить, что к ПНК в этом случае не предъявляется жестких требований по точности (достаточно 1—5%). Поэтому ПНК, ФП, компараторы напряжения и суммирующее устройство реально могут быть выполнены в виде единой гибридной микросхемы. Это позволяет достичь высокой разрешающей способности и точности АЦП при минимальных габаритно-массовых показателях.

Неотъемлемой частью фотоэлектрического преобразователя перемещения является кодовая шкала, совмещенная с ФП. В зависимости от принятого цифрового кода различают двоичные кодовые шкалы, двоично-десятичные,

циклические, рефлексные и др. Для устранения неоднозначности считывания с двоичных кодовых шкал применяются известные методы, например, формирование топологии фотоприемника по методу «двойной щетки» либо по V-методу [34]. Необходимость устранения неоднозначности считывания с двоичных кодовых шкал приводит практически к удвоению числа кодовых дорожек ФП. Это усложняет конструкцию ФП и увеличивает габаритно-массовые показатели АЦП.

Определенными преимуществами в этом плане обладают циклические кодовые шкалы. Топология ФП АЦП, работающего в циклическом коде, показана на рис. 51. Ра-

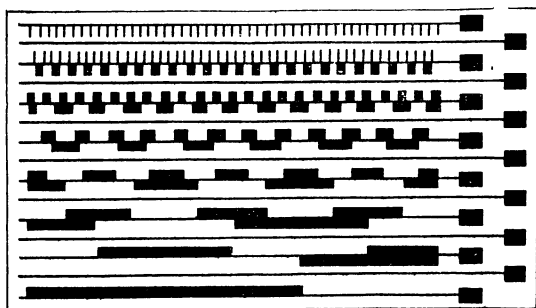


Рис. 51. Топология ФП с циклическим кодом

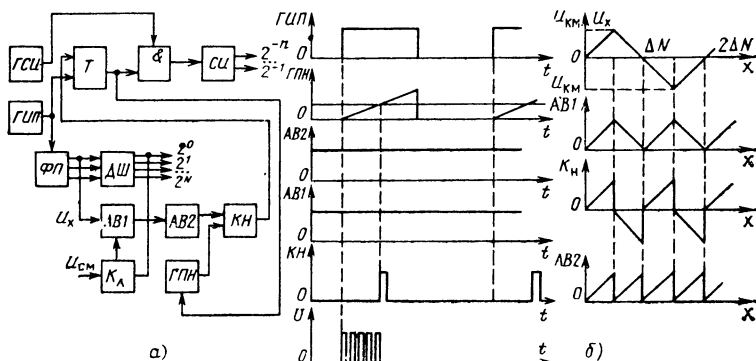


Рис. 52. Структурная схема АЦП, работающего в циклическом коде (а), и временные диаграммы его работы (б)

бота преобразователя поясняется структурной схемой (рис. 52,а) и временными диаграммами (рис. 52,б). В момент времени  $t_1$  ГИП выдает двухполярные импульсные напряжения питания ФП, запускает генератор пилообраз-

ного напряжения ГПН и через триггер  $T$  открывает схему  $И$ , пропуская тем самым счетные импульсы ГСИ на счетчик импульсов (СИ). Выходные сигналы компараторов напряжения ФП поступают на дешифратор циклического кода в параллельный двоичный код. Напряжение  $U_x$ , снимаемое со светочувствительной дорожки младшего разряда ФП, поступает на амплитудный выпрямитель  $AB1$ , где усиливается и инвертируется, если  $U_x < 0$ . Амплитудный выпрямитель  $AB2$  инвертирует сигнал  $AB1$ , если этот сигнал отрицателен.

Таким образом, на выходе амплитудного выпрямителя  $AB2$  при перемещении светового зонда формируется сигнал пилообразной формы. Выходной сигнал  $AB2$  сравнивается компаратором напряжения  $КН$  с линейно нарастающим напряжением ГПН, и в момент равенства этих напряжений (момент  $t_3$ ) прекращается поступление счетных импульсов на СИ. Число импульсов, поступивших на СИ, пропорционально положению светового зонда на отрезках  $j\Delta_i - 1,5j\Delta_i$ . Разрешающая способность таких преобразователей составляет 0,2—0,5 мкм.

Использование кремния для создания аналогичных преобразователей позволяет улучшить эксплуатационные параметры фотоэлектрических АЦП. Твердотельный аналог микропленочного АЦП угол — код изображен на рис. 53.

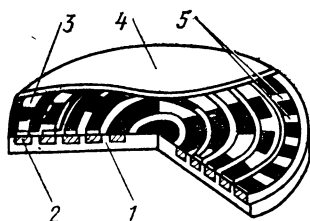


Рис. 53. Твердотельный кодирующий ФП

Кодирующий фотоприемник представляет собой кремниевую пластину 1  $n$ -типа, в которой диффузией примесей сформирован  $p$ - $n$ -переход. В  $p$ -слое кремниевой пластины методами фотолитографии сформирован ряд дугообразных участков 2  $p$ -типа (по числу разрядов кодирующего ФП); закрытых сверху светонепроницаемым слоем металлизации 3, который одновременно выполняет функции токосъемных электродов к  $p$ -слоям кремниевой пластины. В слое металлизации методами фотолитографии вскрыт ряд окон 5, которые образуют двоичную кодовую шкалу. Для устранения неоднозначности считывания применяется кодирование по методу «двойной щетки». Весь ФП покрыт сверху тонким слоем монооксида кремния 4, выполняющего роль защитного и просветляющего покрытия.

Блок электроники твердотельного АЦП (рис. 54) состоит из коммутатора напряжения  $КН1$ , осуществляющего

поразрядный опрос каналов  $\Phi\P$ , усилителя фототока  $A1$ , сравнивающего устройства  $СУ1$ , осуществляющего сравнение сигналов фотоприемника с опорными сигналами, поступающими от источника опорного напряжения  $КН2$ .

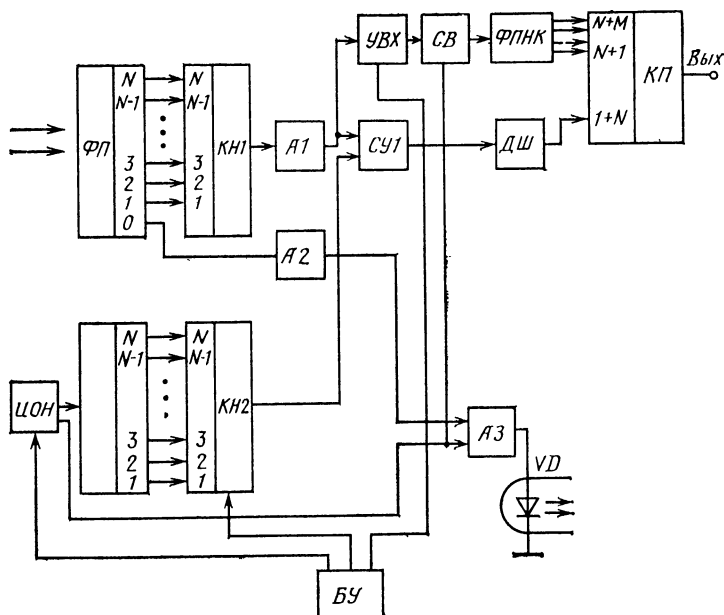


Рис. 54. Структурная схема блока электроники твердотельного АЦП

Сравнивающее устройство  $СУ1$  связано с дешифратором устранения неоднозначности считывания  $ДШ$ , на выходе которого последовательно появляются сигналы старшей части выходного двоичного кода преобразователя. К усилителю фототока  $A1$  подключено устройство выборки и хранения ( $УВХ$ ), осуществляющее запоминание амплитуды сигнала младшего разряда  $\Phi\P$ .

$УВХ$  соединено через схему вычитания  $СВ$  с функциональным преобразователем напряжение—код ( $\Phi\PНК$ ), осуществляющим интерполяцию младшей части выходного кода преобразователя. Блок  $\Phi\PНК$  и дешифратор ( $ДШ$ ) подключены к коммутатору, осуществляющему последовательный вывод выходного кода преобразователя в канал связи ( $КП$ ). Для устранения влияния температурных дрейфов рабочих точек усилителей вся схема построена на уси-



лителях переменного тока с охватом их глубокой отрицательной обратной связью, а источник опорного напряжения (ИОН) выполнен в виде генератора прямоугольного напряжения. Работа всех блоков фотоэлектрического преобразователя угол — код синхронизируется блоком управления (БУ).

Как показано в [34], наиболее жесткие требования по стабильности параметров предъявляются к каналу обработки сигнала ФП младшего разряда. Там же рекомендовано выбирать ширину считывающего светового зонда  $h$  из условия  $h < 0,5\Delta_N$ , где  $\Delta_N$  — ширина окна светочувствительной ячейки ФП младшего разряда.

Однако выбор  $h > \Delta_N$  позволяет увеличить световой поток, падающий на ФП, а следовательно, и число разрядов кодирующего фотоприемника (КФП). Позиционную зависимость сигнала младшего разряда КФП при  $h > \Delta_N$  можно представить в виде

$$I_N(x) = I_{N_0} (1 + m_N \sin(\pi x / \Delta_N)), \text{ где } m_N = \frac{4\Delta_N}{\pi^2 h} \sin \frac{\pi h}{2\Delta_N} — \text{глубина}$$

модуляции, вызванной движением светового зонда;  $I_{N_0} = 0,5W_N \Phi_n B_{N_0} h$  — постоянная составляющая, определенная через коэффициент преобразования  $W_N$  тока питания в излучение, световой поток  $\Phi_n$  и геометрические размеры светочувствительной дорожки  $B_{N_0}$ ,  $h$ .

Для ряда значений  $h$  глубина модуляции  $m_N < 0$ , что свидетельствует о несовпадении положений геометрического и электрического центров зонда считывания. Так как КФП представляет собой двоичную кодовую шкалу, т. е.  $\Delta_N / \Delta_{N-1} = \Delta_{N-1} / \Delta_{N-2} = \dots = \Delta_2 / \Delta_1 = 2$ , то глубина модуляции  $m_i$  для разных разрядов КФП будет различна:  $m_i / m_N = 2(N-i) \sin(\pi h / 4\Delta_N(N-i)) / \sin(\pi h / 2\Delta_N)$ . Для того, чтобы привести в соответствие истинное геометрическое и электрическое положение зонда считывания, необходимо для разрядов КФП, где  $m_i / m_N < 0$ , сдвинуть соответствующие кодирующие ячейки  $i$ -й дорожки относительно ячеек младшего разряда на  $\Delta_i = 2(N-i)\Delta_N$ .

Согласно [34] погрешность определения координаты зонда считывания фотоэлектрического АЦП

$$\delta_0 = \sqrt{(\Delta_N / x_m)^2 + (\Delta x_n / x_m)^2}, \text{ где } x_m — \text{наибольшее значение измеряемого перемещения; } \Delta x_n — \text{зона неопределенности сравнивающего устройства, обусловленная порогом срабатывания сравнивающего устройства, ошибками коэффициентов передачи звеньев, шумами усилителей и т. д.}$$

Для фотоэлектрического преобразователя с интерполирующим звеном (ПНК) погрешность определения координаты  $\delta_n = \sqrt{(\Delta_N \delta_{\text{инт}}/x_m)^2 + (\Delta x_n/x_m)^2}$ ,

где  $\delta_{\text{инт}}$  — погрешность интерполяции. Зона неопределенности

$$\Delta x_n = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left( \frac{1}{\mu_i} \frac{\partial x_i}{\partial \mu_i} \delta \mu_i \right)^2}, \quad (39)$$

где  $\partial x_i / \partial \mu_i$ ,  $\delta \mu_i$  — функция влияния и абсолютное изменение параметра  $\mu_i$ ;  $x_i$  — координата положения центра зонда считывания. Выражения для функций влияния  $\partial x_i / \partial \mu_i$  приведены в табл. 5.

Анализ составляющих погрешности преобразователя показывает, что технология изготовления твердотельных АЦП обеспечивает погрешность определения координат с точностью  $\pm 0,1$  мкм. Нестабильность коэффициентов передачи операционных усилителей определяется в основном элементами цепи обратной связи. Погрешность от неточности коэффициентов передачи коммутаторов напряжения определяется из выражения

$$\delta_{\text{кн}} = \sqrt{\left( \frac{R_{\text{кл}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}} \delta R_{\text{кл}} \right)^2 + \left( 1 - \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}} \right)^2 \delta R_{\text{н}}^2},$$

где  $R_{\text{кл}}$ ,  $R_{\text{н}}$  — сопротивления открытого ключа и нагрузки;  $\delta R_{\text{кл}}$ ,  $\delta R_{\text{н}}$  — их относительные изменения. Эта погрешность при использовании микросхем серии 590КН1 не превышает 0,5%.

Погрешность от разброса чувствительности кремниевого профилированного фотодиода по его поверхности достаточно мала и по результатам эксперимента не превышает 0,1%. Погрешность от конечной ширины полосы срабатывания сравнивающих устройств определяется напряжением смещения нуля и уровнем шумов, поэтому в АЦП в качестве усилителей фототока рекомендуется использовать операционные мал шумящие усилители, например, серии 744УД1А—2.

Погрешность, связанная с неточностью формирования зонда считывания, обусловлена дифракцией, перекосом оси вращения светового зонда относительно плоскости кодирующего ФП и несоосностью осей вращения и щелевой

Т а б л и ц а 5. Формулы для определения зоны неопределенности

№ п.п.	Название погрешности	Обозначение	Исходная формула	Числовые значения	Примечание
1	Неточность изготовления ширины светочувствительных площадок	$\delta_{\Delta N}$	$\frac{2z_2}{\pi} \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta_N}{\pi H}\right)^2} \sin \left[ \frac{\pi H}{2\Delta_N} - z_0 \right] \frac{\Delta_N - z_7}{\pi}$	0,149	$z_1 = U_{0.н} W_{к.н} \pm U_{с.у};$ $z_2 = \frac{-\Delta_N}{\pi m_N \sqrt{1 - \left(\frac{m^k - 1}{m_N}\right)^2}}$
2	Неточность формирования зонда считывания	$\delta_H$	$\left( -m^k + \frac{2}{\pi} z_1 z_0 \right) z_3 - \frac{2}{\pi} z_2 z_4 \sin \left[ \frac{\pi H}{2\Delta_N} - z_0 \right]$	$8,25 \cdot 10^{-2}$	$z_3 = \frac{-\Delta_N}{\pi m_N^2 \sqrt{1 - \left(\frac{m^k - 1}{m_N}\right)^2}}$
3	Неточность изготовления светочувствительных площадок	$\delta_{bN_0}$	$-m^k z_2$	-0,112	$z_4 = \sqrt{1 + (2\Delta_N/\pi H)^2}$
4	Неточность изготовления высоты светочувствительной дорожки опорного канала	$\delta_{b_0}$	$\frac{z_2 z_5 W_0 W_2 B_0}{U_0 W_1 W_N W_{к.н} B N_0}$	0,0438	$z_5 = \frac{2}{\pi} z_1$
5	Нестабильность коэффициентов усилителей фототока	$\delta_y$	$-m^k z_3 + z_2 z_5 z_6$	-0,112 + + 0,0438	$z_6 = \arcsin 1/z_4;$ $z_7 = \arcsin(m^k - 1)/m_N$

6	Нестабильность коэффициентов передачи компараторов напряжения КН1, КН2	$\delta_{\kappa.н1}$ $\delta_{\kappa.н2}$	$\frac{2}{\pi} \frac{z_2(1 + W_0 W_2 W_3 W_4 B_0 H) W_{\kappa.н2}}{W_1 W_2 W_3 W_4 W_{\kappa.н1} B_{00} H}$ $- \mu^k z_2$	$-0,112$ $4,38 \cdot 10^{-3}$	$\frac{H}{\Delta N} = 9; \quad x_m = 163,84 \text{ мм};$ $\Delta_N = 2 \cdot 10^{-3} \text{ мм}$
7	Нестабильность преобразования энергии излучения ИИ фотоприемником в электрический сигнал	$\delta_{эл}$	$- \mu^k z_2$	$-0,112$	$\mu^k = 1,019; \quad U_{оп} = 9 \text{ В};$ $U_{c,y} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ В}; \quad H = 0,18 \text{ мм}$
8	Нестабильность опорного напряжения	$\delta_{п.о}$	$\delta_{\kappa.н2} - z_2 \mu^k$	$6,4 \cdot 10^{-3}$	$W_0 = W_N = 0,4 \frac{A}{\text{Вт} \cdot \text{мм}^2};$ $B_0 = B N_0 = 5 \cdot 10^{-2} \text{ мм}$
9	Нестабильность коэффициента передачи источника излучения	$\delta_{эф}$	$\delta_{w2}$	$-0,107$	$W_1 = 0,1 \text{ Вт/А}; \quad W_3 = 100;$ $W_1 = 2 \cdot 10^4$
10	Погрешность сравнения устройства	$\delta_{сy}$	$\pm z_2 \frac{z(1 + W_0 W_2 W_3 W_4 B_0 H)}{U_{оп} W_1 W_3 W_4 W_{\kappa.н1} W_N B_{N_0} H}$	$4,87 \cdot 10^{-3}$	$W_2 = 10^4;$ $W_{\kappa.н1} = W_{\kappa.н2} = 0,995$

диафрагмы. Суммарная погрешность  $\delta_n$  может быть определена через основные составляющие как

$$\delta_n = \frac{bN_0}{H} \operatorname{tg} \varphi_R + \frac{1}{\cos \varphi_R - 1} + 2 \frac{L_R}{L_n} \operatorname{tg} \frac{\varphi_A}{2} + \frac{H_7 - H}{H},$$

где  $L_n$  — расстояние от щелевой диафрагмы до поверхности КФП;  $\varphi_n$ ,  $L_R$  — угол перекося и расстояние от центра щелевой диафрагмы до оси вращения;  $\varphi_A$  — угол видимости источника излучения;  $\varphi_R$  — угол несоосности.

Таким образом, приведенные расчетные соотношения позволяют рационально назначать допуски на изготовление элементов конструкций АЦП. Однако основной проблемой построения прецизионных АЦП является обеспечение временной и температурной стабильности параметров преобразователя.

#### Глава четвертая

### **СТАБИЛИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

#### **15. Анализ влияния температуры на параметры и характеристики ОЭП**

Как показывает анализ, одной из основных проблем на современном этапе развития оптоэлектроники является проблема обеспечения устойчивости к воздействию температуры. Вопросам обеспечения температурной стабильности параметров оптоэлектронных элементов и изделий посвящено значительное количество работ [11, 25, 30], авторы которых предлагают различные методы обеспечения температурной стабильности ОЭП (рис. 55).

Чаще всего задача температурной стабилизации решается путем подбора оптоэлектронных элементов с идентичными температурными, спектральными и вольт-амперными характеристиками и включением их во взаимокompенсирующие схемы (цепи обратной связи, дифференциальное включение). Однако эффективность таких схем сравнительно невысока, так как подбор элементов с идентичными характеристиками и обеспечение теплового контакта между стабилизируемым и стабилизирующим элементами затруднительны, кроме того, возрастают габаритно-массовые показатели и т. п. Применение микрохолодильников и термостатирования также не лишено последнего недостатка.

Любой оптоэлектронный преобразователь можно в общем виде представить как шестиполюсник, состоящий из входного устройства, источника излучения (ИИ), оптической среды (ОС) и устройства управления, ФП и выходного устройства. В этом случае оптоэлектронная часть

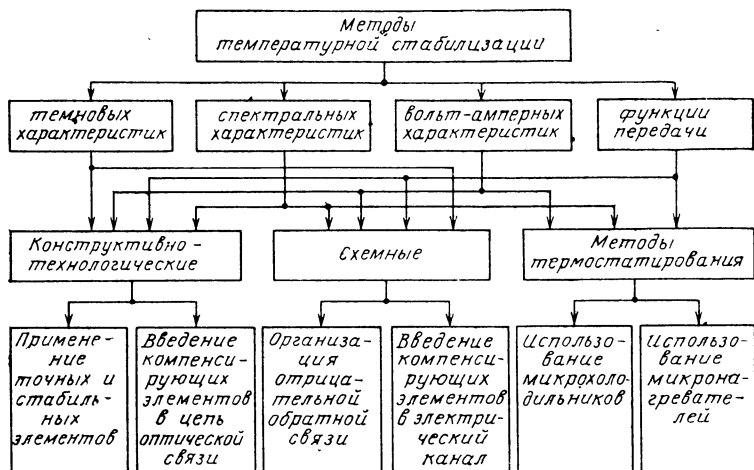


Рис. 55. Методы обеспечения температурной стабильности фотоэлектрических преобразователей

преобразователя может быть представлена в виде оптрона, состоящего из ИИ, создающего рабочий поток, ОС, передающий излучение, и ФП, принимающего излучение (ИИ — ОС — ФП).

Основываясь на одномерной модели оптрона [23], зависимость выходного сигнала  $z$  элементарного оптрона от внешних воздействий и принимаемого ФП излучения можно записать в виде

$$z = F[I^*, \mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n]. \quad (40)$$

Здесь

$$I^* = S_M(t) \Phi_M(t) T_{MC}(t) \int_{\lambda_H(t)}^{\lambda_B(t)} S(\lambda, t) \Phi(\lambda, t) T_c(\lambda, t) d\lambda \quad (41)$$

— интегральная чувствительность ФП;  $S_M(t)$ ,  $\Phi_M(t)$ ,  $T_{MC}(t)$  — температурные зависимости изменения максимумов абсолютных спектральных характеристик чувствительности ФП, мощности ИИ и пропускания ОС соответственно;  $t$  — температура;  $\lambda$  — длина волны излучения;  $\lambda_H(t)$ ,  $\lambda_B(t)$  — температурные зависимости изменения коротковол-

новой и длинноволновой границы чувствительности ФП соответственно;  $S(\lambda, t)$ ,  $\Phi(\lambda, t)$ ,  $T_c(\lambda, t)$  — относительные спектральные характеристики чувствительности ФП, ИИ и пропускания ОС соответственно;  $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n$  — параметры, характеризующие режимные условия работы (напряжение, ток питания, сопротивление нагрузки и т. д.).

Рассматривая характер влияния температуры на полупроводниковые ФП и ИИ, можно заметить, что с изменением температуры происходит изменение ширины запрещенной зоны полупроводника. Как следствие спектральная характеристика чувствительности ФП сдвигается при охлаждении в длинноволновую (полупроводники на основе соединений свинца) или коротковолновую (полупроводники на основе индия) область спектра. Аналогичное температурное смещение спектральной характеристики наблюдается у фотодиодных и фототранзисторных ФП, а также у полупроводниковых диодных источников излучения [8]. Так, температурный коэффициент изменения спектра излучения для арсенид-галлиевых светодиодов (СД) равен  $(2-7) \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ , а для фосфид-галлиевых светодиодов —  $(1-3) \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ .

Деформация спектральной характеристики ФП и ИИ, проявляющаяся в изменении ее максимума, полуширины и смещении в длинн- или коротковолновую область спектра при изменении температуры, может быть описана функциями с разностным аргументом:

$$\left. \begin{aligned} S_A(\lambda, t) &= S_m(t) S[\lambda - \lambda_s(t), t]; \\ \Phi_A(\lambda, t) &= \Phi_m(t) \Phi[\lambda - \lambda_\phi(t), t]. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Здесь  $S_A(\lambda, t)$ ,  $\Phi_A(\lambda, t)$  — абсолютные спектральные характеристики чувствительности ФП и распределения мощности ИИ соответственно;  $S[\lambda - \lambda_s(t), t]$ ,  $\Phi[\lambda - \lambda_\phi(t), t]$  — относительные спектральные характеристики чувствительности фотоприемника и излучения ИИ соответственно;  $S_m(t)$ ,  $\Phi_m(t)$  — температурные зависимости максимума и длины волны максимума  $\lambda_s(t)$ ,  $\lambda_\phi(t)$  соответствующих спектральных характеристик.

Влияние температуры на параметры оптической среды зависит от ее физической природы. Роль ОС в общем случае заключается в передаче излучения от ИИ к ФП, модуляции потока излучения, его пространственного распределения, выделении нужного спектрального состава и т. д. Так как любой оптический элемент обладает селективными свойствами, то оптическую среду можно рассматривать как своеобразный светофильтр (СФ). Например, узел фор-

мирования светового зонда считывания, состоящий из линз и щелевой диафрагмы, является фильтром фокальной изоляции [9] и может быть использован как отрезающий длинно- или коротковолновый СФ.

Многообразие фильтров отражает рис. 56. Исследуя влияние температуры на СФ, можно сказать, что; напри-

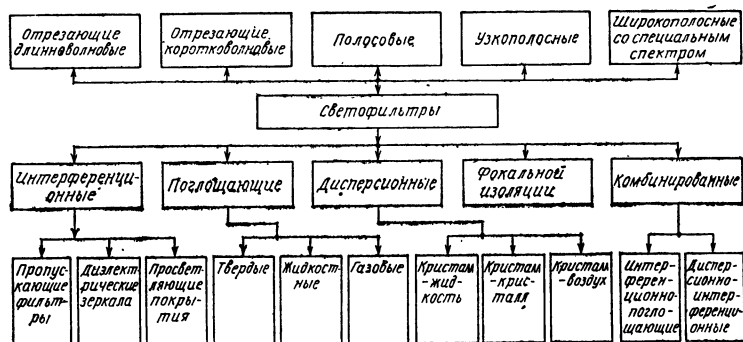


Рис. 56. Классификация схем светофильтров

мер, для интерференционных фильтров характерно изменение полосы пропускания, максимума пропускания и соответствующей ему длины волны. Это обусловлено температурным расширением и изменением показателей преломления тонкопленочных покрытий. Наиболее сильная зависимость положения максимума пропускания и полуширины полосы пропускания от температуры характерна для дисперсионных СФ. Это позволяет аппроксимировать их абсолютную спектральную характеристику пропускания функцией с разностным аргументом:

$$T_A(\lambda, t) = T_M(t) T[\lambda - \lambda_T(t), t], \quad (43)$$

где  $T_A(\lambda, t)$ ,  $T[\lambda - \lambda_T(t), t]$  — абсолютная и относительная спектральные характеристики пропускания фильтра, а  $T_M(t)$ ,  $\lambda_T(t)$  — температурные зависимости изменения максимума и длины волны максимума пропускания светофильтра.

Разложим выражение для функции передачи элементарного оптрона (40) в ряд Тейлора и определим температурные изменения его выходного сигнала

$$z(t_0 + \Delta t) = z(t_0) + \left[ \frac{\partial F_z}{\partial I} \frac{dI^*}{dt} \Big|_{t=t_0} + \sum_{i=1}^n \frac{\partial F_z}{\partial \mu_i} \frac{d\mu_i}{dt} \Big|_{t=t_0} \right] \Delta t. \quad (44)$$



С учетом этого условие температурной стабильности функции передачи оптрона можно записать в виде

$$\frac{\partial F}{\partial I^*} \frac{dI^*}{dt} \Big|_{t=t_0} \Delta t + \sum_{i=1}^n \frac{\partial F}{\partial \mu_i} \frac{d\mu_i}{dt} \Big|_{t=t_0} \Delta t = 0. \quad (45)$$

Полагая, что элементарные схемные методы [25] обеспечивают стабильность темновых характеристик и режимных условий, в первом приближении, ограничиваясь двумя членами ряда (44), условие температурной стабильности (45) запишем в виде

$$\frac{\partial F}{\partial I^*} \frac{dI^*}{dt} = 0. \quad (46)$$

Таким образом, температурная стабилизация функции передачи оптрона сводится к стабилизации интегральной чувствительности ФП при работе с конкретным ИИ. Для решения этой задачи может быть эффективно применена параметрическая температурная стабилизация ОЭП по оптическому каналу [26], сущность которой поясняет рис. 57.

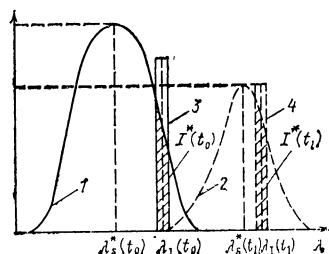


Рис. 57. К пояснению способа температурной стабилизации характеристик ОЭП по оптическому каналу: результирующая спектральная характеристика оптронной пары ИИ—ФП при нормальной температуре  $t_0$  (1) и при  $t_1 > t_0$  (2), спектральные характеристики ТКФ при  $t_0$  (3) и  $t_1$  (4)

Необходимым элементом схемы температурной стабилизации ФЭП служит расположенный в цепи оптической связи ИИ с ФП термокомпенсирующий фильтр (ТКФ) со специально сформированной спектральной характеристикой пропускания.

При изменении температуры окружающей среды изменяются параметры ИИ и ФП, что проявляется в деформации спектральных характеристик чувствительности ФП  $S^*(\lambda, t)$  и мощности излучения ИИ  $\Phi^*(\lambda, t)$  и как следствие в деформации результирующей спектральной характеристики (кривые, 1, 2, рис. 57) оптронной пары ИИ—ФП  $S_A(\lambda, t) = S_A^*(\lambda, t) \Phi_A^*(\lambda, t)$ . Здесь  $S_A^*(\lambda, t)$  определяется с учетом потерь в оптическом канале  $T_c(\lambda, t)$  и спектральной характеристики ФП  $S_{\Phi A}(\lambda, t)$  как  $S_A^*(\lambda, t) = S_{\Phi A}(\lambda, t) T_c(\lambda, t)$ .

Аналогичные изменения происходят и с характеристикой ТКФ (рис. 57, кривые 3, 4). Взаимный сдвиг спектральных характеристик оптронной пары, обусловленный изменением температуры и ТКФ, изменяет диапазон их перекрытия, т. е. изменяет интегральную чувствительность ФП (на рис. 57 соответствующая область заштрихована).

Так как выходной сигнал оптронной пары пропорционален интегральной чувствительности ФП, то, выбирая соответствующим образом значение и знак температурных коэффициентов ТКФ, можно добиться компенсации температурных изменений интегральной чувствительности ФП, обусловленных изменением характеристик оптрона, соответствующими изменениями спектральной характеристики пропускания ТКФ.

Аналитически это условие можно получить, подставив в (46) выражения для относительных спектральных характеристик элементов ИИ — ОС — ФП. Опуская операции дифференцирования и алгебраические преобразования, запишем условие температурной стабильности в виде

$$\frac{dI}{dt} = I(\lambda, t) \left\{ \alpha_{SM} + \alpha_{\Phi M} + \alpha_{TM} + \right. \\ \left. + \frac{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} S(\lambda, t) \Phi(\lambda, t) T(\lambda, t) \left[ \frac{\lambda_s \alpha_s}{S(\lambda, t)} + \frac{\lambda_\Phi \alpha_\Phi}{\Phi(\lambda, t)} + \frac{\lambda_T \alpha_T}{T(\lambda, t)} \right] d\lambda}{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} S(\lambda, t) \Phi(\lambda, t) T(\lambda, t) d\lambda} \right\} = 0,$$

где  $I(\lambda, t) = \int_{\lambda_H}^{\lambda_B} S_A(\lambda, t) \Phi(\lambda, t) T_A(\lambda, t) d\lambda$  — интегральная чувствительность ФП с термокомпенсацией;  $\alpha_{SM} = dS_M \times \times (t_0) / S_M(t_0) dt$ ;  $\alpha_{\Phi M} = d\Phi_M(t_0) / \Phi_M(t_0) dt$ ;  $\alpha_{TM} = dT_M(t_0) / T_M \times \times (t_0) dt$  — температурные коэффициенты изменения максимумов спектральных характеристик чувствительности ФП, распределения мощности излучения ИИ и пропускания ТКФ соответственно;  $\alpha_s = d\lambda_s(t_0) / d\lambda_s(t_0)$ ;  $\alpha_\Phi = d\lambda_\Phi(t) / \lambda_\Phi(t_0) dt$ ;  $\alpha_T = d\lambda_T(t) / \lambda_T(t_0) dt$  — температурные коэффициенты изменения длины волны максимумов спектральных характеристик чувствительности ФП, распределения мощности излучения ИИ и пропускания ТКФ соответственно.

Если, например, спектральная характеристика пропускания ТКФ описывается функцией Гаусса  $T[\lambda - \lambda_T(t)] = \exp[k_T(\lambda - \lambda_T(t))^2]$ , где  $k_T = \ln 0,5/4\Delta\lambda_T^2$ , то из (50)–(52) получаем следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} (\alpha_{TM} + \alpha_{SM})/(\lambda_T \alpha_T - \lambda_s \alpha_s) &= 2k_T(\lambda_s - \lambda_T); \\ \beta(\lambda_T) &= \min [T_M(t)] \exp[-k_T(\lambda_s - \lambda_T)^2]; \\ \delta_m(\lambda_T) &= \min k_T(\lambda_s \alpha_s - \alpha_T \lambda_T)^2 \Delta t^2. \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

Решение этой системы дает нам искомые параметры ТКФ. Наиболее наглядным является графо-аналитический метод решения. Для примера определим параметры дисперсионного фильтра с температурными коэффициентами  $\alpha_{TM}=0$ ,  $\alpha_T=3 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ , применяемого для стабилизации интегральной чувствительности оптронной пары: светодиод АЛ107Б и фототранзистор ФТ-2К с параметрами:  $\alpha_s=6 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $\alpha_{SM}=-1,2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $2\Delta\lambda_s=0,02 \text{ мкм}$ ;  $\lambda_s=0,96 \text{ мкм}$ ;  $t_0=0^\circ\text{C}$ ;  $\Delta t_p=20^\circ\text{C}$ . Последовательность решения такова:

1. По заданным параметрам ТКФ и ОЭП строится график функции  $\xi_1(\lambda_T)$  (кривая 5 на рис. 59).

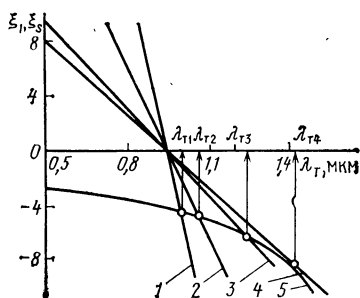


Рис. 59. К расчету параметров ТКФ

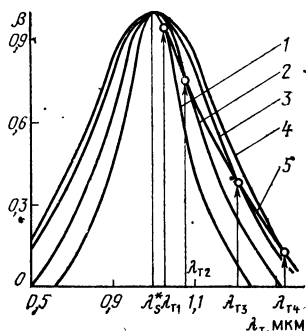


Рис. 60. Погрешности термокомпенсации

2. Для ряда значений  $k_T$ , определяемых полосой пропускания ТКФ, строятся зависимости  $\xi_2(\lambda_T)$  от длины волны максимума пропускания ТКФ (кривые 1–4 на рис. 59). Точки пересечения  $\xi_1(\lambda_{Ti})$  и  $\xi_2(\lambda_{Ti})$  являются решениями уравнения (50) и определяют длину волны  $\lambda_{Ti}$ , где выполняется условие (49).

3. По соотношениям (53) строятся графики функций  $\beta(\lambda_T)$  и  $\delta_m(\lambda_T)$  для выбранного ряда значений  $k_T$  (кривые 1–4 на рис. 60, 61).

4. На графики функций  $\beta(\lambda_T)$  и  $\delta_m(\lambda_T)$  наносятся точки  $\lambda_{Ti}$  решения уравнения (50), через которые проводятся кривые зависимостей  $\beta(\lambda_{Ti})$  и  $\delta_m(\lambda_{Ti})$  (кривые 5 на рис. 60, 61).

5. Выбрав по зависимости  $\beta(\lambda_{Ti})$  и  $\delta_m(\lambda_{Ti})$  длину волны  $\lambda_{Ti}$  максимума пропускания ТКФ из последнего уравнения системы (53), определим  $k_T = \delta_m(\lambda_{Ti}) / (\lambda_s \alpha_s - \lambda_{Ti} \alpha_i)^2 \Delta t_p^2$  и полуширины пропускания спектральной характеристики ТКФ  $\Delta \lambda_T = \sqrt{-\ln 0,5 / 4kT}$ .

В нашем примере для  $\delta_m = 0,04\%$ ;  $\lambda_{Ti} = \lambda_{T1} = 1,01$  мкм;  $\beta = 0,93$ ;  $k_T = 40$  мкм;  $\Delta \lambda_T = 0,13$  мкм.

Приведенный пример показывает, что параметры ТКФ приходится выбирать, исходя из противоречивых требований максимальной чувствительности ОЭП и минимальной погрешности. С одной стороны, одно из них требует увеличения полосы пропускания ТКФ и совмещения спектральных характеристик ОП и ТКФ  $\beta(\lambda_T) \rightarrow 1$  при  $\lambda_T \rightarrow \lambda_s$  и  $\Delta \lambda_T \rightarrow \infty$ , а с другой стороны — обратного. В каждом конкретном случае оптимальные параметры ТКФ определяются исходя из допустимого снижения чувствительности ФП и заданной температурной погрешности.

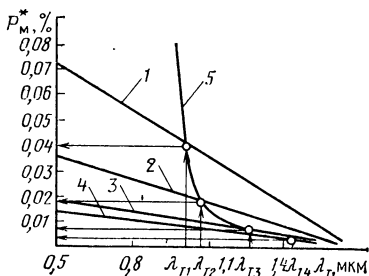
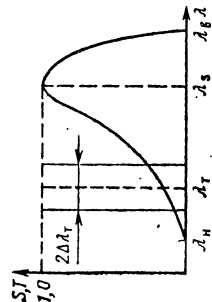
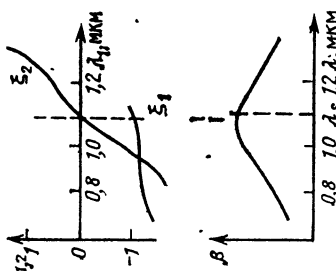
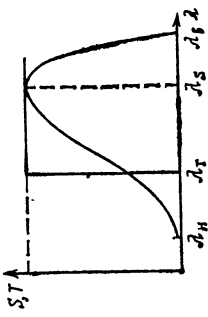
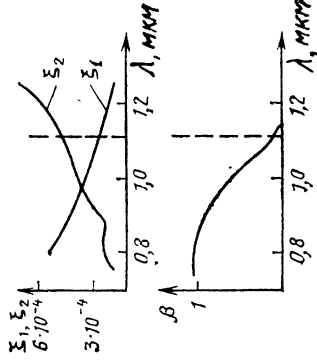


Рис. 61. Зависимости коэффициента использования светового потока  $\beta$  от длины волны

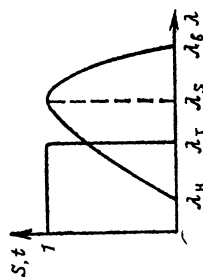
В табл. 6 приведены расчетные формулы для основных вариантов возможного соотношения спектральных характеристик ОЭП и ТКФ. Графики функций  $\xi_1$ ,  $\xi_2$ ,  $\beta$  даны для оптрона, состоящего из фототранзистора ФТ-2К и источника излучения типа А (лампочка накаливания) с параметрами  $\lambda_{s0} = 1,05$  мкм;  $\alpha_s = 0$ ;  $\alpha_{sm} = 0,05$  1/°С;  $\lambda_n = 0,035$  мкм;  $\lambda_b = 1,3$  мкм;  $\Delta t_p = 20$  °С;  $t_0 = 0$  °С. Параметры ТКФ:  $T_m(t_0) = 1$ ;  $\alpha_{tm} = -2 \cdot 10^{-3}$  1/°С;  $\alpha_t = 5 \cdot 10^{-2}$  1/°С.

Приведенная методика позволяет решить вопрос о пригодности и эффективности выбранного для стабилизации ОЭП ТКФ. Очевидно, что в качестве ТКФ могут использоваться любые фильтры, характеристики которых удовлетворяют (53). Однако использование интерференционных фильтров и просветляющих покрытий в качестве ТКФ позволяет существенно улучшить коэффициент использования источника излучения (коэффициент  $\beta$  может

Таблица 6. Сводка формул для расчета термокомпенсирующих светофильтров

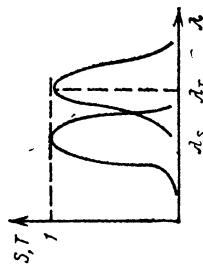
Тип светофильтра	Спектральные характеристики оптической пары и ТКФ	Функции	Графики функций
Полосовой фильтр	 $T(\lambda) = \begin{cases} 1, & \lambda \in [\lambda_T - \Delta\lambda_T, \lambda_T + \Delta\lambda_T] \\ 0, & \lambda \notin [\lambda_T - \Delta\lambda_T, \lambda_T + \Delta\lambda_T] \end{cases}$	$\xi_s = \frac{S(\lambda_T - \Delta\lambda_T, t) - S(\lambda_T + \Delta\lambda_T, t)}{\int_{\lambda_T - \Delta\lambda_T}^{\lambda_T + \Delta\lambda_T} S(\lambda, t) d\lambda}$ $\inf \left\{ T_m(t) S_m(t) \int_{\lambda_T - \Delta\lambda_T}^{\lambda_T + \Delta\lambda_T} S(\lambda, t) d\lambda \right\} = \frac{\inf \left\{ S_m(t) \int_{\lambda_n}^{\lambda_b} S(\lambda, t) d\lambda \right\}}{\int_{\lambda_T - \Delta\lambda_T}^{\lambda_T + \Delta\lambda_T} S(\lambda, t) d\lambda}$	
Отрезающий коротковолновый ТКФ		$\xi_s = \frac{S(\lambda, t)}{\int_{\lambda_T}^{\lambda_b} S(\lambda, t) d\lambda}$ $\inf \left\{ T_m(t) S_m^*(t) \int_{\lambda_T}^{\lambda_b} S(\lambda, t) d\lambda \right\} = \frac{\inf \left\{ S_m(t) \int_{\lambda_n}^{\lambda_b} S(\lambda, t) d\lambda \right\}}{\int_{\lambda_T}^{\lambda_b} S(\lambda, t) d\lambda}$	

Отрезаю-  
щий длинно-  
волновый  
ТКФ



$$T(\lambda) = \begin{cases} 0, & \lambda > \lambda_T \\ 1, & \lambda < \lambda_T \end{cases}$$

Гауссооб-  
разный ТКФ



$$T(\lambda) = \exp \{ -k_T [\lambda - \lambda_T]^2 \}$$

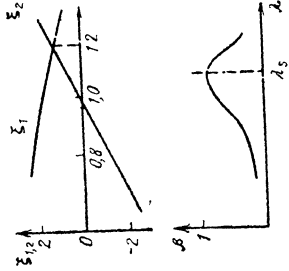
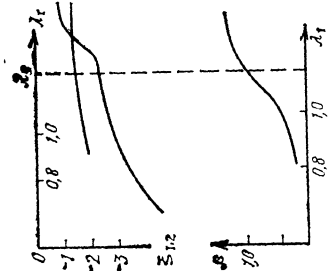
$$\xi_s = - \frac{S(\lambda_T, t)}{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} S(\lambda, t) d\lambda};$$

$$\beta = \frac{\inf \left\{ T_m(t) S_m(t) \int_{\lambda_H}^{\lambda_B} S(\lambda, t) d\lambda \right\}}{\inf \left\{ S_m(t) \int_{\lambda_H}^{\lambda_B} S(\lambda, t) d\lambda \right\}}$$

$$\xi_s = - \frac{2k_S k_T (\lambda_S - \lambda_T)}{k_S + k_T};$$

$$\beta = T_m \sqrt{\frac{k_S}{k_S + k_T}} \times$$

$$\times e^{-\frac{k_T k_S}{k_T + k_S} (\lambda_S - \lambda_T)^2}$$



быть больше единицы) и минимизировать при этом габаритно-массовые показатели ОЭП.

Как известно [35], при нормальном падении излучения на границу раздела двух сред с показателями преломления  $n_1$  и  $n_2$  при наличии просветляющего покрытия толщиной  $d_2$  и с показателем преломления  $n_3$  коэффициент отражения  $R_\lambda$  равен нулю при выполнении условий:

$$\left. \begin{aligned} n_1 n_3 &= n_2^2; \\ n_3 d_2 &= 0,25\lambda (2N - 1), \quad N = 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

Относительная спектральная характеристика пропускания просветленной поверхности полупроводника  $T(\lambda)$  описывается выражением

$$T(\lambda) = 1 / (A + D \cos B/\lambda), \quad (55)$$

где  $A = (1 - r^2) / T_M$ ;  $r = r_{21} r_{32}$ ;  $D = 2r / T_M$ ;  $B = 4\pi n_2 d_2$ ;  $T_M = 4n_1 n_3 n_2^2 / (n_1 n_3 + n_2^2)^2$ ;  $r_{21} = (n_2 - n_1) / (n_2 + n_1)$ ;  $r_{32} = (n_3 - n_2) / (n_3 + n_2)$ . Температурные характеристики просветляющего термостабилизирующего покрытия (ПТП) можно определить так:

$$\alpha_T = d\lambda_T / \lambda_T dt = \alpha_{n2} + \alpha_{d2}; \quad (56)$$

$$\alpha_{TM} = [(\alpha_{n1} + \alpha_{n3})(n_2^2 - n_1 n_3) + \alpha_{n2}(n_1 n_3 - 3n_2^2)] / (n_1 n_2 + n_2)^2.$$

Здесь  $\alpha_{ni} = (dn_i / n_i) dt$  — относительные температурные коэффициенты изменения показателей преломления  $n_1$ ,  $n_2$  и  $n_3$  соответственно;  $\alpha_{d2} = dd_2 / d_2 dt$  — относительный температурный коэффициент расширения просветляющей пленки.

Длину волны  $\lambda_T$ , соответствующую максимуму пропускания характеристики ПТП, эквивалентную ширину пропускания и минимальное значение пропускания просветленного полупроводника можно определить из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_T &= 4n_2 d_2 / (2N - 1); \\ \Delta \lambda_T &= \frac{2\pi \lambda_T \arccos \Gamma}{(2N - 1) [4\pi^2 N^2 - (\arccos \Gamma)^2]}; \\ T_{min} &= 4n_1 n_3 / (n_1 + n_3)^2, \end{aligned} \right\} \quad (57)$$

где  $\Gamma = 2r / (1 + r)$ .

Рассматривая просветляющее покрытие как широкополосный ТКФ, можно записать условие для выбора параметров ПТП в виде

$$\frac{\alpha_{фМ} + \alpha_{TM}}{\alpha_{n2} + \alpha_{d2} - \alpha_{ф}} = \frac{4\pi n_2 d_2 D \sin B / \lambda_{ф}}{\lambda_{ф} (A + D \cos B / \lambda_{ф})}. \quad (58)$$

Показатель преломления просветляющего покрытия выби-

рают из (54), а коэффициент использования светового потока  $\beta$  и погрешность температурной компенсации находятся из выражений:

$$\beta = T_m(t_0) T(\lambda_\phi, t_0) / (1 - R\lambda); \quad (59)$$

$$\delta_m = \left| \sin B / \lambda_\phi \left( \frac{BD \sin B / \lambda_\phi}{\lambda_\phi (A + D \cos B / \lambda_\phi)} + 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{B}{\lambda_\phi} \cos \frac{B}{\lambda_\phi} \left| BD (\alpha_{n2} + \alpha_{d2} - \alpha_\phi)^2 \Delta t_p^2 / 2 \lambda_\phi \left( A + D \cos \frac{B}{\lambda_\phi} \right) \right| \right|. \quad (60)$$

Например, расчет по изложенной выше методике при использовании в качестве материала просветляющего покрытия монооксида кремния ( $n_2=1,9$ ;  $\alpha_{n2}=-7,08 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ ;  $\alpha_{d2}=7,07 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ ), применяемого для стабилизации функции передачи арсенид-галлиевого излучающего диода ( $\lambda_\phi=0,95 \text{ мкм}$ ;  $\Delta\lambda_\phi=0,09 \text{ мкм}$ ;  $\alpha_{\phi m}=-1,05 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ ;  $\alpha_\phi=-4,2 \cdot 10^{-4} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ ;  $n_1=1$ ;  $n_3=3,55$ ;  $t_0=0$ ;  $\Delta t_p=20^\circ\text{C}$ ), дал оптимальную толщину просветляющего покрытия  $d_2=0,674 \text{ мкм}$  при коэффициенте  $\beta=1,22$  и температурной погрешности  $\delta_n=0,17\%$ , что в диапазоне рабочих температур  $\Delta t_p=20^\circ\text{C}$  снизило температурную нестабильность потока излучения в 12 раз.

Работа ОЭП в широком диапазоне температур характеризуется существенной нелинейностью температурных и спектральных характеристик источника и приемника излучения. В этом случае принятые ранее допущения не обеспечивают желаемой точности. При стабилизации функции ОЭП в широком диапазоне температур возможны два варианта:

1. Выбор оптимальных параметров ТКФ, обеспечивающих наименьшее значение погрешности  $\delta_n$ .
2. Синтез необходимой спектральной характеристики пропускания ТКФ при заданных температурных характеристиках фильтра, обеспечивающей наилучшую стабилизацию.

В первом случае в качестве исходных данных используются значения параметров ТКФ, рассчитанные для узкого диапазона температур и средних по диапазону рабочих температур спектральных и температурных характеристик ОП и ТКФ. Во втором случае температурные характеристики ТКФ однозначно определяются предварительным расчетом, аналогичным п. 1, и соответствующим выбором материалов и конструкции ТКФ. Затем искомая спектральная



характеристика пропускания фильтра определяется из условия

$$I(t) = S_m(t) T_m(t) \int_0^{\infty} S(\lambda, t) T(\lambda, t) d\lambda = \text{const.} \quad (61)$$

Наиболее эффективно задача оптимизации параметров ТКФ и формирования его спектральной характеристики решается для случая, когда в качестве ТКФ используются многослойные интерференционные фильтры и просветляющие покрытия. При этом эффективно решается проблема микроминиатюризации различных ОЭП.

В обоих случаях относительную характеристику спектрального пропускания ТКФ можно представить в виде (55). В качестве оптимизируемых параметров удобно выбирать толщину полуволнового резонансного слоя интерференционного фильтра или толщину ПТП, а также полосу пропускания фильтра, определяемую коэффициентами отражения зеркальных составляющих интерференционного фильтра и показателем пропускания ПТП.

В общем случае при оптимизации параметров ТКФ необходимо учитывать поглощение излучения и дисперсию показателей преломления, что в широком диапазоне температур приводит к довольно громоздким аналитическим выражениям [27]. Решение получающихся при этом уравнений возможно лишь численными методами на ЭВМ.

При использовании непоглощающих материалов для ТКФ температурными изменениями максимума пропускания можно пренебречь. Аппроксимируя спектральную характеристику чувствительности ФП кривой Гаусса для термокомпенсированного ОЭП, получаем:

$$I(t) = S_m(t) T_m(t) \int_{\nu_n}^{\nu_0} \frac{\exp[-k_s(\nu - \nu_s(t))^2]}{1 + r^2 + 2r \cos B\nu} d\nu, \quad (62)$$

где  $\nu$  — частота излучения;  $\nu_n, \nu_b$  — верхняя и нижняя границы чувствительности ФП;  $B_1 = 4\pi n_2 d_2 / c$ ;  $c$  — скорость света;  $\nu_s(t) = \nu_0(1 + \alpha_s t)$  — температурная зависимость изменения частоты максимума спектральной характеристики чувствительности ФП.

Так как для ПТП из непоглощающих материалов  $T_m(t) = 1$ , а для ОП видимой и ближней инфракрасной области спектра при  $\nu_b < \nu < \nu_n$  выполняется соотношение  $\exp[-k_s(\nu - \nu_s)^2] \ll 1$ , то температурная зависимость изменения максимума чувствительности ФП может быть ап-

проксимирована функцией  $S_m(t) = S_0 e^{pt}$ , где  $S_0 P$  — коэффициенты аппроксимации. Тогда (62) можно записать в виде

$$I(t) = \sqrt{\frac{\pi}{k_s}} \frac{S_0 e^{pt}}{1+r^2} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-r)^i e^{(iB)^2/4k_s} \cos [iB, v_s(t)] \right]. \quad (63)$$

Учитывая, что для многих ОП зависимость  $v_s(t)$  близка к линейной, а для ПТП выполняются неравенства  $r \ll 1$ ,  $\exp[-(iB)^2/4k_s] < 1$ , получаем

$$I(t) \approx \sqrt{\frac{\pi}{k_s}} \frac{S_0 e^{pt}}{1+r^2} [1 - 2re^{-B^2/4k_s} \cos [B, v_0(1+at)]] \quad (64)$$

Здесь  $\alpha = \alpha_s - (\alpha_{n2} - \alpha_{d2})$ .

Принимая за нижнюю границу диапазона изменения температуры значение  $t_n = 0$ , без потери общности для средней чувствительности ФП в рабочем диапазоне температур можно записать:

$$I_0(t) = \sqrt{\frac{\pi}{k_s}} \frac{S_0}{Pt_B(1+r^2)} \left\{ e^{pt_B} - 1 - \frac{2rBre^{-B^2/4k_s}}{1+B_2^2} \times \right. \\ \times \left[ e^{pt_B} \left[ \frac{\cos B, v_0(1+at_B)}{B_2} + \sin B, v_0(1+at_B) \right] - \right. \\ \left. \left. - \left( \frac{\cos B_1 v_0}{B_2} + \sin B_1 v_0 \right) \right] \right\}, \quad (65)$$

где  $B_2 = \alpha B_1 v_0 / p$ .

Погрешность температурной стабилизации функции передачи ОЭП

$$\delta_n = \sup \{ |I(t_n)/I_0 - 1|, |I(t_B)/I_0 - 1|, |I(t_N)/I_0 - 1| \}, \quad (66)$$

где  $t_N = \frac{1}{\alpha} \left\{ \frac{1}{B_1 v_0} \left[ \arcsin \frac{1}{\sqrt{1+B_2^2}} - \arcsin \frac{e^{B^2/4k_s}}{2r\sqrt{1+B_2^2}} + \right. \right. \\ \left. \left. + 2\pi N \right] - 1 \right\}$  — значения температуры, соответствующие

максимумам температурной погрешности компенсации в диапазоне  $t \in [0; t_B]$ .

Показатель преломления  $n_2$  ПТП выбирается из условия (54), а оптимальную толщину просветляющего термомокомпенсирующего покрытия можно определить как  $d_{2opt} = CB_{opt}/4\pi n_2$ . Здесь  $B_{opt}$  определяется исходя из условий наименьшей погрешности  $\delta_m(B)$  и максимально возможного при этом коэффициента передачи  $\beta(B)$ .

В некоторых случаях реализация первого метода термокомпенсации в широком диапазоне температур, т. е. оптимизация параметров ТКФ по критериям минимума температурной погрешности и максимума коэффициента использования ИИ, дает неприемлемо большие погрешности. В этих случаях целесообразно использовать второй способ реализации ТКФ, основанный на формировании специальной спектральной характеристики ТКФ, позволяющий получить меньшую погрешность. Рассмотрим возможные варианты реализации ТКФ с заданной спектральной характеристикой пропускания.

Наиболее просто заданная спектральная характеристика формируется [9] путем изменения состава и концентрации примесей. Однако реализация поглощающих ТКФ с одновременно заданными спектральными и температурными характеристиками встречает определенные трудности, так как изменение состава и концентрации примеси меняет и его температурные характеристики. Избежать этого можно, формируя необходимую форму спектральной характеристики набором элементарных фильтров. На рис. 62 по-

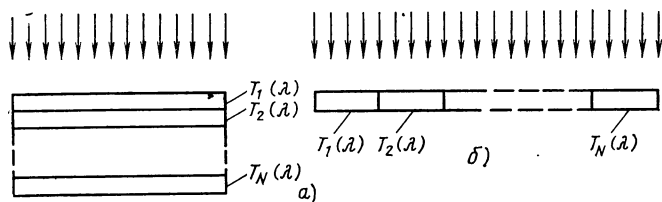


Рис. 62. Пример формирования ТКФ из набора фильтров путем последовательного (а) и параллельного (б) объединения

казаны структуры фильтра, полученные путем последовательного (а) и параллельного (б) расположения элементарных фильтров со спектральными характеристиками  $T_1(\lambda)$ ,  $T_2(\lambda)$ , ...,  $T_N(\lambda)$ . Пропускание последовательной структуры  $T_A(\lambda)$  определяется произведением их спектральных характеристик  $T_A(\lambda) = \prod_{i=1}^N P_i(\lambda)$ .

Практически выбирая, например, в качестве элементарных ряд узкополосных фильтров с разными максимумами пропускания, смещенными относительно друг друга по оси длин волн, можно синтезировать ТКФ с заданной спектральной характеристикой пропускания.

К достоинствам последовательной структуры ТКФ следует отнести постоянство спектральной характеристики пропускания по его поверхности. К конструктивным недостаткам — громоздкость и относительно большие габаритно-массовые показатели. Последнее устранимо, если в качестве составляющих элементарных фильтров использовать интерференционные покрытия.

Интегральное пропускание параллельно расположенных элементарных фильтров для равномерного светового потока определяется суммой спектральных характеристик

его составляющих  $T_A(\lambda) = \sum_{i=1}^N T_i(\lambda)$ . Так как поток излу-

чения, проходящий через элементарный фильтр, определяется его спектральной характеристикой и площадью поверхности, то в качестве составляющих фильтра можно использовать непоглощающие фильтры с максимумом пропускания, равным единице. В этом случае необходимая пропорция между спектральными характеристиками составляющих фильтра определяется соотношением их площадей. Так же, как и для последовательной конструкции ТКФ, синтез спектральной характеристики пропускания ТКФ сводится к аппроксимации функции  $T_A(\lambda)$  линейной комбинацией функций  $T_i(\lambda)$ .

Синтез ТКФ параллельной конструкции может быть существенно упрощен, если в качестве элементарных фильтров используются узкополосные интерференционные фильтры. Известно, что длина волны максимума пропускания интерференционного фильтра определяется толщиной промежуточного полуволнового слоя и углом падения излучения на поверхность фильтра. Применение специальных мер и непоглощающих интерференционных пленок [4] позволяет добиться неизменной полосы и максимума пропускания фильтра при углах падения излучения до  $50^\circ$ . Профилируя подложку ТКФ, на которую наносятся интерференционные слои, можно сформировать требуемые спектральные характеристики пропускания на различных участках поверхности ТКФ, что эквивалентно параллельному подключению элементарных фильтров. Как известно [9], относительная спектральная характеристика пропускания  $T(\lambda)$  интерференционного фильтра с плоской подложкой определяется выражением

$$T(\lambda) = C / \left[ A + D \cos \left( \frac{B}{\lambda} \cos \varphi \right) \right],$$

где  $A$ ,  $C$ ,  $D$  — постоянные, определяемые коэффициентами

отражения зеркальных составляющих фильтра;  $B=4\pi n_2 d_2$ ;  $n_2$ ,  $d_2$  — показатель преломления и толщина промежуточного полуволнового слоя фильтра.

Если профиль подложки соответствует закону  $\psi(x)$ , то пропускание всей поверхности интерференционного фильтра с профилированной подложкой  $T_n(\lambda)$  определяется:

$$T_n(\lambda) = \int_0^{x_m} C dx / \left\{ A + D \cos \left[ \frac{B}{\lambda} \cos \left( \arctg \frac{d\psi(x)}{dx} \right) \right] \right\}. \quad (67)$$

Последнее уравнение является исходным для определения профиля подложки  $\psi(x)$  при заданном законе изменения спектральной характеристики пропускания фильтра.

Для интерференционных ТКФ возможен и другой путь синтеза заданного спектра пропускания — изменением толщины промежуточного полуволнового слоя фильтра по заданному закону. В этом случае для ТКФ с диэлектрическими составляющими из непоглощающих веществ при нормальном падении излучения исходным уравнением для определения закона изменения толщины полуволнового слоя  $d_2 = \psi_1(x)$  служит выражение

$$T(\lambda) = \int_0^{x_m} C dx / \left[ A + D \cos \frac{4\pi n_2}{\lambda} \psi_1(x) \right]; \quad (68)$$

Для решения исходных уравнений (67), (68) в общем случае целесообразно использовать численные методы и ЭВМ.

Эффективность температурной компенсации функции передачи ОЭП во многом определяется учетом конкретных условий теплообмена между его элементами. Возможен вариант такого расположения ФП и ИИ, когда они находятся достаточно далеко друг от друга, а связь осуществляется с помощью оптической среды, спектральные характеристики которой не изменяются. В этом случае допустимо считать, что ФП и ИИ находятся в независимых температурных условиях и задачу стабилизации функции передачи ОЭП необходимо решать путем индивидуальной температурной компенсации ИИ и ФП. В качестве фильтров температурной компенсации таких ОЭП рекомендуется применять широкополосные фильтры.

Однако возможно применение просветляющих термокомпенсирующих покрытий и интерференционных ТКФ. Например, нанося на приемное окно ФД интерференционный ТКФ, стабилизирующий спектральную характеристику ФД в области излучения ИИ, а на поверхность полупро-

водникового кристалла ФД — просветляющее термостабилизирующее покрытие, компенсирующее температурные изменения максимумов чувствительности ФД и пропускания ТКФ, можно обеспечить постоянство спектральной характеристики ФД. Нанося теперь на поверхность источника излучения ПТП, компенсирующее температурные изменения мощности излучения, получаем, что смещение полосы ИИ не влияет на ток фотогенерации.

Если ФП и ИИ ОЭП находятся в одинаковых температурных условиях, то термокомпенсация упрощается. В этом случае достаточно один элемент выполнить оптимально просветленным, а на второй нанести ПТП. При этом стабильность ОЭП будет обеспечена при максимальном коэффициенте использования ИИ.

Если теплообмен между компонентами ОЭП осуществляется за счет теплопроводимости, то целесообразно нанесение тонкопленочных термокомпенсирующих покрытий непосредственно на их поверхность. Такой вариант обеспечивает наилучший теплообмен и минимальную разницу температурных условий ОП и ТКФ, что обеспечивает эффективную температурную компенсацию ОЭП в целом.

## 17. Влияние режимных особенностей на параметры элементов температурной компенсации

Малые габаритно-массовые показатели светодиодов, высокое быстродействие, хорошая корреляция их спектральных характеристик с характеристиками фотоприемников ставят светодиоды в ряд наиболее перспективных ИИ ОЭП. Однако колебания температуры существенным образом влияют на ВАХ и спектральные характеристики СД, причем это влияние различным образом зависит от режима питания.

Для светодиодов возможны три режима питания: от генератора тока, от генератора напряжения и смешанный. При подключении СД к генератору тока интенсивность получения с ростом температуры падает (рис. 63), за исключением СД из карбида кремния специального легирования. Изменение тока питания меняет соотношение между излучательными и безызлучательными составляющими тока, что приведет к изменению максимума длины волны и полуширины спектральной характери-

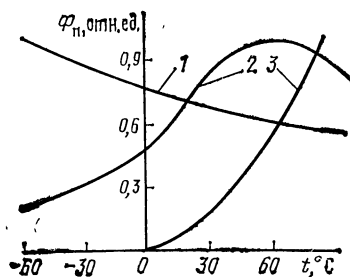
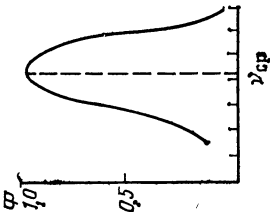
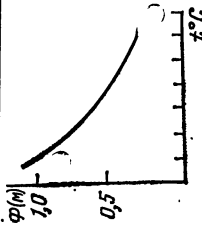
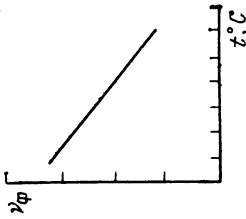


Рис. 63. Зависимость мощности излучения светодиода от температуры:

1 — GaAs — питание от генератора тока; 2 — SiC — питание от генератора тока; 3 — GaAs — питание от генератора напряжения

Таблица 7. Аппроксимация характеристик светодиода при питании от генератора тока

Тип характеристики	График функции	Номер формул	Аппроксимирующая зависимость	Примечание
Спектральная характеристика		1	$\Phi_A(l, \nu, t) = \alpha \Phi_M(l, t) \times$ $\times \exp \{ -k_\Phi(l, t) [\nu - \nu_\Phi(l, t)]^2 \}$	$\Phi_M(l, t) = \Phi_{MO}(t) l^{l_\pi};$ $\gamma(l_\pi) = \gamma_0 + \gamma_1(l_\pi - l_\pi)^2;$ $k_\Phi(l, t) = k_{\Phi 0}(1 + \alpha_{k\Phi} E)(1 + \alpha_{k\Phi} \Delta l);$ $\delta \leq 6\%$
Изменение максимума		2 3 4	$\Phi_{MO}(t) = 1 + \alpha_m [1 + \alpha_{m1} \Delta l] t +$ $+ \alpha_{m2} [1 + \alpha_{m2} \Delta l] t^2$ $\Phi_{MO}(t) = \exp \{ \alpha_m [1 + \alpha_{mi} \Delta l] t \}$ $\Phi_{MO}(t) = \frac{1}{\alpha_{m2} + \alpha_m [1 + \alpha_{m1} \Delta l] t +$ $+ \frac{1}{\alpha_{m2} [1 + \alpha_{m2} \Delta l] t^2}}$	$\delta \leq 1,5\%$ $\delta \leq 2\%$ $\delta \leq 2\%$
Изменение частоты максимума		5	$\nu_\Phi(t) = k_\delta (a + bt)$	$\delta \leq 1,5\%$

стики (рис. 64). Аппроксимируя температурные зависимости составляющих характеристик ИИ согласно табл. 7, зависимость мощности излучения СД от температуры и тока при питании от генератора можно представить в следующем виде:

$$\Phi(I, t) = a I^{\gamma(I_n)} \Phi_{\text{м.о}}(t) T_{\text{м}}(t) \int_{\nu_{\text{к}}}^{\nu_{\text{в}}} \exp \{ -k_{\text{ф.о}}(\nu) (1 + \alpha_{\text{коп}t}) \times \\ \times (1 + \alpha_{\text{ки}} \Delta) [\nu - \nu_{\text{ф}}(I, t)]^2 \} T(\nu, t) d\nu. \quad (69)$$

При подключении ИИ к генератору напряжения интенсивность излучения с увеличением температуры резко возрастает (рис. 63, кривая 3), что объясняется ростом тока питания вследствие уменьшения

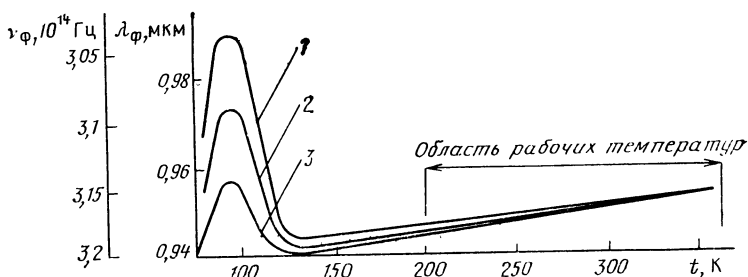


Рис. 64. Влияние температуры на спектральную характеристику светодиода при  $I=0,5$  (1), 5 (2) и 50 мА (3)

ширины запрещенной зоны. Нелинейность функции передачи, сильная зависимость мощности излучения от температуры и опасность токовой перегрузки при повышенных температурах ограничивают возможности применения питания ИИ от генератора напряжения.

Для ограничения тока питания ИИ последовательно с генератором напряжения включают токоограничивающее сопротивление  $R_{\text{огр}}$ , получая смешанный режим питания. При работе на линейном участке ВАХ и линейной зависимости напряжения  $U_{\text{п}}$  от температуры для тока питания можно записать

$$I_{\text{п}} = (E - U_{\text{п}}) / R_{\text{огр}} = G_0 (1 - \alpha_G t) [U_{\text{п}} - U_0 (1 + \alpha_u t)]. \quad (70)$$

Здесь эквивалентное внутреннее сопротивление ИИ  $G_0 = \text{tg } \varphi_u$ , где  $\varphi_u$  — угол наклона прямой при кусочно-линейной аппроксимации ВАХ СД;  $\alpha_G =$

$\frac{1}{G_0} \frac{dG_0}{dt}$  — температурный коэффициент изменения сопротивления;

$U_0$ ,  $\alpha_u = \frac{dU_0}{U_0 dt}$  — напряжение отсечки и температурный коэффициент ВАХ.

Мощность излучения в этом случае следующим образом зависит от температуры:

$$\Phi_{\text{п}}(t) = \alpha \Phi_{\text{мо}}(t) [E_{\text{п}} - U_0 (1 + \alpha_u t)]^{\gamma_0} \frac{G_0^{\gamma_0} (1 + \alpha_G t)^{\gamma_0}}{[1 + R_{\text{огр}} G_0 (1 + \alpha_G t)]^{\gamma_0}}. \quad (71)$$



Находя из последнего температурный коэффициент изменения мощности излучения  $\alpha_{\text{фм}} = \alpha_{\text{м}} + \gamma_0 \alpha_G / (1 + R_{\text{огр}} G_0) - \gamma_0 U_0 \alpha_u / (E_{\text{п}} - U_0)$ , замечаем, что он зависит от режима питания и равен

$$R_{\text{огр}} = \frac{1}{G_0} \left[ \frac{(E - U_0) \gamma_0 \alpha_G}{\gamma_0 U_0 \alpha_u - (E_{\text{п}} - U_0) \alpha_m} - 1 \right]. \quad (72)$$

Оптимальное значение  $R_{\text{огр}}$  составляет единицы ом, при этом внутреннее сопротивление источника питания должно быть существенно меньше, что затрудняет практическую реализацию условия (72), поэтому  $R_{\text{огр}}$  выбирается больше  $1/G_0$ . В этом случае режим питания близок к режиму питания от источника тока. Зависимость температурного коэффициента  $\alpha_{\text{фм}}$  от изменения режима питания можно определить из выражения

$$\alpha_{\text{м1}}^* = \alpha_{\text{м1}} + \gamma_0 U_0 (1 + R_{\text{огр}} G_0) \alpha_u / (E_{\text{п}} - U_0)^2 G_0, \quad (73)$$

которое необходимо использовать при расчете ТКФ, стабилизирующего мощность ИИ.

Практическая реализация способа стабилизации излучения арсенид-галлиевого светодиода АЛ107 с помощью просветляющих покрытий показала, что толщина просветляющего покрытия существенно влияет на стабильность излучения и погрешность температурной компенсации (рис. 65). Анализ зависимости погрешности температурной компенсации

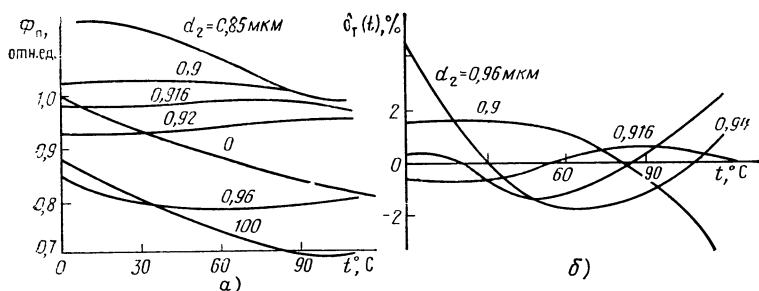


Рис. 65. Влияние толщины термокомпенсирующего просветляющего покрытия на мощность излучения светодиода АЛ107 (а) и погрешность температурной компенсации (б)

от толщины ПТП (рис. 66) показывает, что существует оптимальная толщина ПТП  $d_{\text{опт}}$ , обеспечивающая глобальный минимум погрешности и зависящая от температурного коэффициента  $\alpha_{\text{фм}}$  и показателя преломления  $n_2$  просветляющего покрытия (рис. 67). Для определения  $d_{\text{опт}}$  удобно пользоваться графиком зависимости  $d_{\text{опт}} = f(n_2)$  при

$\alpha_{\text{фм}} = \text{const}$  (рис. 68): Полученные результаты показывают, что при питании СД от генератора тока и оптимизации параметров ПТП температурная погрешность функции передачи в диапазоне температур 120 °С снижается в 20—40 раз.

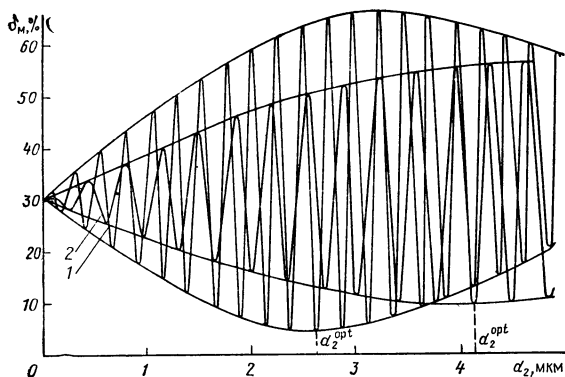


Рис. 66. Зависимость погрешности температурной компенсации от толщины ПТП при  $n_2 = 1,98$  (1), 1,38 (2)

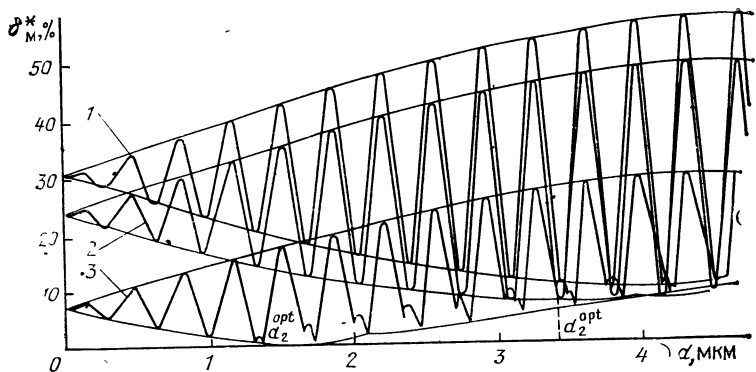


Рис. 67. Влияние температурного коэффициента  $\alpha_{\text{фм}} = -5,9 \cdot 10^{-3}$  (1),  $-1,08 \cdot 10^{-2}$  (2) и  $-3,96 \cdot 10^{-3}$  1/°С (3) и показателя преломления  $n_2$  на толщину ПТП

Режимные условия работы ФП во многом определяют быстродействие, линейность и стабильность характеристик. Наиболее предпочтительными с этой точки зрения являются фотодиодные приемники.

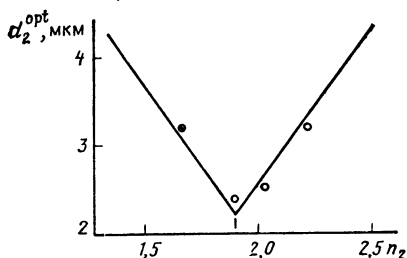


Рис. 68. К определению оптимальной толщины ПТП ( $\alpha_{\Phi M} = 6,5 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ )

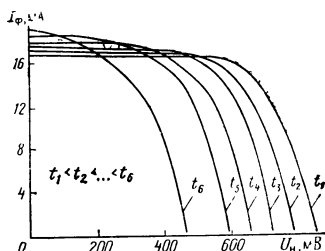


Рис. 69. Семейство ВАХ ФД для различных температур при освещении от источника типа А

Для фотодиодов (ФД) различают следующие режимы работы:

- 1 — режим генерации фото-ЭДС, или холостой ход (ХХ),  $R_n \rightarrow \infty$ ;
- 2 — режим короткого замыкания (КЗ), когда  $R_n = 0$ ;
- 3 — смешанный режим,  $0 < R_n < \infty$ ;

4 — фотодиодный режим, когда к ФД подключен внешний источник питания в запирающем направлении.

В общем случае во внешней цепи ФД ток  $I = (U_n + E_n) / R_n$ . Для режима генерации фото-ЭДС

$$U_{xx} = A_{\Phi} \ln (I_{\Phi} / I_T + 1), \quad (74)$$

где  $A_{\Phi}$  — коэффициент, учитывающий особенности процессов рекомбинации в полупроводнике;  $I_{\Phi}$  — ток фотогенерации в режиме КЗ;  $I_T$  — темновой ток фотодиода. Температурный коэффициент изменения фото-ЭДС  $\alpha_{xx}$  определяется в основном изменением темнового тока и тока утечки, что позволяет записать  $\alpha_{xx} = (1 - E_n / eU_{xx}) / t$ . Поскольку ширина запрещенной зоны  $E_n$  полупроводника больше  $eU_{xx}$ , то температурный коэффициент фото-ЭДС всегда отрицательный.

В режиме КЗ характерно увеличение тока фотогенерации  $I_{K,3} = I_{T,0} (e^{U_{xx} / A_t} - 1)$ . Условие для выбора характеристик ТФК запишется:

$$I_{T,0} (e^{U_{xx} / A_t} - 1) = T_m(t) \int_{\lambda_n}^{\lambda_B} S_A(\lambda, t) T(\lambda, t) \Phi_A(\lambda) d\lambda. \quad (75)$$

Смешанный режим работы фотодиода является промежуточным между режимами ХХ и КЗ, поэтому при постоянном спектральном составе принимаемого излучения можно подобрать такое сопротивление нагрузки, при котором температурное изменение ВАХ будет минимальным

(рис. 69). Спектральная характеристика ТКФ для смешанного режима работы определяется из выражения

$$\frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} + I_{\text{т.о}} (e^{U_{\text{н}}/A_t} - 1) = T_{\text{м}}(t) \int_{\lambda_{\text{н}}}^{\lambda_{\text{в}}} S_A(\lambda, t) T(\lambda, t) \Phi_A(\lambda) d\lambda. \quad (76)$$

Для фотодиодного режима левую часть равенства (76) следует заменить выражением

$$I_{\text{ф}} = (U_{\text{н}} + E_{\text{н}})/R_{\text{н}} + I_{\text{т.о}} (e^{U_{\text{н}}/A_t} - 1). \quad (77)$$

Таким образом, для всех режимов работы возможна стабилизация чувствительности ФД по оптическому каналу. Реализация способа для фотодиодных преобразователей при неизвестном спектре ИИ характеризуется низким коэффициентом использования ИИ. Знание спектра ИИ позволяет существенно увеличить эффективность его использования.

Режим питания ОЭЭ во многом определяет нелинейность их энергетических характеристик. Так, включение фоторезисторов, фототранзисторов и фотодиодов в режиме генерации фото-ЭДС характеризуется нелинейностью как ВАХ, так и люкс-амперных характеристик. Кроме того, для фоторезисторов характерна зависимость температурных коэффициентов от падающего светового потока.

Для эффективной термостабилизации чувствительности таких ФП необходимо ограничивать диапазон изменения принимаемого потока излучения и вводить ряд конструктивных мер, позволяющих корректировать параметры ТКФ в зависимости от уровня возбуждения ФП.

Анализ полученных расчетных соотношений для выбора параметров ТКФ показывает, что эффективность термокомпенсации обеспечивается при весьма малых отклонениях реальных параметров от расчетных. Так, допустимое отклонение длины волны максимума пропускания ТКФ составляет несколько процентов. Однако разброс параметров реальных элементов ОЭЭ превышает это значение. Индивидуальное изготовление ТКФ в условиях массового производства исключено из-за многообразия факторов, влияющих на характеристики фильтров, поэтому в конструкции ОЭЭ должны быть предусмотрены возможности индивидуальной регулировки и подстройки параметров ОЭЭ и ТКФ.

Подстройка параметров ТКФ возможна различными методами. В качестве варьируемых параметров ТКФ можно использовать длины волны максимума пропускания, полосу пропускания, крутизну спектральной характеристики и т. п. Например, в конструкции рис. 70,а использована зависимость сдвига спектральной характеристики ТКФ от угла падения излучения на поверхность фильтра. Очевидно, что, рассчитав характеристики ТКФ для среднестатистических спектральных и температурных характеристик ОЭЭ и некоторого среднего угла наклона ТКФ, можно для реального ФЭП изменением угла наклона ТКФ компенсировать влияние технологического разброса характеристик. Однако

наличие механического узла затрудняет микроминиатюризацию конструкции ФЭП, что ограничивает области применения этого метода.

Применение электрически управляемых ТКФ (рис. 70,б) более перс-

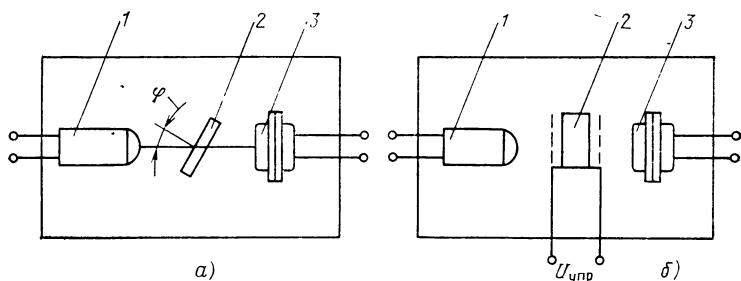


Рис. 70. Механическая (а) и электрическая (б) подстройка параметров ТКФ:

1 — ИИ; 2 — элемент подстройки; 3 — ФП

пективно. В таких конструкциях длина волны максимума пропускания достигается регулировкой напряжения на ТКФ, в качестве которого могут быть использованы интерференционные фильтры с электрооптическим эффектом, модуляторы на основе эффекта Франца — Келдыша и др. Такие фильтры позволяют реализовать ЭО вместе с ТКФ в микропленочном и интегральном исполнении.

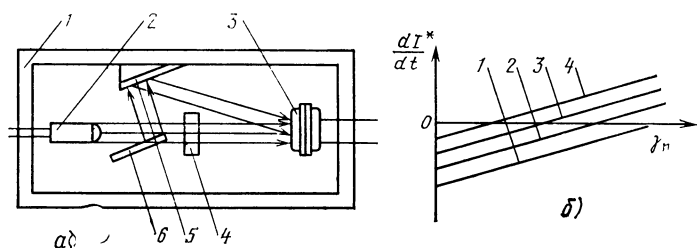


Рис. 71. Конструкция оптрона с подстройкой параметров ТКФ (а) и его характеристики (б)

На рис. 71,а изображена конструкция ЭО, в которой подстройка параметров ТКФ осуществляется изменением соотношения между потоком, прошедшим через ТКФ и минуящим его. Такой оптрон состоит из источника излучения 2, фотоприемника 3 и термокомпенсирующего фильтра 4, помещенных в корпус 1. Между ИИ и ТКФ оптрона помещено регулируемое светоделительное устройство, которое состоит из подвижного 6 и неподвижного 5 зеркал. ТКФ оптрона рассчитывается для наихудшего сочетания температурных и спектральных характеристик ОЭЭ и ТКФ, под которым понимается такое их отклонение от

средних значений, когда функция  $|\xi_1|$  принимает наибольшее, а  $|\xi_2|$  — наименьшее значение.

В этом случае если весь поток излучения ИИ падает на ФП ТКФ, то для оптрона с наилучшим сочетанием характеристик результирующий температурный коэффициент окажется равным нулю (рис. 71,б). Для оптрона, элементы которого имеют меньшие  $|\xi_1|$  и большие  $|\xi_2|$ , наступит эффект перекомпенсации, в результате чего результирующий температурный коэффициент оптрона изменит знак (рис. 71,б, кривые 2—4).

Перемещением подвижного зеркала 6 изменяется соотношение между световым потоком, прошедшим к ФП через ТКФ, и потоком, миновавшим ТКФ. При этом результирующий температурный коэффициент изменяется от значения для некомпенсированного оптрона до значения в режиме перекомпенсации. Поэтому при наличии технологического разброса характеристик всегда найдется такое положение подвижного зеркала, когда результирующий температурный коэффициент равен нулю.

Рассмотренный вариант регулировки температурного коэффициента передачи оптрона может быть реализован при использовании тонкопленочных термокомпенсирующих покрытий. На рис. 72 изображена кон-

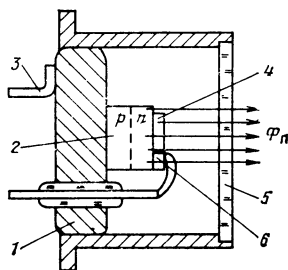


Рис. 72. Конструкция термокомпенсированного светодиода:

1 — корпус, 2 — кристалл полупроводника; 3 — электрод; 4 — ПТП; 5 — стекло; 6 — площадка

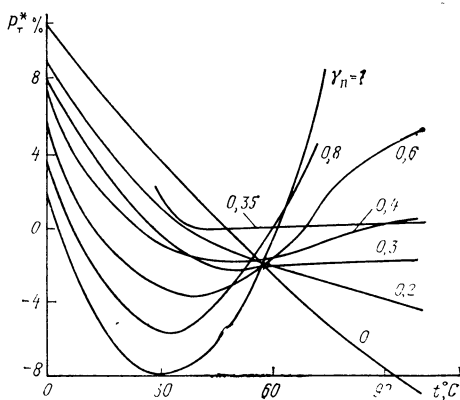


Рис. 73. Экспериментальные зависимости мощности излучения термокомпенсированного АЛ107 от температуры

струкция светодиода с нанесенным на поверхность кристалла 2 просветляющим термостабилизирующим покрытием 4. С части поверхности кристалла 2, через которую выводится излучение диода во внешнюю среду, ПТП удалено, например, химическим травлением, испарением лазерным или электронным лучом. Таким образом, можно подобрать соотношение площадей, покрытых и не покрытых ПТП, и свести температурный коэффициент к минимально требуемому значению.

На рис. 73 приведены экспериментальные характеристики зависимости мощности излучения арсенид-галлиевого светодиода АЛ107 с ПТП от температуры при различных значениях параметра подстройки  $\gamma_{\text{п}}$ , определяемого соотношением потоков, прошедших ( $\Phi_{\text{тк}}$ ) и миновавших ( $\Phi_{\text{мтк}}$ ) ПТП  $\gamma_{\text{п}} = \Phi_{\text{тк}} / (\Phi_{\text{тк}} + \Phi_{\text{мтк}})$ . Оптимальное значение  $\gamma_{\text{п}}$ , обеспечивающее снижение погрешности компенсации более чем на порядок, равно 0,33.

Подводя итог, можно отметить, что термокомпенсация ОЭП по цепи оптического канала достаточно проста, эффективна, обеспечивает минимальные габаритно-массовые показатели и позволяет добиться погрешности температурной стабилизации в десятки — сотые доли процента в диапазоне температур 100—120 °С.

Обеспечение временной стабильности ОЭП достигается с помощью средств микроэлектроники. В ряде случаев возможно применение схемы автокоррекции [16], использующей оптическую отрицательную обратную связь. Если же управление источником излучения нецелесообразно или невозможно, то управляющее воздействие можно организовать через блок питания. В состав схемы (рис. 74) входят операционный

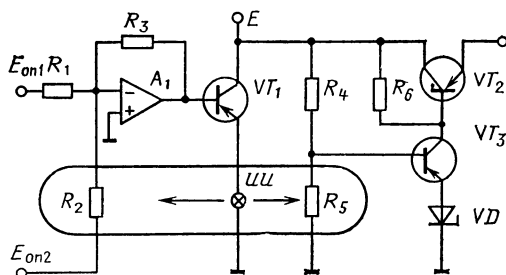


Рис. 74. Схема обеспечения временной стабильности ОЭП

усилитель  $A_1$ , эмиттерный повторитель  $VT_1$ , компенсационный стабилизатор (элементы  $VT_2$ ,  $VT_3$ ,  $VT_4$ ,  $R_5$ ), источники опорных напряжений  $E_{\text{оп1}}$ ,  $E_{\text{оп2}}$  и датчик нестабильности  $R_2$  с компенсирующим элементом  $R_5$ . На рис. 74 в качестве примера показан резисторный оптрон, один из резисторов которого  $R_2$  служит датчиком нестабильности, а второй  $R_5$  включен в выходной делитель компенсационного стабилизатора напряжения.

При старении элементов на входе усилителя нарушается равенство входных токов, протекающих от разнополярных источников опорного напряжения  $E_{\text{оп1}}$ ,  $E_{\text{оп2}}$ , что приводит к изменению яркости свечения ИИ оптрона. Оптическая связь, действуя на  $R_2$ , восстанавливает равновесие, одновременно изменяя сопротивление  $R_5$ . В свою очередь,  $R_5$ , изменяя коэффициент деления делителя  $R_4R_5$ , меняет выходное напряжение стабилизатора, питающего рабочий ФП ОЭП. Это изменение и компенсирует временную нестабильность преобразователя.

В качестве датчика нестабильности необходимо использовать элемент, аналогичный рабочему фотоприемнику ОЭП. Эта схема достаточно проста, обладает высокой чувствительностью и обеспечивает хорошую стабильность работы ОЭП при естественном старении элементов,

## Глава пятая

# КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СРЕДСТВА РАЗМЕРНОГО КОНТРОЛЯ

## 18. Анализ метрологических возможностей волоконно-оптических преобразователей

Повышение уровня механизации и автоматизации производства, существенное усложнение и расширение номенклатуры деталей, повышение точности и надежности — все это определяет современное состояние техники размерного контроля. В этих условиях индивидуальные переносные средства относительных и косвенных измерений с ручной обработкой результатов должны быть заменены универсальными высокопроизводительными контрольно-измерительными комплексами. Использование вычислительной техники для обработки текущей информации о размерах и форме поверхности деталей расширило возможности измерительной техники, реализующей метод абсолютных измерений. Применение волоконной оптики и оптоэлектронных элементов в средствах размерного контроля деталей способствует уменьшению массы и габаритов этих средств и упрощению технологии измерений.

В совокупности оптоэлектронных преобразователей первичной информации и оптоэлектронных средств обработки имеются реальные возможности создания более совершенных универсальных средств для контроля прецизионных деталей.

Приведем анализ метрологических возможностей волоконно-оптических преобразователей.

В волоконно-оптическом преобразователе в результате линейного преобразования перемещения границы свет — тень, создаваемой измеряемой деталью, в плоскости наблюдения формируется шкала измерения. Разрешающая способность такого преобразователя определяется шагом дискретизации квантующей линейки световодов, а точность — погрешностями дискретизации, изготовления линеек и другими факторами.



В общем виде процесс измерения размера детали можно представить следующей схемой (рис. 75). Световой поток от ИИ 1 формируется коллимационной системой 2 и с помощью зеркал 3 и 7 расщепляется на две части и направляется на измеряемую деталь 4. Организованные таким образом световые потоки дают изображение детали в плоскости входных торцов волоконно-оптических линеек 5 и 6. Размер  $n$  как результат преобразования перемеще-

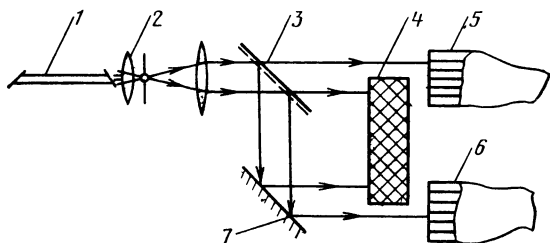


Рис. 75. Схема размерного контроля

ния  $x$  квантующим устройством ВОИП выразится формулой

$$n = (i_1 + i_2)h + b_0 = x + \xi_1 + \xi_2 + \xi_3,$$

где  $i_1, i_2$  — число одновременно затемненных дискретов линеек 5 и 6;  $h$  — шаг квантования;  $\xi_1, \xi_2$  — погрешности квантования в линейках 5 и 6;  $b_0 = kh$ ;  $k$  — целое число;  $b_0$  — условный нуль;  $\xi_3$  — погрешность толщины дискретов линеек. Абсолютная погрешность измерения  $\Delta = \xi_1 + \xi_2 + \xi_3$ , являющаяся случайной величиной, будет связана вероятностной зависимостью с законом распределения перемещения  $x$  и параметрами квантующего устройства. Так как природа шумов квантования для обеих линеек одинакова, то рассмотрим вероятностные характеристики погрешностей одной линейки.

Текущий размер детали определяется параметром  $n = ih$ , т. е. уровнем квантования. При этом для обеспечения минимума ошибки квантования уровень квантования выбирается в середине шага квантования. Погрешность квантования  $\xi_0 = ih - n_0$  является периодической функцией и однозначно определяется при  $ih - 0,5h \leq n_0 \leq ih + 0,5h$ . Математическое ожидание  $\bar{\xi}_0$  и дисперсию  $\bar{\xi}_0^2$  ошибки квантования при условии, что  $n_0$  имеет плотность распределения

$f(n_0)$ , симметричную относительно своего математического ожидания  $\bar{n}_0$ , можно представить в виде

$$\bar{\xi}_0 = \frac{h}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \sin^2 2\pi i \alpha \tilde{f}_0 \left( \frac{2\pi}{h} i \right);$$

$$\bar{\xi}_0^2 = \frac{h^2}{12} + \frac{h^2}{\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \cos 2\pi i \alpha \tilde{f}_0 \left( \frac{2\pi}{h} i \right),$$

где  $\bar{n}_0 = ih + \alpha h$ ;  $-0,5 \leq \alpha \leq 0,5$ ;  $\tilde{f}_0(2\pi i/h)$  — характеристическая функция центрированной величины.

Выражение для  $\bar{\xi}_0$  представляет собой периодическую функцию дробной части математического ожидания размера  $n_0$ , которая определяется значением  $\alpha$ . Только при совпадении  $n_0$  с серединой или границами дискретов, т. е. при  $\alpha_0 = 0$  и  $\alpha = 0,5$ , функция  $\bar{\xi}_0$  обращается в нуль. Если измеряемый размер распределен равномерно в диапазоне  $0-2a$ , то  $\tilde{f}_0(t) = \sin at$  и

$$\bar{\xi}_0 = \frac{h}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \sin 2\pi i \alpha \frac{\sin a \cdot 2\pi i/h}{a \cdot 2\pi i/h}.$$

Из этого выражения следует, что  $\bar{\xi}_0 = 0$  при  $a/h = m$ , где  $m$  — целое число. Это условие соответствует способу построения измерительной линейки из дискретов с постоянным шагом укладки.

Технологическая погрешность измерения обусловлена отклонением реальной толщины дискретов линейки от теоретической, т. е.  $\Delta = h' - h$ . При этом  $\Delta_k = \sum_{i=1}^k \Delta_i$ . Вслед-

ствие технологического разброса  $h'$  относительно  $h$  погрешность  $\Delta$  имеет нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma$ . Тогда погрешность  $\xi_3$  будет иметь плотность распределения

$$f(\xi_3) = \frac{1}{\sqrt{2\pi i} \sigma_0} \exp \left( \frac{-\xi_3^2}{2\sqrt{i} \sigma_0^2} \right).$$

С увеличением числа дискретов  $i$  величина  $\sigma_i = \sigma \sqrt{i}$  возрастает, числом дискретов определяется и диапазон измерения  $d = ih$ . Задавшись условием  $\xi_3 \leq |0,5h|$  с учетом правила трех сигм, можно определить наименьшее значение  $h$  при известном  $\Delta_0$ . В этом случае  $3\sigma_0 = 2|\Delta_0|$ . Прини-

8\*

маем, что  $d$  кратно  $i$ . Тогда на всем диапазоне измерений  $d$  будет  $\sigma = \sqrt{d/h} \sigma_0$  и требуемое условие выразится неравенством  $3\sigma_0 \sqrt{d/h} < h$ , с помощью которого можно выбрать толщину дискретов линейки в соответствии с заданным диапазоном и технологической погрешностью измерений.

Проведенный анализ погрешности  $\Delta$  показывает, что ее среднее значение  $\bar{\Delta} = \bar{\xi}_1 + \bar{\xi}_2 + \bar{\xi}_3$  зависит от вида плотности распределения измеряемой величины  $n$ . Очевидно, что плотность распределения  $f(n_0)$  определяется видом зависимости  $f(n)$  и способом размещения детали в измерительном поле относительно центра симметрии. Величина  $n_0$  будет иметь нормальное распределение относительно эталонного размера  $n_{\text{эт}}$ . Условный закон распределения  $n_0$  при фиксированном  $n$  описывается формулой

$$f_0 = (1/\sqrt{2\pi} \sigma) \exp(-(n_0 - n_{\text{эт}})^2/2\sigma^2).$$

Безусловная плотность распределения  $n_0$  выражается как  $f(n_0) = f_0 f(n)$ , где  $f(n)$ , как правило, является гауссовым распределением с дисперсией  $\sigma_n^2$ . При условии  $\sigma \ll \sigma_n$  можно влияние  $f_0$  не учитывать и

$$f(n_0) = f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} \exp[(n_0 - n_{\text{эт}})^2/2\sigma_n^2].$$

Определение функции распределения погрешности  $\Delta$  в аналитическом виде затруднительно, более рациональным является использование метода имитационного моделирования. Имитационные эксперименты по определению вероятностных характеристик  $\Delta$  были проведены на ЭВМ ЕС-1022. Сравнительный анализ результатов показывает, что с уменьшением дискрета до требуемого значения возрастает  $\bar{\Delta}$ . Так, при  $d=5$  мкм даже  $\Delta=0,10$  мкм дает  $\bar{\Delta}=7,9$  мкм, что уже превышает разрешающую способность преобразователя. С увеличением  $\Delta$  до 1 мкм имеем  $\bar{\Delta}=35$  мкм, кроме того, возрастает оценка дисперсии погрешности измерений ( $D=63,3$ ). Равномерный закон в этом случае дает худшие значения для  $\bar{\Delta}$  и  $D$ . Необходимо отметить, что при размере дискретов 50—100 мкм  $\bar{\Delta}=0$  и  $\Delta$  укладываются в пределах значения  $d$ . Это согласуется с полученными теоретическими результатами.

Таким образом, можно сделать общий вывод: невозможно обеспечить погрешность измерений в пределах 1 мкм с помощью волоконно-оптического преобразователя, даже сводя точность обработки отдельных дискретов до 0,1 мкм.

Проведенный анализ характеристик волоконно-оптических приборов показывает, что наряду с такими достоинствами, как относительная простота и возможность измерений в большом диапазоне, они обладают и рядом недостатков, среди которых можно выделить: 1) невысокая разрешающая способность, ограничивающая точность измерений; 2) необходимость механической перестройки диапазона при изменении измерительной задачи; 3) необходимость проведения специальных мер по ликвидации паразитной засветки волоконно-оптических линеек; 4) невозможность измерения одновременно в нескольких координатах. Использование волоконно-оптических приборов целесообразнее всего в задачах одномерного контроля с точностью измерения 50—200 мкм.

Перечисленных недостатков в значительной мере лишены бесконтактные измерительные приборы с волоконно-оптическими преобразователями, основанные на интерферометрических методах измерения.

## 19. Измерение диаметров и длин

В средствах размерного контроля волоконно-оптические преобразователи используются в совокупности с первичными преобразователями диаметров и длин в линейное или угловое перемещение.

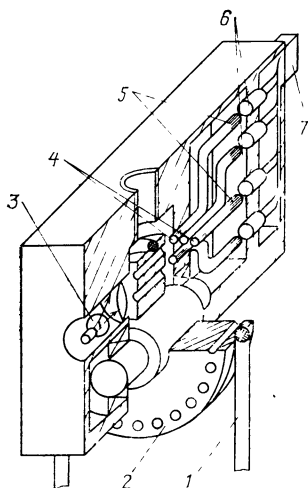


Рис. 76. Конструктивная схема измерителя длины с обкатным роликом

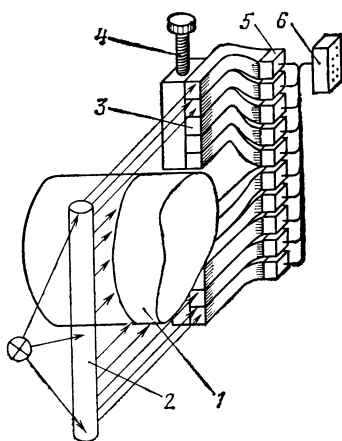


Рис. 77. Бесконтактное измерение диаметров с обкатным роликом

Для измерения диаметров и длин предложена конструкция прибора с первичным преобразователем в виде обкатного ролика. При измерениях диаметров поверхность изделия обкатывается роликом, угловое перемещение которого определяет длину дуги. На этом принципе строится датчик длины непрерывно изменяющихся объектов. Нить 1 (рис. 76), сцепляясь с поверхностью ролика 2, вращает его. При этом луч света от осветителя 3 поочередно проходит через отверстия в ролике и воспринимается входными торцами 4 волоконных световодов, выходы 5 которых стыкуются со входами фотоэлектрических преобразователей 6. Через разъем 7 электрические сигналы считываются электронным блоком. При этом за счет укладки световодов по длине шага отверстий в ролике обеспечивается высокая разрешающая способность контрольно-измерительного средства.

Вид крепления с оснасткой определяется конструкцией всего устройства и конкретным применением его для автоматизации определенной технологической операции. На основе данного преобразователя могут быть построены переносные приборы и стационарные системы для контроля и измерения длин непрерывных объектов.

В технике измерения широко распространены технические средства, построенные на бесконтактных методах. Они отличаются хорошими метрологическими и эксплуатационными характеристиками и динамическими свойствами. Для бесконтактных измерений размеров и формы деталей используются оптические, пневматические и другие первичные преобразователи, с помощью которых контролируемый параметр преобразуется в соответствующую физическую величину.

Схема бесконтактного оптоэлектронного устройства для измерения и контроля линейных размеров и формы изделий с волоконно-оптическими преобразователями представлена на рис. 77.

Изделие 1 (представлено контурной линией с сечением) помещается в оптическом поле, образованном осветителями 2 с формирующей оптикой. В зависимости от сечения этого изделия часть светового потока перекрывается. При этом соответствующие входные торцы световодов волоконно-оптических линеек 3 затемняются, что вызывает изменение выходов фотоэлектрических преобразователей 5, с которыми стыкуются выходные торцы световодов. Число затемненных (или засвеченных) дискретов волоконно-оптических линеек определяет размер (сечение) изделия, абсолютное значение которого считывается электрон-

ным блоком, подстыкованным через разъем 6. Это значение устанавливается по весу и числу импульсов.

Для расширения диапазона измерений в конструкции контрольно-измерительного устройства предусматривается винтовая пара 4 с разноходовой резьбой по концам. На гайках этой пары фиксируются волоконно-оптические линейки. Установка контрольно-измерительного устройства производится по концевым мерам или эталонному изделию.

Прибор настраивается на определенный тип изделия с установленным допуском или градационным размером. Фактический диапазон измерений в одном положении волоконно-оптических линеек определяется числом их

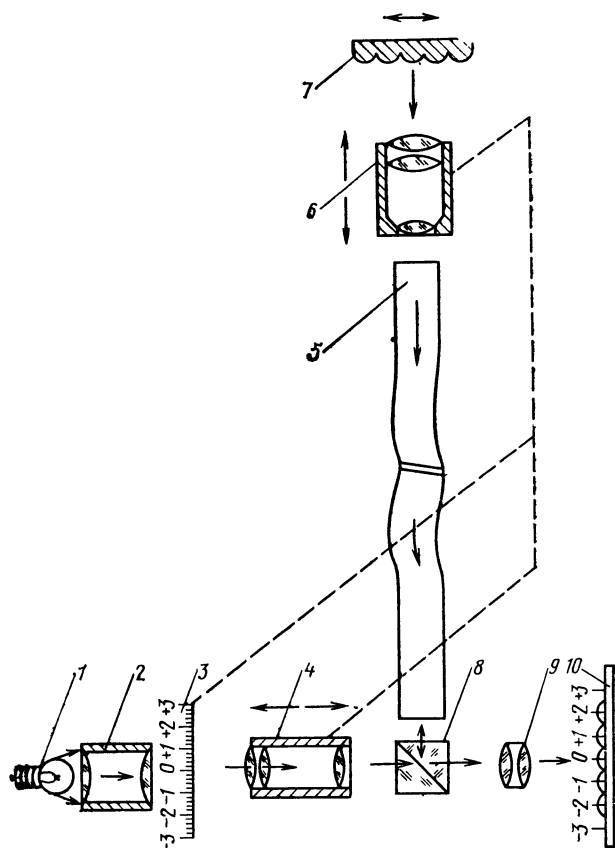


Рис. 78. Схема волоконно-оптического устройства для дистанционных измерений

дискретов. Диапазон измерений всего устройства зависит от источников света и максимального перемещения волоконно-оптических линеек.

На основе когерентных жгутов световодов разработано волоконно-оптическое устройство для дистанционных бесконтактных измерений размеров и перемещений различных деталей (рис. 78). Оно включает оптическую систему проецирования меры измеряемой величины и оптическую систему восприятия информации о размере или перемещении. Первая система состоит из источника подсветки 1, коллиматора 2, измерительной сетки 3 и объектива 4. Вторая образована объективом 6 и волоконно-оптическим жгутом 5. Изображение измеряемого размера 7 через жгут световодов и светоделительный куб 8 проецируется объективом 9 на экран 10, где спроецировано и изображение сетки. По совмещенному изображению оценивается размер детали. За счет кинематических связей плоскость изображения измерительной сетки все время находится в плоскости экрана, так как объективы 4, 6 перемещаются синхронно.

Рассмотренные схемы отличаются сравнительной простотой и удобством эксплуатации. Однако разрешающая способность и точность их ограничены технологией изготовления волоконно-оптических элементов, чувствительностью электронных устройств обработки информации или зрением оператора. Практически достижимая точность таких средств составляет десятые доли миллиметра при диапазоне измерений в десятки миллиметров.

Для высокоточных измерений размеров и формы поверхности деталей машин и механизмов на основе интерферометрического преобразователя перемещение — координата — код разработаны информационно-измерительные приборы и системы технологического контроля. Они нашли применение для проверки концевых мер, контроля и измерения отклонений формы, для многопараметрического контроля сложных изделий и т. д. Источником излучения является лазер, вычислительные и логические операции выполняются с помощью мини-ЭВМ. Волоконно-оптические преобразователи строятся на типовых световодах с изолированной оболочкой. Смещение интерференционных полос воспринимается входными торцами волоконно-оптического преобразователя. Выходные торцы расщепляются и объединяются по определенному закону, осуществляя кодирование информации. Электрические сигналы с выходов ФЭП поступают на вход счетно-логической схемы.

С помощью такого оптико-электронного считывающего устройства строятся прецизионные приборы и системы для контроля поверхности изделий сложной формы, координатных измерений диаметров на основе накладных приборов, сечений и других физических величин, преобразованных в линейное перемещение. В качестве источника когерентного излучения в координатных системах используется лазер 1 (рис. 79), луч которого формируется и направляется с помощью оптических элементов 2. В двух координатных системах светоотделительным кубиком 3 луч разбивается на два идентичных канала к интерферометрическим звеньям по координатам  $x$  и  $y$ . Текущее перемещение чувствительного элемента фиксируется подвижным зеркалом 6. Информационный луч, отразившись от этого зеркала, совместно с опорным лучом, отразившись от неподвижного зеркала 2, образует интерференционную картину на волоконно-оптическом экране 4. Ориентация интерференционной картины на экране и ширина полос регулируются механическими юстировочными узлами, в которых закреплены кубики 3. Длина линейки световодов 5 и толщина лент экрана выбирают так,

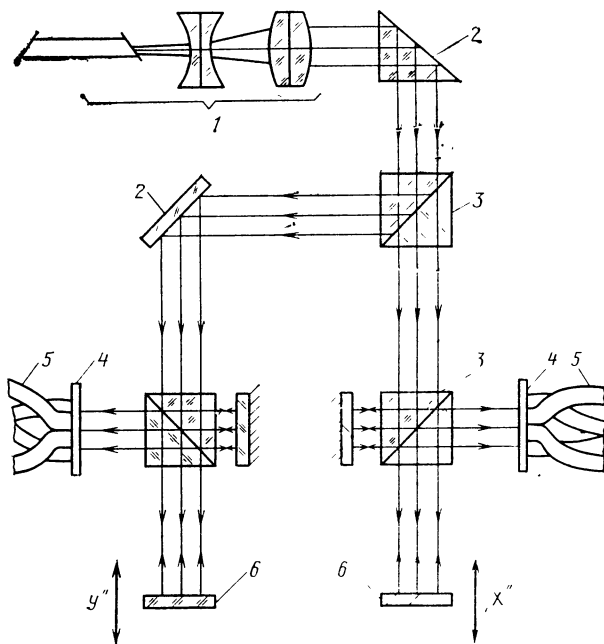


Рис. 79. Оптическая схема системы двухкоординатных измерений



чтобы длина была больше шага полос, а толщина ленты была равна половине ширины темной полосы.

Разрешающая способность системы определяется толщиной лент световодов, ширина лент на точность измерения не влияет и выбирается с учетом чувствительности ФЭП. От смещения волоконно-оптического преобразователя формируются оптические сигналы, которые обрабатываются счетно-логической схемой. Вес оптического сигнала (импульса) из условия интерференции  $n\lambda = 2(L_0 - L)$  определяется  $n \approx 0,5\lambda$ . Здесь  $L_0$ ,  $L$  — соответственно длина опорного и информационного плеч.

Граница диапазона измерений определяется контрастностью интерференционных полос. Потеря контрастности полос наступит тогда, когда найдется такое  $\lambda$  в спектре частот источника излучения, которое обеспечивает максимум в минимуме основной длины волны. Это условие описывается выражением  $(n+1)(\lambda - \delta\lambda) = 2\Delta L$ , где  $\Delta L$  — разность плеч интерферометра или диапазон измерений. Диапазон измерений  $\Delta L = \lambda^2 / 2\delta\lambda$ , если источник генерирует излучение в диапазоне от  $2\lambda$  до  $\lambda \pm \delta\lambda$ , где  $\delta$  — ширина полосы источника, которая ограничивает диапазон измерений.

Для реверсивного счета полос при измерениях в прямом и обратном направлениях на выходе волоконно-оптического преобразователя формируются сигналы, сдвинутые по фазе на  $0,5\lambda$ . Оптические сигналы посредством ФЭП и усилителей-формирователей преобразуются в унифицированные сигналы. Накопительная система счета регистрирует следующие друг за другом импульсы, которые подсчитываются в одном канале счетчиком, а из соотношения фаз двух сигналов формируется управляющее воздействие для суммирования или вычитания чисел. Эти функции осуществляет преобразователь напряжение — код, состоящий из двух идентичных пороговых звеньев, выполняющих роль амплитудных дискриминаторов по нижнему уровню, триггеров первой и второй ступеней и формирователя счетных импульсов, с выхода которого сигнал поступает на реверсивный счетчик.

В двухкоординатной измерительной системе для обработки результатов применяются мини-ЭВМ и универсальный измерительный микроскоп УИМ-21, на базе которого собраны все комплектующие оптические и электронные блоки и узлы. Система ДИС-1 обеспечивает измерение в плоскости размером  $100 \times 200$  мм с разрешающей способностью  $0,5$  мкм и с цифровой индикацией размеров по каждой координате.

## 20. Конструкции оптоэлектронных преобразователей линейных и угловых перемещений

Создание эффективной теории анализа и синтеза ФФП позволяет строить прецизионные преобразователи положения светового зонда. Широкие функциональные возможности ФФП в сочетании с преимуществами оптического канала связи позволяют использовать их в качестве переменных бесконтактных резисторов, функциональных преобразователей линейных и угловых перемещений, генераторов сигналов специальной формы, моделирующих устройств и т. д. При этом удачно совмещаются операции сбора информации с ее математической обработкой благодаря выполнению суммирования, умножения, деления и

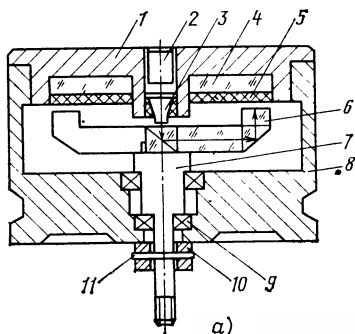
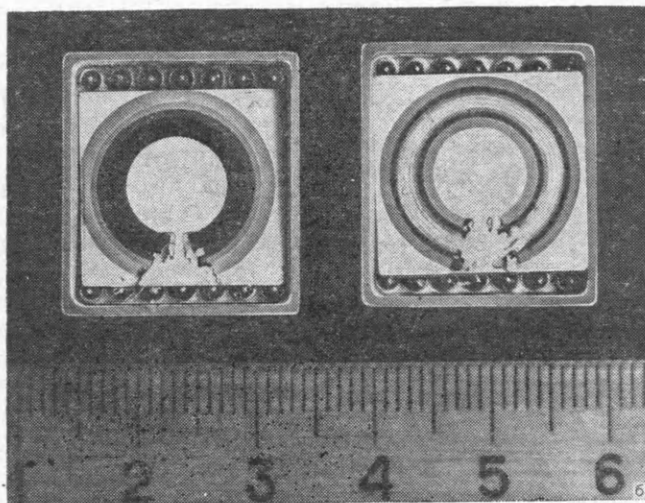


Рис. 80. Конструкция бесконтактного фотопотенциометра (а):

1 — крышка; 2 — источник света; 3 — фокус; 4 — подложка фотопотенциометра; 5 — фоторезистивный и резистивный слои; 6 — осветитель; 7 — ось; 8 — корпус; 9 — подшипник; 10 — стопорное кольцо; 11 — штифт. Образцы фотопотенциометрических чувствительных элементов (б)



функционального преобразования. Использование ФФП как на постоянном, так и на переменном токе позволяет заменять аналогичные индуктивные, трансформаторные и магнитоэлектрические преобразователи, что решает проблему микроминиатюризации устройств сбора первичной информации.

Весьма перспективно применение ФФП в качестве переменных резисторов радиоэлектронной аппаратуры. Не уступая обычным электромеханическим резисторам в габаритах, они обладают значительно большей надежностью. Если срок службы обычных электромеханических потенциометров характеризуется числом циклов скольжения, составляющих у лучших зарубежных образцов 10—50 млн., то в фотопотенциометрах срок службы ограничивается электрической надежностью резистивного элемента и осветителя, а также надежностью его механических узлов. При этом резервирование осветителя значительно проще, чем резервирование подгорающего при скольжении электрического контакта.

Конструкция бесконтактного фотопотенциометра показана на рис. 80,а. Для формирования светового зонда здесь использованы фокон и стеклянные призмы, которые могут быть заменены пленочными световодами, укрепленными на оси вращения потенциометра. Чувствительный элемент в бесконтактном фотопотенциометре может иметь различные конструктивные формы, образцы которых показаны на рис. 80,б. Диапазон сопротивлений резистивных пленок для различных образцов составляет от 100 Ом до 100 кОм, полное темновое сопротивление фотослоев 0,1—10 МОм, сопротивление светового зонда не превышает 100 Ом.

При использовании чувствительных элементов с линейным сканированием преобразователи обладают техническими характеристиками, приведенными в табл. 8.

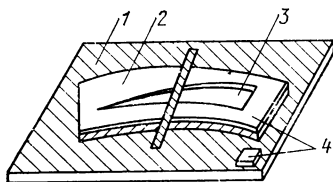
Подобные преобразователи могут быть успешно использованы в качестве унифицированных элементов приборных систем при замене в них электромеханических потенциометров. Так, например, широко используются манометрические приборы на базе упругих чувствительных элементов, причем если на автомобилях давление контролируется в 2—5 точках, то на некоторых самолетах число таких точек достигает нескольких сотен. В этом смысле от надежности работы чувствительного элемента и вторичного потенциометрического преобразователя в большой степени зависит надежность широкого парка различных машин.

**Таблица 8. Технические характеристики фотопотенциометрических преобразователей**

Техническая характеристика	Конструкция		
	с нерегулируемой характеристикой	с регулируемой характеристикой	
		универсальная	с предварительным профилированием
Напряжение питания, В	1—5	1—2	1—2
Диапазон преобразования, мм	0—8	0—8	0—8
Разрешающая способность, мкм	20	15	10
Размеры подложки, мм	10×12	10×12	18×18
Приведенная погрешность, %, для:			
линейной функции	1,0	0,2	0,15
нелинейной функции	1,0	0,5	0,2
Допустимая частота питания, кГц	100	50	50
Фазовые искажения, град	5—10	—	—
Нелинейные искажения, %	2—5	—	—

В состав оптоэлектронного датчика давления в общем случае входит упругий чувствительный элемент, преобразующий давление в линейное или угловое перемещение подвижного элемента, например штока, кинематических элементов, организующих перемещение щелевой диафрагмы, излучателя, формирующего световой поток, и ФП. В качестве ФП можно использовать фотопотенциометр либо специальный профилированный фотодиод.

Фотодиод (рис. 81) представляет собой кремниевую пластину  $n$ -типа, в которой диффузией примесей сформирован  $p$ — $n$ -переход. В  $p$ -слое кремниевой пластины методами фотолитографии сформирован дугообразный участок  $p$ -типа, закрытый сверху слоем металла, выполняющего одновременно функцию токосъемного электрода к  $p$ -слою. В слое металла методом фотолитографии вскрыто секторообразное окно, профилированное по требуемому закону. К базе ФП  $n$ -типа и к участку  $p$ -типа подведены электроды. Весь ФП покрыт сверху тонким



**Рис. 81. Внешний вид специального фотодиода:**

1 — кремниевая пластина  $n$  типа, 2 — слой металлизации, 3 — секторообразное окно; 4 — электроды

## ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

### 21. Структура технических средств визуального контроля и дефектации труднодоступных зон

Способность волоконно-оптических когерентных элементов передавать оптическое изображение по криволинейному пути позволяет создать оптико-механические средства визуального контроля труднодоступных и вредных для человека зон и областей. Структура таких средств определяется функциональным назначением и условиями окружающей среды объекта. С точки зрения системного подхода структуру средств визуального контроля и дефектации можно представить ограниченным перечнем функциональных схем.

В простейшем виде оптико-механическую систему осмотра и дефектации можно представить одноканальной функциональной схемой (рис. 84). Оптическое излучение объекта осмотра 1 воспринимается через окружающую среду приемником изображения 2. Наряду с восприятием информации о состоянии объекта последний выполняет функции согласующего устройства между параметрами поля излучения (объекта наблюдения и фона) и оптического канала передачи изображения 3. Оптический канал на волоконной оптике обеспечивает передачу информации при ограниченном воздействии помех окружающей среды, так как за счет оптической изоляции световедущих жил внешние шумы на качество передаваемой информации не сказываются. Гибкие свойства оптических волокон позволяют изменять пространственное положение линии связи и передавать информацию на устройство представления изображения 4 для непосредственного восприятия наблюдателем 5.

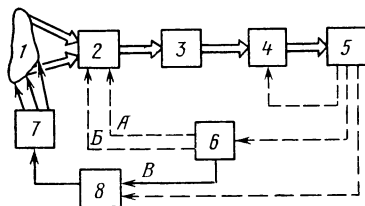


Рис. 84. Функциональная схема одноканального технического средства осмотра и дефектации

В целях создания требуемого излучения объекта используется оптическая связь с источником света 7, которая может устанавливаться через окружающую среду или по световодам. Для обеспечения нормального функционирования элементов устройства предусматривает-

ся система управления 6 с необходимыми органами управления, электрическими и механическими связями.

В простейшем виде управление техническим средством может производиться наблюдателем (оператором) и включать в себя дистанционное регулирование чувствительности приемника изображения посредством связи А, дистанционное управление пространственным положением приемника изображения по отношению к объекту наблюдения с помощью связи Б. Для регулирования интенсивности источника света предназначена механическая связь В с блоком питания 8.

В отличие от известных схем рассмотренная функциональная схема дистанционного измерения объединяет информационную и измерительную части. Изображение объекта по линии связи передается на элемент сравнения. Здесь данные о текущих размерах объекта сопоставляются с информацией о мере определяемой величины, которая воспроизводится элементом и преобразуется приемником изображения.

Сравнение в оптической форме двух сигналов, несущих информацию о мере и текущем значении параметра объекта, осуществляется наблюдателем через устройство представления информации. Между отдельными элементами, источником света и блоком питания, устанавливаются необходимые механические и электрические связи через систему управления.

Приведенные схемы технических средств осмотра и дефектации позволяют проконтролировать объект выборочно, по желанию наблюдателя. При этом вполне вероятен пропуск того или иного дефекта, так как непрерывный контроль всей поверхности сложно осуществить в силу объективных ограничений наблюдателя. Для повышения достоверности контроля необходимы технические средства дефектации сканирующего типа. С помощью специального устройства — сканатора — производятся непрерывное восприятие изображения участков объекта и передача его на приемник изображения с последующей обработкой в канале контроля.

Для качественного приема и передачи действия сканатора и приемника синхронизируются посредством синхронизатора через систему управления. При некотором усложнении конструкции обеспечивается значительное повышение достоверности контроля. В качестве функциональных элементов технических средств осмотра и дефектации используются типовые оптические, механические, электрические и электронные детали и узлы.

Рассмотрим конструкции эндоскопов и их технические характеристики. Техническая эндоскопия как направление оптического неразрушающего контроля развивалась на основе волоконно-линзовой оптики, визуальной дефектоскопии и технической диагностики. Эта новая быстроразвивающаяся область дефектоскопии все более превращается в самостоятельную научную дисциплину — волоконно-оптическую дефектоскопию. Она имеет свою теоретическую основу и находит все более широкое применение. В настоящее время волоконно-оптическая дефектоскопия представлена большим числом теоретических и прикладных работ и многообразием различных технических средств [5, 14]. Отсутствие единой методологической основы и унифицированной элементной базы сдерживает развитие ее, особенно в плане практического применения.

Все многообразие волоконно-оптических эндоскопов можно свести к трем большим группам: технические, измерительные и медицинские эндоскопы. Эндоскоп в общем виде состоит (рис. 85) из трех частей — жесткой неуправляемой *I*, полужесткой управляемой *II* и гибкой управляемой *III*. Приемником изображения здесь является дистальный конец, размещенный в части *III*. Он включает объектив и механические узлы управления его пространственным положением и резкостью, а также детали изменения вида осмотра. Посредством упругих механических узлов дистальный конец соединяется с гибкой управляемой частью оптической линии передачи изображения, состоящей из когерентного жгута световодов.

Полужестким металлорукавом гибкая управляемая часть механически соединяется с жесткой частью, которая стыкуется с корпусом 1 эндоскопа. В корпусе объединяются все органы систем управления. Манипулятором 2 задается пространственное положение дистального конца при осмотре в поле обзора. Регулятором 3 осуществляется дистанционное управление фокусировкой объектива для обеспечения требуемой четкости воспринимаемого изображения. Окуляр 4 регулируется четкость последнего на выходном торце когерентного жгута световодов. Требуемая освещенность в поле зрения создается

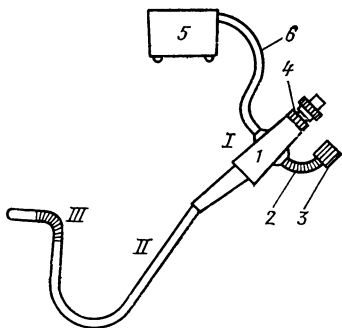


Рис. 85. Схема построения волоконно-оптического дефектоскопа

осветителем 5 с передачей света по световоду 6. Блок питания непосредственно совмещен с источником света в осветителе. В каждом отдельном случае в эндоскопе могут отсутствовать или добавляться те или иные функциональные узлы с учетом конкретного его назначения.

Практическое применение находят управляемые и неуправляемые эндоскопы с ручным, дистанционным или автоматическим регулированием параметров оптической системы.

Сложность ориентации и фиксации воспринимаемого изображения контролируемой поверхности, а также изменение его масштаба и качества ограничивают достоверность контроля и производительность, так как, чтобы не пропустить дефект и четко воспроизвести изображение, эндоскоп медленно и неоднократно вводят в контролируемую полость и просматривают поверхность изделия. Этот недостаток особенно проявляется при контроле удлиненных изделий с переменным внутренним диаметром. В [5] предложен эндоскоп, у которого резкость объективной части автоматически регулируется за счет обратной связи при изменении диаметра изделия.

Технические эндоскопы нашли широкое практическое применение при осмотре цилиндров двигателей, редукторов, лопаток турбин, камер сгорания, коллекторов и т. д. С их помощью осуществляется визуальный осмотр деталей и различных механизмов на химических предприятиях, энергетических установках и других объектах с вредными и опасными для жизни условиями труда. Измерительные эндоскопы оказывают помощь наблюдателю или системе в определении пространственного положения объекта в труднодоступной зоне и измерении его размеров. В типовых эндоскопах для нахождения месторасположения объекта используются цилиндрические координаты, а измерения углового положения производятся по лимбу, установленному на окуляре [29]. Единого универсального метода измерения размеров эндоскопом не существует.

Более эффективными являются эндоскопы с устройствами индикации реального размера исследуемого дефекта. Они выполняются, например, в виде штриховой шкалы с постоянным расстоянием между делениями масштабной линейки и с меняющейся ценой деления. Изменение последней осуществляется в зависимости от расстояния между объективом эндоскопа и объектом. Рассмотренные схемы измерительных эндоскопов предполагают визуальное восприятие измерительной информации, что ограничи-



вает область их применения в системах технической диагностики, предусматривающих машинную обработку информации.

Исследуем информационную модель эндоскопа. Оптико-механическая система эндоскопа может быть представлена как информационная система поиска, восприятия, преобразования и отображения информации. В определенных границах большинство оптических систем можно рассматривать как линейные. С учетом этого ряд задач по расчету оптических систем может быть решен на основе теории линейных систем. Источником информации о поверхностных дефектах является оптическое излучение, отраженное от исследуемой поверхности. Любую оптическую систему можно рассматривать как фильтр низких пространственных частот.

Геометрические размеры и спектр пространственных частот объекта связаны определенной зависимостью. Следствием ее является тот факт, что реальные объекты, имеющие конечные размеры, будут иметь бесконечный спектр. Тогда оптическая система должна иметь бесконечную частоту среза. В такой ситуации задача формализации сводится к ограничению спектра частот объекта при несущественном изменении формы объекта. При этом моделирование сводится либо к выбору параметров волоконно-оптической линии эндоскопа, либо к определению по параметрам жгута возможной области применения эндоскопа.

Модель источника информации может быть представлена спектром пространственных частот или спектром Фурье-функции  $f(x, y)$ , например  $F(p, q) = |F(p, q)| \exp(i\varphi(p, q))$ , где  $|F(p, q)|$  — амплитудный спектр;  $\varphi(p, q)$  — фазовый спектр;  $p, q$  — переменные пространственных частот:

$$F(p, q) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \exp(-i(px + qy)) dx dy.$$

Функция  $f(x, y)$  имеет конечное число разрывов первого рода на плоскости  $x, y$  и абсолютно интегрируема. Она определяется положением осветителя, его мощностью и спектром, апертурой пространственного распределения интенсивности освещающего пучка, отражением и поглощением материала объекта и др. С учетом этого выбор оптимального функционала целесообразнее вести по такому критерию, который наиболее объективно отражал бы реальную сущность процесса. Таким критерием будет минимум полосы пропускания в области пространственных

частот. При этом упрощается задача качественной оценки состояния дефектируемой поверхности без введения количественных мер.

Ограниченный перечень дефектов и наличие их статических характеристик позволяет создать универсальную модель дефекта. Независимо от количественных характеристик дефекта принимаем яркость внутри его постоянной, т. е.

$$f(x, y) = \begin{cases} \Phi_0 & \text{при } |x| \leq 0,5a, \quad |y| \leq 0,5b; \\ 0 & \text{при } |x| > 0,5a, \quad |y| > 0,5b. \end{cases}$$

Преобразование Фурье этой функции

$$F(p, q) = 4\Phi_0 \sin(0,5pq) \sin(0,5bq)/pq; \quad (p, q) \neq 0.$$

Условно, без потери общности, выберем частоту среза по осям  $p, q$ , т. е. значения  $p_0$  и  $q_0$  в первом минимуме функции  $F(p, q)$ . Этому условию будет соответствовать  $F(p, q) = 0$  в виде

$$\begin{cases} \sin(0,5ap) = 0 \\ \sin(0,5bq) = 0 \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} 0,5ap = n\pi; \quad n = 1, 2... \\ 0,5bq = m\pi; \quad m = 1, 2... \end{cases}$$

Тогда и первый минимум будет в точках  $p = 2\pi n/a$ ;  $q = 2\pi m/b$ ;  $p_0 = 2\pi/a$ ;  $q_0 = 2\pi/b$ .

Такое ограничение в частотной области вызовет при реконструкции в области изображений периодически повторяющуюся функцию  $f'(x, y)$ . Очевидно, что необходимо выбирать частоту среза  $p_0$  и  $q_0$  так, чтобы изображения, появляющиеся в результате фильтрации, можно было пространственно разделить. Зная геометрические размеры дефекта, по значениям  $p_0$  и  $q_0$  можно найти частоты, не выполняя преобразований Фурье и не находя спектра излучений объекта.

Свойства преобразования Фурье позволяют вводить масштаб по осям при  $\varphi(x, y) = \varphi(k_x x, k_y y)$ . Тогда связь между координатами  $x_1 = k_x x$ ;  $y_1 = k_y y$ ;  $x, y$  определится матричным уравнением

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_x & 0 \\ 0 & k_y \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix},$$

а соответствующее преобразование спектров Фурье будет описано выражением

$$F(p, q) = \frac{1}{k_x k_y} F\left(\frac{p}{k_x}, \frac{q}{k_y}\right).$$

При повороте объекта на угол  $\alpha$  координаты частотных спектров преобразуются также соответствующим поворотом на угол  $\alpha$ . В полярных координатах  $F_1(\omega, \varphi) =$

$=a^{-2}F(\omega/a, \varphi + \alpha)$ , если  $x=r\cos\varphi$ ,  $y=r\sin\varphi$ ,  $p=\omega\cos\varphi$ ,  $q=\omega\sin\varphi$ . Сдвиг по осям  $x$  и  $y$  на  $x_0$  и  $y_0$  приведет к соответствующему сдвигу спектра функции  $f(x-x_0, y-y_0) = F(p, q)e^{-j(px_0+qy_0)}$ , т. е.  $F(p_1, q_1) = F(p, q)e^{-j(px_0+qy_0)}$ , если  $x_1=x-x_0$ ,  $y_1=y-y_0$ .

Из приведенных выражений следует, что, зная спектр единичной прямоугольной функции, можно получить всю информацию об объекте путем рассмотренных преобразований (сдвиг, поворот, масштабирование), т. е. аппроксимировать реальный дефект некоторым спектром единичных прямоугольных функций (в виде ромба, вытянутого прямоугольника, квадрата и т. д.).

Из свойства суперпозиции  $a_1f_1(x, y) + a_2f_2(x, y) = f_3(x, y)$ ,  $a_1F_1(p, q) + a_2F_2(p, q) = F_3(p, q)$  следует, что спектр линейной результирующей функции  $f_1, f_2, \dots, f_n$  можно найти, составив линейную суперпозицию по известным спектрам каждой функции. При наличии сложной функции  $\varphi(x, y)$ , которую можно аппроксимировать рядом  $\varphi(x, y) = \sum_{i=1}^n a_i\varphi_i(x, y)$ , функции  $\varphi_i(x, y)$  могут быть получены

путем преобразований функций

$$f(x, y) = \begin{cases} \Phi_0 & \text{при } |x| \leq 0,5a, \quad |y| \leq 0,5b; \\ 0 & \text{при } |x| > 0,5a, \quad |y| > 0,5b. \end{cases}$$

$$\text{По выражениям } f(p, q) = \frac{1}{k_x k_y} F\left(\frac{p}{k_x}, \frac{q}{k_y}\right), \quad F_1(\omega, \varphi) =$$

$$=a^{-2}F(\omega/a, \varphi + \alpha), \quad F(p_1, q_1) = F(p, q)e^{-j(px_0+qy_0)}$$

можно найти соответствующие спектры функций  $\varphi_i$ , а из выражения  $F\varphi(p, q) = \sum_{i=1}^n a_i F\varphi_i(p, q)$  можно найти спектр

функции  $\varphi(x, y)$ , где координаты ряда  $a_i$  есть соответствующие координаты ряда  $\varphi(x, y) = \sum_{i=1}^n a_i\varphi_i(x, y)$ . Таким

способом более эффективно аппроксимировать функцию в координатах  $x, y$ , чем в координатах  $p, q$ . По такой методике, имея реальные дефекты, можно рассчитать спектральные характеристики их и учесть при синтезе оптико-механической системы эндоскопа.

Оптическое изображение дефекта формируется объективом и проецируется на входной торец волоконно-оптического

жгута. Качество формируемого и переданного изображения определяется параметрами объектива и оптической линии. Однако изображение, формируемое объективом и переданное волоконной оптической линией для наблюдателя, не идентичны. Изображение на входе приемника является дискретным, параметры его зависят от разрешающей способности жгута световодов.

Распределение излучения  $E(x, y)$  в точках отсчета усредняется по площади каждого отдельного волокна. Любой реальный объектив обладает аберрациями, что приводит к размытию изображения, определяемого функцией рассеяния  $h(x, y, x', y')$ .

Распределение излучения  $E(x, y)$  в плоскости изображения оптической системы при излучении  $E_1(x', y')$  в плоскости объекта определяется площадью интеграла свертки

$$E(x, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} E_1(x', y') h(x, y, x', y') dx' dy'.$$

Для идеального объектива  $h(x, y, x', y') = 1$

$$\text{и } E''(x, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} E_1(x', y') dx' dy'.$$

Для реального объектива распределение излучения по торцу отдельного волокна

$$E_0(x, y) = \iint_S E_1(x', y') dx' dy' h(x, y, x', y'),$$

а для идеального объектива

$$E_{\text{оп}}(x, y) = \iint_S E_1(x', y') dx' dy'.$$

Так как функция  $E(x, y)$  усредняется по площади каждого моноволокна, то аберрации, не изменяющие среднее по  $S$  значение  $E(x, y)$ , и аберрации, которые не вызывают смещения энергетического центра тяжести, в изображении точечного источника можно не учитывать.

Проанализируем идеальный объектив, обладающий только аберрациями, не вызывающими смещения энергетического центра тяжести, т. е. объектив, изображающий точечный источник в виде симметричного кружка рассеяния, диаметр которого будет больше диаметра отдельного волокна в жгуте. Очевидно, что в этом случае интегралы  $E_0(x, y)$  и  $E_{\text{оп}}(x, y)$  будут разными. Часть света в случае,

когда диаметр кружка рассеяния больше расстояния между соседними волокнами, попадает на торец соседнего волокна. Однако с учетом апертуры волокон можно создать условия, при которых свет, попадающий на входной торец соседнего волокна, не будет попадать на выходной торец соседнего волокна. Это будет означать, что изображения, создаваемые системами идеальный объектив—волоконно-оптический жгут и реальный объектив—волоконно-оптический жгут, будут отличаться только яркостью.

Из этого следует, что разрешающая способность оптической системы эндоскопа может быть выше разрешающей способности одного объектива. В данном случае волоконно-оптический жгут выступает как усилитель разрешающей способности системы объектив—жгут световодов. Это обстоятельство необходимо учитывать при конструировании специальных эндоскопов.

Представленная информационная модель эндоскопа позволяет проанализировать влияние отдельных параметров на качество преобразования и по характеристикам дефектов синтезировать канал формирования, передачи и отображения информации с наилучшим использованием свойств элементной базы.

## **22. Волоконно-оптические измерители прозрачности сред**

При контроле и управлении технологическими процессами в химической, бумажной, пищевой и других отраслях народного хозяйства, а также в системах охраны окружающей среды широко применяются оптические устройства для получения текущей информации о прозрачности (мутности) жидкостей, наличии суспензий, концентрации пыли и дыма, которые называются турбидиметрами. Работа турбидиметра основана на поглощении или рассеивании света, проходящего через исследуемую среду, и преобразовании его в соответствующие электрические сигналы для передачи и отображения измерительной информации.

Тип турбидиметра определяется областью применения и техническими характеристиками. Для оперативного выборочного контроля эффективнее применение визуальных переносных турбидиметров с автономным питанием. В системах контроля и управления более широко применение находят стационарные турбидиметры, включающие первичные преобразователи и средства передачи, обработки, хранения и отображения информации.

Прибор для определения прозрачности осадительной ванны (рис. 86) содержит корпус 1 с отверстиями 2, через которые контролируемая жидкость 3 попадает в измерительный канал 4, источник

света 5, оптическую систему для формирования параллельного пучка света, состоящую из линзы 6 и защитного стекла 7, визуальное измерительное устройство 8, представляющее собой пакет жестко соединенных друг с другом разновеликих световодов 9. Одна сторона пакета, погружаемая в контролируемую жидкость 3, имеет ступенчатую форму, образованную их входными торцами, расположенными в плоскостях, перпендикулярных направлению пучка света, а вторая сторона представляет собой оптическое устройство 10, образованное выходными торцами разновеликих световодов 9, расположенными в одной плоскости. Разновеликие световоды 9 уложены в пакете так, что каждый последующий световод длиннее (короче) предыдущего на величину шага, определяемого чувствительностью и диапазоном измерения прозрачности контролируемой жидкости 3.

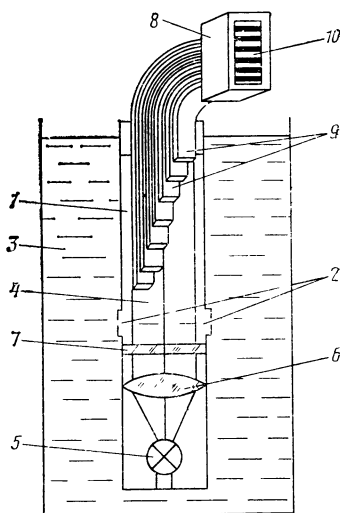


Рис. 86. Схема измерителя прозрачности

Устройство работает следующим образом. Корпус 1 погружается в контролируемую жидкость 3 настолько, чтобы в ней оказались все входные торцы разновеликих световодов 9. Свет от источника 5 формируется в параллельный пучок линзой 6 и проходит через защитное стекло 7, контролируемую жидкость 3, попадает на входные торцы разновеликих световодов 9 и передается далее по ним к выходным торцам, образующим отсчетное устройство 10, причем интенсивность света на этих торцах будет различной, так как свет проходит по контролируемой жидкости 3 от защитного стекла 7 до каждого из входных торцов разновеликих световодов 9 различные оптические пути, на которых частично или полностью поглощается загрязняющими жидкость 3 частицами. Степень ее загрязнения определяется по расположению границы света и тени на отсчетном устройстве 10.

В основу работы этого устройства положена зависимость толщины просвечиваемого слоя анализируемой жидкости от концентрации в ней загрязненных частиц. С изменением концентрации загрязняющего вещества граница света и тени на отсчетном устройстве будет перемещаться. Шкалу отсчетного устройства можно проградуировать как в единицах длины, так и в единицах концентрации загрязняющего вещества.

Достоинствами прибора являются простота конструкции и обслу-

живания, малые габариты, надежность в работе, а также возможность создания переносного прибора с лампой накаливания в качестве источника света и автономным источником питания для проведения измерений непосредственно в ходе технологического процесса. Кроме того, подобрав световоды необходимой длины и удалив счетное устройство от агрессивной, контролируемой жидкости, можно улучшить условия труда обслуживающего персонала.

Существенным недостатком этого турбидиметра, характерным для всех визуальных турбидиметров, является большая погрешность измерений, обусловленная субъективной оценкой результатов измерений. Этот недостаток практически отсутствует у фотоэлектрических турбидиметров, которые по многим техническим характеристикам превосходят визуальные.

Фотоэлектрические турбидиметры (ФТ), пришедшие на смену визуальным, позволили значительно повысить точность измерений, что нередко происходило за счет усложнения их конструкции. Применение этих приборов отличается простотой обслуживания и быстротой измерений. По точности во многих случаях они не уступают более сложным приборам химического анализа.

Конструкция фотоэлектрических турбидиметров часто оказывается сложной и громоздкой из-за наличия в них разнообразных оптических элементов — линз, зеркал, защитных стекол и др. С появлением элементов волоконной оптики — гибких световодов, фоконов — их конструкцию удалось значительно упростить, уменьшить габариты и вес, сохранив высокие метрологические характеристики и улучшив эксплуатационные, создать переносные приборы, непрерывно функционирующие первичные преобразователи для информационно-измерительных систем. В зависимости от условий эксплуатации, требований к точности измерений, эксплуатационных характеристик и стоимости фотоэлектрические турбидиметры отличаются большим разнообразием.

Общим недостатком узкодиапазонных и широкодиапазонных одноплечих ФТ является наличие погрешности измерений из-за колебаний яркости источника света. Для устранения этого недостатка часть светового потока источника света посредством гибкого световода будет ответвляться на монитор, осуществляющий регулировку тока накала лампы и стабилизацию излучаемого ею потока света. С целью устранения внешних засветок и колебаний напряжения питания модулированный световой поток источника направляется через контролируемую жидкость и попадает на ФП, питаемый от стабилизированного источника питания. Переменная составляющая сигнала с ФП подается через конденсатор на входное сопротивление усилителя, выход которого соединен с выпрямителем.

В цеховых условиях в качестве осветителей используются лампы накаливания и газоразрядные лампы, питаемые от промышленной сети переменного тока. При этом переменная составляющая окружающего света как помеха может оказаться сравнимой или даже превысить пе-

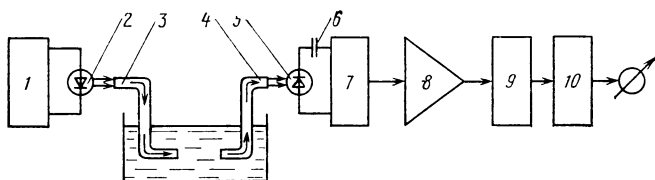


Рис. 87. Схема помехозащищенного турбидиметра

ременную составляющую полезного сигнала, генерируемого источником света прибора, что приведет к искажению результатов измерений. В измерителе прозрачности типа ИП-4 этот недостаток исключен.

Прибор ИП-4 состоит из источника 1 (рис. 87), модулирующего световой поток, излучаемый светодиодом 2. С помощью гибких волоконно-оптических световодов 3 и 4 свет от источника 2 подводится к контролируемой жидкости, часть этого света затем воспринимается ФП 5. С его выхода электрический сигнал через конденсатор 6 поступает на активный фильтр высоких частот 7 с частотой среза  $f_c = 100$  Гц. Этот фильтр отсеивает переменную составляющую помехи с частотой 100 Гц, соответствующую импульсным световым помехам от ламп освещения. Полезный сигнал после усилителя переменного тока 8 подается на демодулятор 9, интегрирующий элемент 10 и регистрируется прибором. Независимое подключение усилительного блока и генератора импульсов со светодиодом к источникам стабилизированного напряжения обеспечивает ИП-4 снижение уровня шумов на частоте полезного сигнала в усилителе 8.

Погрешность измерений из-за нестабильности источника света ограничивает метрологические возможности подобных приборов. Двухканальные ФТ (ДФТ), реализующие метод сравнения эталонного и измерительного световых потоков, исключают эту погрешность.

В ДФТ с нулевым измерением разностного фототока сигнал, обусловленный неодинаковой мощностью измерительного и эталонного световых потоков, доводится до нуля с помощью оптического клина или диафрагмы. При этом компенсация неодинаковости световых потоков может быть как ручной, так и автоматической. При использовании источников света, спектр излучения которых не изменяется при изменении питающего напряжения, целесообразнее осуществлять регулировку световых потоков изменением протекающих через них токов.

В устройстве, основанном на измерении прозрачности по ослаблению потока излучения, для исключения влияния постороннего освещения на измерительный канал вводится дополнительный контур, образованный двумя оптическими волокнами, между которыми включается ячейка с анализируемым раствором. При этом эталонный контур также образован из аналогичных оптических волокон. Для оптической компенсации погрешностей измерительного контура в эталонный контур вводится ячейка с эталонным раствором.



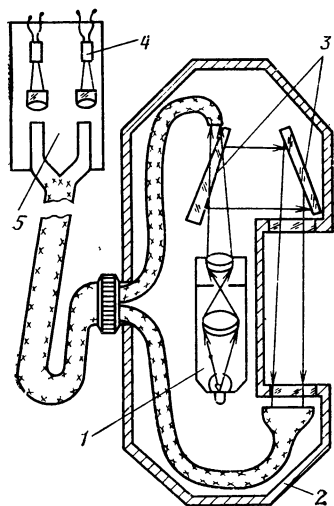
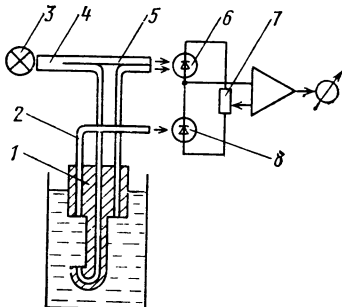


Рис. 88. Оптическая схема цифрового турбидиметра

Рис. 89. Схема дифференциального турбидиметра



Двухканальный фотоэлектрический цифровой измеритель прозрачности сред (рис. 88) функционирует следующим образом. Световой поток источника 1 оптикой формируется в параллельный пучок и полупрозрачным зеркалом 3 распределяется по двум каналам: одна часть—эталонный световой поток—передается по световоду к ФП 4, вторая часть—измерительный световой поток—отражается от зеркала 3 и направляется через контролируемую среду на фокус, световод и ФП 5. ФП 4 и 5 включаются в электрическую балансную схему сравнения, где отклонение сигнала от эталонного несет измерительную информацию о прозрачности жидкости. Выходной сигнал с помощью АЦП преобразуется в десятичный цифровой код для отображения результатов измерений на блоке индикации.

Удаление фотоэлектрических преобразователей от контролируемой среды повышает стабильность и надежность устройства, а также точность измерений. Погрешности обусловлены нестабильностью светового потока источника, влиянием постоянного освещения среды на измерительный канал, воздействием температуры на ФП. Их удается в значительной степени компенсировать благодаря модуляции светового потока и применению дифференциального усилителя с последующим синхронным детектированием.

В качестве источника света могут быть использованы лампы накаливания, светодиодов, полупроводниковые лазеры. Аналого-цифровое преобразование может быть осуществлено с помощью типовых АЦП с выходами в цифровой десятичный или универсальном двоичном коде, а также на цифропечать.

Помехи от электромагнитных наводок и гальванических связей дат-

чиков с источниками напряжения, называемые продольными, обычно в равной мере прикладываются к обеим клеммам и проводам, соединяющим датчик с измерительной схемой, поэтому они принципиально отличаются от полезного сигнала. В этом случае их влияние можно уменьшить в десятки тысяч раз, усиливая с помощью дифференциального усилителя только разность сигналов.

Наряду с ними в измерительную схему извне через измерительный канал могут проникать помехи от посторонних источников света, которые воспринимаются ФП точно так же, как и полезный сигнал. Такого рода помехи, называемые поперечными, отличить от полезного сигнала и подавить намного сложнее. Учитывая то, что вести борьбу с продольными помехами гораздо проще, можно поперечные помехи с помощью гибких волоконных световодов преобразовать в продольные и подавить с помощью дифференциального усилителя (рис. 89). Такое устройство содержит источник света 3, информационный поток излучения от которого по выходному световоду 4 подводится к контролируемой жидкости и к ФП сравнения 6, к которому также по дополнительному световоду 5 подводятся оптические помехи от посторонних источников света, входной световод 2, воспринимающий информационный световой поток, прошедший через контролируемую жидкость и подводящий его к измерительному ФП 8, переменный резистор 7, дифференциальный усилитель с регулируемым коэффициентом усиления, измерительный прибор и погружной зонд 1 с жестко закрепленными в нем концами выходного 4, входного 2 и дополнительного 5 световодов.

Концы световодов 5 и 2 крепятся в погружном зонде 1 так, что попадающие на них помехи от посторонних источников света имеют одинаковую интенсивность, а информационный поток от источника света 1, прошедший по выходному световоду 4 и через контролируемую жидкость, попадает только на конец входного световода 2. Конец выходного световода 4 крепится в зонде 1 напротив конца входного световода 2. Перед началом измерений прибор калибруют, для чего зонд сначала погружают в эталонную жидкость с нулевой концентрацией частиц, и с помощью регулировочного резистора устанавливают 0 шкалы. Затем зонд погружают в жидкость с известной высокой концентрацией частиц. По степени поглощения света определяют загрязненность этой жидкости и, регулируя коэффициент усиления дифференциального усилителя, масштабируют шкалу измерительного прибора. Дополнительный световод позволяет скомпенсировать влияние помех от посторонних источников света и тем самым повысить точность измерений.

Наибольшая точность при измерении прозрачности жидкостей удается добиться с помощью ДФТ при пропускании модулированных световых потоков через анализируемую и эталонную жидкости и определении разности ослабления потсков этими двумя жидкостями. Однако этот способ пригоден только для точных лабораторных измерений и требует приготовления эталонных растворов с известной кон-

центрацией загрязняющего вещества, что связано с определенными трудностями.

Этим способом невозможно воспользоваться для измерения прозрачности осадительной ванны по той же причине, по какой ее раствор с известной концентрацией загрязняющих веществ не может быть эталонным длительное время, так как его прозрачность с течением времени изменяется. Как показывают исследования, раствор осадительной ванны является гетерогенным, т. е. примеси по всему объему распределены неравномерно. Их концентрация, как правило, больше у фильтера и у сливных отверстий и меньше у стенок и у входного отверстия, куда поступает очищенный раствор серной кислоты. Кроме того, концентрация загрязняющих веществ в растворах отдельных прядильных машин может значительно отличаться.

Вследствие этого для получения объективной информации о состоянии осадительной ванны и для более качественного управления процессом смены раствора серной кислоты в цехе измерение ее прозрачности должно осуществляться в ходе технологического процесса в наиболее важной точке с последующей обработкой, отображением и регистрацией результатов измерений. Эта задача может быть решена с помощью информационно-измерительной системы.

### **23. Волоконно-оптические преобразователи в информационно-измерительных средствах взвешивания и дозирования**

Важной операцией химико-технологических процессов является дозировка составляющих компонентов, в том числе взвешивание различных материалов. В отечественной и зарубежной литературе имеется большое число работ, посвященных вопросам создания технических средств для взвешивания материалов. Главным направлением при разработке средств автоматизации взвешивания и дозирования массы является не только измерение массы, но и автоматизация управления и регулирования технологических процессов. При комплексной автоматизации производства массоизмерительная техника нуждается, во-первых, в высоком уровне автоматизации этих приборов и, во-вторых, в согласовании входных и выходных сигналов с промышленными системами автоматизации производства.

В известных схемах массоизмерительных и массодозирующих устройств с резистивными, емкостными, индуктивными и трансформаторными преобразователями используются мостовые схемы включения параметрических преобразователей или компенсационные схемы измерения ЭДС (напряжения). При использовании счетно-логических комплексов и ЭВМ в системах регулирования или управления для аналого-цифрового преобразования применяются типовые цифровые средства измерений с выдачей информации на цифровую индикацию и цифровая печать в универсальном коде.

На рис. 90 представлена конструктивная схема устройства для определения массы щелочной целлюлозы и других материалов, созданная на основе типовых весов. В измерительной головке весов на стрелке 1 жестко укреплен световод, состоящий из двух волоконных линеек 2 и 3, выполненных на выходном торце в форме тонких прямоугольных лент. Выходные торцы этих линеек организованы для линейки 2 в форме цилиндра 16 и для линейки 3 в форме кольца 15.

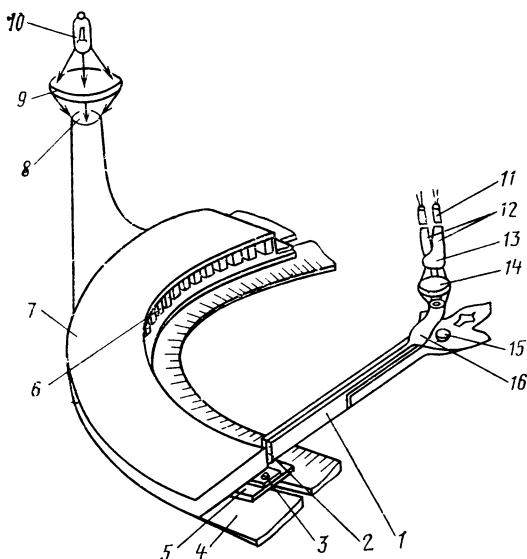


Рис. 90. Схема устройства для определения массы

На шкале 4 устанавливается волоконно-оптический дискретный преобразователь 6 в виде секторов волоконно-оптических световодов, уложенных по дуге в обойме 7. Фиксация волоконно-оптического преобразователя относительно шкалы проводится с помощью узла крепления 5. Свет от источника излучения 10 через конденсор 9 воспринимается входными торцами 8 световодов волоконно-оптического дискретного преобразователя.

Для фотоэлектрического преобразования сигналов измерительной информации используются фотоэлементы 11, которые воспринимают свет от световодов 12 и 13, выходы которых согласовываются с фотоэлементами, а входы выполняются в форме цилиндра и кольца, соответствующих форме выходных торцов световодов стрелки. Для согласования параметров оптических элементов используется геометрическая оптика 14. В качестве источника света могут быть использованы лазеры, лампы накаливания, светодиоды и другие элементы. При этом

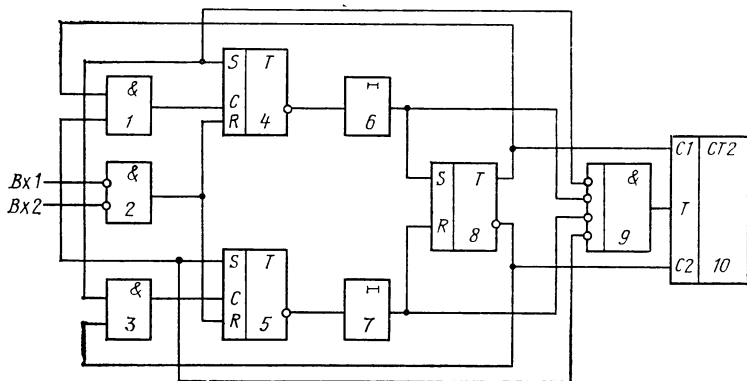


Рис. 91. Схема блока логической обработки сигналов

выходной торец стрелки и входной торец световодов передачи информации на фотоэлектрический преобразователь располагаются на оси головки весов

С выходов фотоэлектрических преобразователей 11 измерительная информация передается в блок логической обработки (рис 91) на входы  $Bx1$  и  $Bx2$  с фиксацией очередности триггерами 4 и 5. Инверсные выходы триггеров связаны линиями задержки 6 и 7 с триггером команды 8, выходы которого выдают команды на сложение или вычитание импульса. Одновременно сигналы с линий задержек поступают через формирователь импульса 9 на импульсный вход реверсивного счетчика 10 для цифровой индикации и управления. Параллельно с триггерами 4 и 5 измерительная информация поступает на элемент установки в исходное состояние 2 и элементы переключения в предыдущее состояние 1 и 3 логического блока.

Управление устройством дозирования массы строится следующим образом. Свет от источника излучения 10 (рис. 90) через конденсор 9 направляется на входной торец волоконно-оптического дискретного преобразователя 6, образованного из секторов световодов. Число секторов, закрепленных в обойме 7, и их размеры определяются требуемым допуском контроля и разрешающей способностью. При необходимости измерений в установленном допуске, например для сортировки объектов по массе, число секторов может составлять десятки и сотни штук. Положение обоймы 7 относительно шкалы определяется диапазоном измерения и заданными номинальным, максимальным, средним и другими значениями.

Изменение массы воспринимается стрелкой 1 в виде тонких лент световодов 2 и 3, которая перемещается относительно шкалы 4. Когда масса достигает установленного минимального значения, свет от секторов световодов волоконно-оптического преобразователя воспринимается световодами стрелки и через конденсор 14 передается на

световоды 12 и 13 для направления света на светочувствительные поверхности фотоэлектрических преобразователей 11. Сигналы выходов фотоэлектрических преобразователей воспринимаются счетно-логической схемой, осуществляющей счет импульсов, сравнение с установкой для выявления максимальных, минимальных, средних и других значений контролируемой массы. Для исключения влияния динамической погрешности при колебаниях стрелки и определении направления перемещения ее стрелка образована из двух независимых лент световодов. При этом измерительная информация, снимаемая с фотоэлектрических преобразователей, кодируется как «00», если световоды не освещены, как «01», если световод 15 не освещен, а 16 — освещен, как «10», если 15 освещен, 16 — не освещен, и как «11», если оба световода освещены. Такая последовательность, начинающаяся и кончающаяся кодом «00», при возрастании углового перемещения стрелки дешифруется логическим блоком в команду сложения (при убывании — в команду вычитания) и счетный импульс.

## **24. Волоконно-оптические элементы средств контроля режима сварки**

Выполнение сварочных процессов с наилучшими технико-экономическими показателями связано с проблемой получения и обработки первичной информации о качественных характеристиках сварочного соединения. Прочность соединения выступает как обобщенный параметр, зависящий от большого числа электрических и неэлектрических величин, а также различных помех. Использование волоконной оптики для контроля сварочных процессов уменьшает воздействие случайных электрических магнитных полей, окружающей среды и других факторов на процесс преобразования первичной информации. Большой диапазон колебаний размеров свариваемых деталей, разнообразная форма рельефа их, отклонения параметров, определяющих режим сварки, сложность фиксации и ориентации изделий на сварочной позиции усложняют схему восприятия первичной информации и ее обработки для формирования сигнала окончания процесса сварки.

В технических средствах контроля режима сварки необходимо обеспечить высокое быстродействие и достоверность результатов при высокой надежности функционирования в цеховых условиях машиностроительных предприятий. Волоконно-оптические преобразователи наиболее полно соответствуют всему комплексу указанных требований. При этом оптическое излучение является носителем первичной информации, т. е. по координате луча, или спектру отраженного излучения, можно получить текущую информацию о перемещении электрода в процессе сварки или температурном режиме его в месте соединения деталей.

Первичный преобразователь перемещения электрода устанавливается непосредственно на сварочной машине (рис. 92). Свариваемые

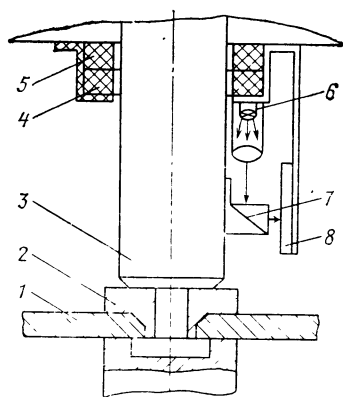


Рис. 92. Схема оптического устройства контроля режима сварки

деляет режим сварки. Измерение фактического перемещения электрода без учета свободного хода его и колебаний размеров свариваемых деталей обеспечивает систему управления достоверной информацией, что способствует повышению качества.

Оптико-электронные преобразователи перемещений, построенные на интерференционном методе, позволяют получить большую разрешающую способность и точность, так как в качестве меры измеряемого перемещения используется длина волны источника излучения. Отличие интерференционного устройства контроля режима сварки заключается в том, что с помощью геометрической оптики и дополнительного интерференционного фильтра формируется когерентный световой поток в виде узкого луча. Светоделительным кубиком этот поток разделяется на опорный и информационный лучи. Эти лучи, отразившись от неподвижного зеркала, закрепленного на кронштейне к корпусу, и подвижного зеркала, жестко связанного с подвижным электродом, создают интерференционную картину. В плоскости этой картины расположены входные торцы отполированных лент световодов, выходы которых организуются и направляются на входы фотоприемников. Смещение интерференционных полос при перемещении электрода в процессе сварки регистрируется счетчиком, и по результатам сравнения текущей информации с заданным значением выдается сигнал на окончание сварки.

В качестве источников излучения могут быть использованы лазеры. Тогда ток во вторичных обмотках 4 и 5 трансформатора используется для выдачи счетного импульса в блок электронной обработки информации.

На основе волокон, оптически прозрачных для инфракрасного из-

детали 1 и 2 прижимаются подвижным электродом 3, по которому подается сварочный ток. При этом в обмотках 4 и 5 трансформатора в момент подачи сварочного тока при соприкосновении деталей наводится ЭДС, питающая источник света 6. Сформированный луч света призмой 7 направляется на входные торцы волоконно-оптической измерительной линейки 8. Призма 7 жестко связана с подвижным электродом, а источник света и измерительная линейка — с корпусом сварочной машины. Число дискретов измерительной линейки, зарегистрированное при перемещении подвижного электрода в момент процесса сварки, сравнивается с установкой, которая опре-

лучения, создаются преобразователи информации о температурном режиме процесса сварки, что обеспечивает использование их при контактной точечной сварке. Здесь информативным параметром является температура металла в зоне контакта, которая непосредственно связана с изменением фазового состояния металла сварной точки. Однако в реальных условиях измерение температуры расплава практически невозможно, поэтому для контроля используют косвенный параметр, связанный с температурой, — интенсивность инфракрасного излучения (ИКИ) с поверхности свариваемых деталей вблизи зоны сварки.

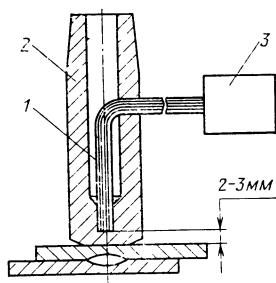


Рис. 93. Схема восприятия ИК-излучения цилиндрическим волоконно-оптическим зондом

Хорошие метрологические характеристики контроля обеспечивает схема восприятия теплового излучения, приведенная на рис. 93. Гибкий многожильный жгут 1 из оптических волокон одним концом укрепляется через боковое или осевое несквозное отверстие в электроде 2 таким образом, чтобы входные торцы находились на расстоянии 2—3 мм от контактной поверхности электрода, а другим концом оптически согласуется с датчиком 3 ИК-излучения. Ввиду высокой теплопроводности электродного сплава теплота во время сварки за сотые доли секунды передается на контактную поверхность электрода и в его тело. Датчик вырабатывает на выходе сигнал, пропорциональный температуре в зоне сварки. Этот сигнал сравнивается с ранее записанным сигналом, соответствующим такой скорости нагрева, при которой на данном материале образуется качественная точка сварки.

Повышение точности и достоверности контроля процесса точечной сварки по ИКИ может быть достигнуто применением более сложных устройств волоконно-оптических датчиков.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные примеры практического использования средств оптоэлектроники для построения отдельных контрольно-измерительных устройств безусловно не раскрывают всего многообразия возможных областей применения. Они лишь в известной степени иллюстрируют широкие возможности средств оптоэлектроники, наглядно показывая простоту технических решений, схемотехническую гибкость, надежность.

Дальнейшее совершенствование технологии изготовления волоконно-оптических и оптоэлектронных компонентов, создание принципиально новых конструкций источников излучения и фоточувствительных элементов позволит усовершенствовать известные и найти новые методы построения оптоэлектронных устройств, обладающих широкими функциональными возможностями, имеющих большую точность, стабильность и быстродействие.

Для решения всех проблем, возникающих в области оптоэлектроники, потребуются годы. Однако даже в ближайшее время применение средств оптоэлектроники будет способствовать дальнейшему совершенствованию средств автоматики и вычислительной техники.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аблеков В. К., Зубков Л. И., Фролов А. В. Оптическая и оптоэлектронная обработка информации. — М.: Машиностроение, 1976. — 256 с.
2. А. с. 470746 (СССР). Цифровой электроизмерительный прибор/ Л. Ф. Куликовский, Н. Е. Конюхов, В. М. Гречишников и др. Оpubл. в Б. И., 1975, № 18.
3. А. с. 851437 (СССР). Фотоэлектрический преобразователь перемещения в код/ Н. Е. Конюхов, А. А. Плют, С. А. Матюнин. Оpubл. в Б. И., 1981, № 28.
4. А. с. 384090 (СССР). Интерференционный светофильтр/ Г. П. Коныхов, Е. А. Несмелов. Оpubл. в Б. И., 1973, № 24.
5. А. с. 777621 (СССР). Эндоскоп/ П. И. Марков, В. А. Шкаленко, С. И. Макобацкий. Оpubл. в Б. И., 1980, № 41.
6. А. с. 733916 (СССР). Устройство для контроля режима контактной сварки/ П. И. Марков, Н. В. Кудинов, В. Ф. Поздняков и др. Оpubл. в Б. И., 1980, № 18.
7. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1973. — 750 с.
8. Берг А., Дин П. Светодиоды. — М.: Мир, 1979. — 686 с.
9. Борисевич Н. А., Верещагин В. Г., Валидов М. А. Инфракрасные фильтры. — Минск: Наука и техника, 1971. — 228 с.
10. Бочкарев В. А., Бочкарева В. А. Керметные пленки. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1975. — 152 с.
11. Бахмутский В. Ф. Оптоэлектроника в измерительной технике. — М.: Машиностроение, 1979. — 121 с.
12. Вейнберг В. Б., Саттаров Д. К. Оптика световодов. — Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1977. — 132 с.
13. Гитис Э. И., Пискунов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Энергоиздат, 1981. — 360 с.
14. Завальный В. В., Крылов В. И. Технические эндоскопы. — Машиностроитель, 1980, № 7, с. 27, 28.
15. Катыс Г. П. Оптические информационные системы роботов-манипуляторов. — М.: Машиностроение, 1977. — 362 с.
16. Конюхов Н. Е., Плют А. А., Шаповалов В. М. Оптоэлектронные измерительные преобразователи. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1977. — 160 с.
17. Коныхов Н. Е., Гречишников В. М. Нониусный волоконно-оптический преобразователь. — Приборы и системы управления; 1978, № 4, с. 28—30.
18. Крылова Т. Н. Интерференционные покрытия. — Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1973. — 224 с.
19. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1968. — 720 с.
20. Марков П. И., Кравченко Э. И., Шкаленко В. А. Технические

средства визуального контроля и дефектации труднодоступных зон. — БелНИИНТИ, 1979. — 46 с.

21. Мартюшов К. И., Зайцев Ю. В., Тихонов А. Н. Методы расчета резисторов. — М.: Энергия, 1971. — 207 с.

22. Мартюшов К. И., Тихонов А. И., Зайцев Ю. В. Прецизионные непроволочные резисторы. — М.: Энергия, 1979. — 192 с.

23. Носов Ю. Р., Сидоров А. С. Оптроны и их применение. — М.: Радио и связь, 1981. — 280 с.

24. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника. — М.: Советское радио, 1977. — 237 с.

25. Плют А. А. Термостабилизация режима работы фоторезистивных преобразователей. — Оптико-механическая промышленность, 1975, № 9, с. 55, 56.

26. Плют А. А., Матюнин С. А. Способ температурной стабилизации световых характеристик оптоэлектронных устройств. — Радиотехника, 1981, ч 2, с. 78—82.

27. Плют А. А., Матюнин С. А. Стабилизация характеристик оптоэлектронных устройств в широком диапазоне температур. — Радиотехника, 1982, т. 37, с. 71—77.

28. Преснухин Л. Н., Шаньгин В. Ф., Шаталов Ю. А. Муаровые растровые датчики положения и их применение. — М.: Машиностроение, 1969. — 203 с.

29. Рождественский Ю. В., Вейнберг В. Б., Саттаров Д. К. Волоконная оптика в авиационной и ракетной технике. — М.: Машиностроение, 1977. — 168 с.

30. Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б. Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы. — М.: Советское радио, 1978. — 184 с.

31. Скворцов Б. В. Анализ работы фотопотенциометров на переменном токе. — Радиотехника, 1982, т. 37, № 3, с. 82—83.

32. Удалов Н. П., Бусурин В. И., Пасынков В. И. Измерительные устройства на основе оптрона с управляемыми каналами одного вида. — В кн.: Оптико-электронные приборы в системах контроля и управления. — М.: МДНТП, 1978, с. 109—114.

33. Фотопроводящие пленки (типа CdS)/ З. И. Кирьяшкина и др. — Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1979. — 192 с.

34. Фотоэлектрические преобразователи информации/ Л. Н. Преснухин, В. Ф. Шаньгин, С. А. Майоров и др. — М.: Машиностроение, 1974. — 376 с.

35. Фурман Ш. А. Тонкослойные оптические покрытия. — Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1977. — 263 с.

36. Чиж И. Г. Исследование схем волоконно-оптических датчиков. — Оптико-механическая промышленность, 1979, № 4, с. 13—15.

37. Якушенков Ю. Г. Основы оптико-электронного приборостроения. — М.: Советское радио, 1977. — 272 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Глава первая. ПРИНЦИПЫ ПОЛУЧЕНИЯ, ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ОПТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ . .	5
1. Характеристика технологических объектов . . . . .	5
2. Характеристика и классификация оптических методов получения информации . . . . .	8
3. Аналоговые и цифровые методы представления оптической информации . . . . .	13
Глава вторая. МИКРОПЛЕНОЧНЫЕ ФОТОПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ . . . . .	23
4. Математическая модель фотопотенциометрического преобразователя . . . . .	23
5. Методы решения задачи синтеза ФФП . . . . .	25
6. Выбор конструктивно-технологических параметров ФФП . . . . .	31
7. Оптимизация электрических параметров ФФП . . . . .	35
8. Анализ погрешностей ФФП . . . . .	39
9. Особенности технологии ФФП . . . . .	43
Глава третья. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ . . . . .	46
10. Структура волоконно-оптических нониусных АЦП . . . . .	46
11. Организация отсчетной части нониусных АЦП . . . . .	55
12. Анализ метрологических характеристик волоконно-оптических АЦП . . . . .	63
13. Конструктивно-технологические особенности нониусных волоконно-оптических АЦП . . . . .	72
14. Микро пленочные аналого-цифровые преобразователи перемещений в код . . . . .	75
Глава четвертая. СТАБИЛИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ . . . . .	84
15. Анализ влияния температуры на параметры и характеристики ОЭП . . . . .	84
16. Синтез элементов температурной компенсации параметров ОЭП . . . . .	90
17. Влияние режимных особенностей на параметры элементов температурной компенсации . . . . .	103
Глава пятая. КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СРЕДСТВА РАЗМЕРНОГО КОНТРОЛЯ . . . . .	113
18. Анализ метрологических возможностей волоконно-оптических преобразователей . . . . .	113
19. Измерение диаметров и длин . . . . .	117
	151

20. Конструкции оптоэлектронных преобразователей линейных и угловых перемещений . . . . .	123
Глава шестая. ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ . . . . .	128
21. Структура технических средств визуального контроля и дефектации труднодоступных зон . . . . .	128
22. Волоконно-оптические измерители прозрачности сред . . . . .	136
23. Волоконно-оптические преобразователи в информационно-измерительных средствах взвешивания и дозирования . . . . .	142
24. Волоконно-оптические элементы средств контроля режима сварки . . . . .	145
Заключение . . . . .	148
Список литературы . . . . .	149

**Николай Евгеньевич Конюхов**  
**Александр Андреевич Плют**  
**Петр Иванович Марков**

## **ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА**

Редактор Б. Ф. Полковников  
Редактор издательства З. И. Михеева  
Обложка художника В. Я. Батищева  
Технический редактор О. Н. Адашкина  
Корректор М. Г. Гулина  
ИБ № 314

Сдано в набор 23.11.84	Подписано в печать 04.02.85	T-06151
Формат 84 X 108 <sup>1/32</sup>	Бумага типографская № 3	
Гарнитура литературная	Печать высокая	Усл. печ. л. 7,98
Усл. кр.-отт. 8,19	Уч.-изд. л. 9,03	Тираж 11000 экз.
Заказ 151	Цена 45 к.	

---

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

---

Московское производственное объединение «Первая Образцовая типография»  
Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств,  
полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, М-54, Вальная, 28

45 к.  
№ 8 5

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ